UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

GIOVANI GUARIENTI POZZEBON

CONTROLE E ANÁLISE DE CONVERSORES MULTINÍVEIS
CONECTADOS EM REDES DE DISTRIBUIÇÃO PARA A
APLICAÇÃO EM PAINÉIS FOTOVOLTAICOS E
ARMAZENADORES DE ENERGIA

São Carlos

2013

GIOVANI GUARIENTI POZZEBON

**CONTROLE E ANÁLISE DE CONVERSORES MULTINÍVEIS
CONECTADOS EM REDES DE DISTRIBUIÇÃO PARA A
APLICAÇÃO EM PAINÉIS FOTOVOLTAICOS E
ARMAZENADORES DE ENERGIA**

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: Sistemas Dinâmicos

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado

São Carlos

2013

Trata-se da versão corrigida da tese. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

P893c Pozzebon, Giovani Guarienti
Controle e Análise de Conversores Multiníveis
Conectados em Redes de Distribuição para a Aplicação em
Painéis Fotovoltaicos e Armazenadores de Energia /
Giovani Guarienti Pozzebon; orientador Ricardo Quadros
Machado. São Carlos, 2013.

Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas
Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São Carlos da
Universidade de São Paulo, 2013.

1. Conversores Multiníveis. 2. Controle Digital de
Conversores. 3. Sistemas de Geração Distribuída. 4.
Fontes Alternativas de Energia. 5. Sistemas
Armazenadores de Energia. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **GIOVANI GUARIENTI POZZEBON**.

Título da tese: "Controle e análise de conversores multiníveis conectados em redes de distribuição para a aplicação em painéis fotovoltaicos e armazenadores de energia".

Data da defesa: 10/05/2013

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Dr. **José Carlos de Melo Vieira Júnior** – (Orientador Substituto) APROVADO
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Prof. Dr. **José Roberto Boffino de Almeida Monteiro** APROVADO
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Prof. Associado **José Antenor Pomílio** Aprovado
(Universidade Estadual de Campinas/UNICAMP)

Prof. Dr. **Sérgio Pires Pimentel** APROVADO
(Universidade Federal de Goiás/UFG)

Prof. Titular **Carlos Alberto Canesin** APROVADO
(Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho"/Campus de Ilha Solteira)

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Presidente da
Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Titular **Denis Vinicius Coury**

Aos Meus Pais

Itemar (in memoriam) e Esilda Pozzebon

Aos Meus Irmãos
Jocelito e André, e aos Meus
Sobrinhos Queridos

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, eu gostaria de agradecer a Deus por me dar saúde, paz, tranquilidade e também me iluminar e estar presente em todos os momentos de minha vida.

Gostaria de agradecer em especial aos meus pais Itemar e Esilda, que sempre me incentivaram a seguir em frente e construíram os alicerces da minha vida, pelos ensinamentos e amor dedicado aos filhos. Aos meus irmãos Jocelito e André pelo amor, apoio e compreensão que eles dedicaram em todos os momentos e pelas suas amizades e companheirismos. Agradeço também a todos os meus familiares e amigos pelos incentivos.

Agradeço a Sara, minha namorada, pelo seu amor e companheirismo e pelo seu apoio constante em todos os momentos. Agradeço também ao meu gato de estimação, Misso, pelas brincadeiras e pela sua companhia.

Gostaria de agradecer ao Prof. Ricardo, me orientou nesta jornada, pela excelente oportunidade me concedida, pela sua confiança em meu trabalho e pelas colaborações com este trabalho. Aos colegas do LAFAPE e LAC pelo suporte e pelas conversas e risadas.

Agradeço também aos professores Simone e Giorgio, que me receberam muito bem na Itália, pelas suas colaborações grandiosas, pelos seus ensinamentos e tempo dedicado a este trabalho.

Agradeço também a FAPESP que financiou este trabalho, a Escola de Engenharia de São Carlos - USP e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica pelo suporte e espaço concedido para a realização deste trabalho.

RESUMO

POZZEBON, G. G. Controle e Análise de Conversores Multiníveis Conectados à Rede de Distribuição para a Aplicação em Painéis Fotovoltaicos e Armazenadores de Energia.

Tese de Doutorado – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2013.

A utilização de conversores multiníveis tem sido uma importante alternativa para aplicações de alta potência e média tensão, graças aos altos níveis de potência alcançáveis por estas estruturas. Recentemente, esta topologia de conversores foi aplicada em sistemas com fontes alternativas para alimentar um sistema de geração distribuída, nos quais diferentes fontes de energia eram utilizadas. Com base nas características dos conversores multinível e sua potencial aplicabilidade em sistemas de geração distribuída, este trabalho tem como objetivo construir um sistema multinível conectado a rede de distribuição para utilização de fontes alternativas de energia como fontes primárias. Considerando que a energia fornecida pelas fontes alternativas pode sofrer variações, propõe-se a integração de sistemas armazenadores de energia, como capacitores, ao sistema multinível. Por isso, este trabalho desenvolve uma estratégia de controle para máxima transferência de potência ativa entregue à rede a fim de obter um fluxo ótimo. A topologia multinível deste trabalho possui em sua configuração dois módulos inversores conectados em série. Neste caso, é possível que pelo menos um desses inversores funcione com uma modulação em baixa frequência processando a maior parcela de potência. Assim, duas estratégias de controle – modulação de fase e modulação de amplitude – para a transferência de potência realizada pelo inversor de baixa frequência são analisadas. As vantagens e desvantagens de cada um dos métodos são expostas e então a estratégia mais adequada, no caso a modulação de amplitude, é utilizada na operação do conversor multinível. Além disso, são apresentados a modelagem das plantas e o projeto dos controladores de cada um dos módulos inversores. Por fim, a validação da proposta é feita através dos resultados de simulações e experimentais que mostram a capacidade do sistema de geração em transferir potência constante para a rede de distribuição e manter a corrente quase sem distorções em fase com a tensão.

Palavras-chave: Conversores Multiníveis, Controle Digital de Conversores, Sistemas de Geração Distribuída, Fontes Alternativas de Energia, Sistemas Armazenadores de Energia.

ABSTRACT

POZZEBON, G. G. Analysis and Control of Multilevel Converters Connected to the Distribution Grid for Photovoltaic Arrays and Storage Energy Devices. Ph.D. Thesis – São Carlos School of Engineering, University of São Paulo, 2013.

The utilization of multilevel converters has been an important alternative for medium voltage applications with high power and power quality demand, thanks to the high power levels achievable for this kind of structure. Recently, this converter topology was proposed as a new possibility in renewable energy source applications, mainly in system delivering power to the grid, where different renewable energy resources may be used. Based on the characteristics of multilevel converters, and their potential applicability in distributed generation systems, this study aims to build a multilevel system that could be powered by renewable energy sources as primary sources and then connect them to a distribution grid. However, considering the energy produced by alternative sources can vary, it is analyzed the integration of a storage energy system in this multilevel topology. Taking into account this ends, the main concern of this study is related to the development of a control strategy to maximize the active power transferred to the grid. The multilevel topology employed in this study has two H-bridge inverter modules connected in series forming a cascaded configuration. Therefore, it is possible that at least one of these inverters, operating with a low frequency of modulation, process the majority of power with lower amount of losses. On this way, two control strategies for power transfer are analyzed. The advantages and disadvantages of each method are presented, and the most appropriated strategy is used in the operation of the multilevel converter system. In addition, it has been presented the design criteria for each controller and finally the validation of the proposed approach is done by means of simulations and experimental results which show the ability of the converter to transfer constant active power to the grid and keep the grid current in phase with the grid voltage.

Keywords: Multilevel Converters, Digital Control of Power Converters, Distributed Generation Systems, Alternative Sources of Energy, Energy Storage Systems.

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1: Estrutura multinível em cascata assimétrica trifásica.	34
Fig. 2: Configuração multinível implementada em laboratório.	35
Fig. 3: Módulo de potência conectado a um retificador não-controlado de seis pulsos.....	35
Fig. 4: Princípio de operação da modulação dos inversores em cascata assimétrica com modulação PWM na célula de menor potência.	38
Fig. 5: Tensões de saída e sinais de referência em um inversor multinível de 7 níveis com modulação PWM na célula de menor potência.	39
Fig. 6: Diagrama do algoritmo PLL.	40
Fig. 7: Sinal de referência e sinal sincronizado pelo PLL.	40
Fig. 8: Diagramas fasoriais.....	43
Fig. 9: Diagrama de determinação da tensão de referência.	44
Fig. 10: Diagrama de controle para a determinação do ângulo β	45
Fig. 11: Diagrama de Bode do ganho da planta mais controlador em malha aberta.	46
Fig. 12: Diagrama de blocos do sistema de controle <i>fuzzy</i> para os conversores CC-CC.	50
Fig. 13: Funções de pertinência para o erro e a variação do erro.	51
Fig. 14: Determinação do valor de pertinência para a reta paralela (a) e a reta antiparalela (b) ao vetor discreto.....	52
Fig. 15: Determinação das linhas dos conjuntos <i>fuzzy</i> ativos.....	53
Fig. 16: Ilustração do mecanismo de inferência para as 4 regras ativadas e o método de defuzzificação através do cálculo do centro de gravidade.	56
Fig. 17: Conversor <i>boost</i> -60 V submetido a variações de carga.	58
Fig. 18: Conversor <i>boost</i> -120 V submetido a variações de carga.	58
Fig. 19: Disposição dos conversores <i>boost</i> junto aos módulos de retificação e H- <i>bridge</i>	59
Fig. 20: Resultado experimental do conversor boost 60 V para conexão de carga (500W): tensão de saída V_o (50 V/div) e corrente no indutor I_L (10 A/div); horizontal: 100 ms/div. ...	60
Fig. 21: Resultado experimental do conversor boost 60 V para retirada de carga (500W): tensão de saída V_o (50 V/div) e corrente no indutor I_L (10 A/div); horizontal: 100 ms/div. ...	60
Fig. 22: Resultado experimental do conversor boost 120 V para conexão de carga (500W): tensão de saída V_o (50 V/div) e corrente no indutor I_L (10 A/div); horizontal: 100 ms/div. ...	60

Fig. 23: Resultado experimental do conversor boost 60 V para retirada de carga (500W): tensão de saída V_o (50 V/div) e corrente no indutor I_L (10 A/div); horizontal: 100 ms/div....	61
Fig. 24: Diagrama unifilar do sistema de GD utilizando conversor multinível.....	63
Fig. 25: Conversor de potência.	64
Fig. 26: Plataforma contendo o microprocessador.....	64
Fig. 27: Tensões sintetizadas pelo multinível sincronizadas com a rede.Tensões: 100 V/div.; sinal de referência: 500 mV/div.; horizontal: 5 ms/div.....	65
Fig. 28: Tensões v_{aN} e v_{bN} , e as correntes i_{aCARGA} e i_{bCARGA} durante a adição de carga local. Tensões: 200 V/div.; correntes: 5 A /div.; horizontal: 5 ms/div.	66
Fig. 29: Tensões de saída do conversor; corrente na carga e na rede durante a conexão e transferência de potência. (a) tensão: 200 V/div.; correntes: 5 A/div.; horizontal: 5 ms/div.; (b) tensão 200 V/div; corrente i_{aCARGA} : 5 A/div.; corrente i_{AREDE} : 2 A/div.; horizontal: 20 ms/div.66	
Fig. 30: Conexão da GD e transferência de potência. Tensão v_{AB} na rede: 300 V/div.; correntes i_{aCARGA} e i_{BREDE} : 5 A /div.; horizontal: 500 ms/div.....	67
Fig. 31: Transferência de potência durante o transitório de carga local. Conexão da GD e transferência de potência. Tensões: 300 V/div.; correntes: 5 A /div.; horizontal: (a) 10 ms/div.; (b) 500 ms/div.	68
Fig. 32: Conversor multinível monofásico conectado à rede e fazendo a interface para fontes renováveis (painéis fotovoltaicos) e sistemas armazenadores de energia (baterias).	70
Fig. 33: Diagrama de transferência de potência ativa.	72
Fig. 34: Ângulo da tensão em graus em relação à potência P_A a ser transferida.	75
Fig. 35: Valores máximos em magnitude de V_B em relação à indutância L	76
Fig. 36: Magnitude e ângulo da tensão eficaz que o inversor B necessita gerar – $L=10$ mH..	76
Fig. 37: Modulação de fase: posicionamentos de V_A e V_B para manter uma corrente em fase com a tensão da rede.	77
Fig. 38: Verificação da potência P_B em relação à potência P_A – modulação de fase.	78
Fig. 39: Forma de onda de saída do inversor A (amplitude normalizada).	78
Fig. 40: Tensão fundamental eficaz do inversor A em função da potência P_A	80
Fig. 41: Valores máximos em magnitude de V_B com relação a indutância L	81
Fig. 42: Magnitude e ângulo da tensão que inversor B precisa gerar – $L=10$ mH.	81
Fig. 43: Modulação da amplitude: posições de V_A e V_B para controlar a corrente.	82
Fig. 44: Verificação da potência P_B em relação a P_A – modulação de amplitude.	82
Fig. 45: Tensão instantânea do inversor A: $P_A = P_{A\text{ máx}}$; $P_A = P_{A\text{ mín}}$	84
Fig. 46: Tensões de saída estimadas para o conversor multinível e para o inversor B, para uma potência $P_A = P_{A\text{ mín}}$	85
Fig. 47: Tensões de saída estimadas para o conversor multinível e para o inversor B, para uma potência $P_A=P_{A\text{ máx}}$	86
Fig. 48: Diagrama de blocos da malha de controle do inversor A.	89

Fig. 49: Diagrama de Bode de $G(s)$, $PI(s)$ e do ganho em malha aberta.	90
Fig. 50: Diagrama de blocos da malha de controle da corrente.	92
Fig. 51: Diagrama de Bode de $G_I(s)$, $PI(s)$ e do ganho em malha aberta.	93
Fig. 52: Potências P_A e P_B ; potência entregue a rede P_g ; tensão V_{CC_A} ; e corrente na rede. ...	94
Fig. 53: Formas de ondas para $P_A=3$ kW. (a) Vertical: tensão da rede 200 V/div; corrente na rede 20 A/div. (b) Vertical: tensões de saída dos inversores A e B 200 V/div; saída do controlador de corrente 1V/div. Horizontal: 5 ms/div.....	95
Fig. 54: Formas de ondas para $P_A=4$ kW. (a) Vertical: tensão da rede 200 V/div; corrente na rede 20 A/div. (b) Vertical: tensões de saída dos inversores A e B 200 V/div; saída do controlador de corrente 1V/div. Horizontal: 5 ms/div.....	95
Fig. 55: Formas de ondas para $P_A=4$ kW. (a) Vertical: tensão da rede 200 V/div; corrente na rede 20 A/div. (b) Vertical: tensões de saída dos inversores A e B 200 V/div; saída do controlador de corrente 1V/div. Horizontal: 5 ms/div.....	96
Fig. 56: Zoom na FFT da corrente.	96
Fig. 57: Diagrama representando a disposição experimental das fontes CC, elementos passivos e do conversor multinível conectado a rede de distribuição.	99
Fig. 58: Tensão e corrente na rede, $P_A \approx 750$ W. Vertical: 60V/div ;10 A/div. Horizontal: 5 ms/div.	100
Fig. 59: Tensão da rede e tensão de saída do multinível, $P_A \approx 750$ W. Vertical: 60V/div ; 200 V/div. Horizontal: 5 ms/div.....	100
Fig. 60: Tensões de saída do inversor A e inversor B, $P_A \approx 750$ W. Vertical: 100V/div. Horizontal: 5 ms/div.	101
Fig. 61: Tensão e corrente na rede, $P_A \approx 1000$ W. Vertical: 60V/div ;10 A/div. Horizontal: 5 ms/div.	102
Fig. 62: Tensão da rede e tensão de saída do multinível, $P_A \approx 1000$ W. Vertical: 60V/div ; 200 V/div. Horizontal: 5 ms/div.....	102
Fig. 63: Tensões de saída do inversor A e inversor B, $P_A \approx 1000$ W. Vertical: 100V/div. Horizontal: 5 ms/div.	103
Fig. 64: Tensão e corrente na rede, $P_A \approx 1250$ W. Vertical: 60V/div ;10 A/div. Horizontal: 5 ms/div.	104
Fig. 65: Tensão da rede e tensão de saída do multinível, $P_A \approx 1250$ W. Vertical: 60V/div ; 200 V/div. Horizontal: 5 ms/div.....	104
Fig. 66: Tensões de saída do inversor A e inversor B, $P_A \approx 1250$ W. Vertical: 100V/div. Horizontal: 5 ms/div.	105
Fig. 67: Espectro das frequências da corrente na rede.	106
Fig. 68 – Esquema lógico de acionamento do inversor multinível.	121
Fig. 69 – Tensão de saída e sequência de comutação em baixa frequência do inversor A, de acordo com o ângulo de comutação α , utilizando portas GPIO do DSP.....	122

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Tabela de regras do controlador <i>fuzzy</i>	54
Tabela 2: Parâmetros dos circuitos - simulação.	57
Tabela 3: Parâmetros η , λ_e e λ_{ce} do controlador <i>fuzzy</i>	57
Tabela 4: Parâmetros do controlador de tensão.	91
Tabela 5: Parâmetros do controlador de corrente.	93
Tabela 6: Parâmetros utilizados no protótipo experimental.	98
Tabela 7: Parâmetros do controlador de tensão.	98
Tabela 8: Parâmetros do controlador de corrente.	98
Tabela 9 – Lógica para inversor A – saída em 3 níveis.	121
Tabela 10 – Lógica para inversor B – PWM em 3 níveis.	121

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1	INTRODUÇÃO.....	23
1.1	Motivações e objetivos do trabalho.....	29
1.1.1	Objetivos gerais.....	30
1.1.2	Objetivos específicos.....	30
1.2	Organização do texto.....	30
CAPÍTULO 2	CONVERSOR CC-CA E SUA ESTRUTURA MULTINÍVEL EM SISTEMAS DE GD.....	33
2.1	Introdução.....	33
2.2	Aspectos gerais da construção do conversor multinível.....	33
2.3	Níveis de tensão e estratégia de modulação.....	36
2.4	Algoritmo de sincronismo – PLL.....	39
2.5	Controle do fluxo de potência.....	41
2.5.1	Método para transferência de potência.....	44
2.6	Considerações finais.....	47
CAPÍTULO 3	CONVERSORES CC-CC CONTROLADOS POR UM SISTEMA <i>FUZZY</i> EMBARCADO EM DSP.....	49
3.1	Introdução.....	49
3.2	Controlador <i>fuzzy</i>	50
3.3	Resultados de simulações.....	56
3.4	Resultados experimentais.....	59
3.5	Considerações finais.....	61
CAPÍTULO 4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO SISTEMA MULTINÍVEL APLICADO EM SISTEMAS DE GD.....	63
4.1	Introdução.....	63
4.2	Resultados experimentais.....	65
4.2.1	Sistema de modulação e sincronismo.....	65
4.2.2	Inserção de carga local resistiva.....	65
4.2.3	Conexão com a rede de distribuição.....	66
4.3	Considerações finais.....	68

CAPÍTULO 5	CONVERSOR MULTINÍVEL CONECTADO À REDE COMO	
	INTERFACE DE FONTES RENOVÁVEIS E SISTEMAS ARMAZENADORES DE	
ENERGIA		69
5.1	Introdução	69
5.2	Modo de operação	70
5.3	Procedimento de projeto e controle de um sistema multinível monofásico	72
5.3.1	Considerações para o projeto	72
5.3.2	Primeira estratégia de controle para o inversor A: modulação de fase	74
5.3.3	Segunda estratégia de controle para o inversor A: modulação de amplitude	79
5.4	Definição dos parâmetros e escolha do método	82
5.5	Determinação das funções de transferência e projeto dos controladores PI	86
5.5.1	Inversor A: malha de controle da tensão no barramento CC	87
5.5.2	Inversor B: malha de controle da corrente de saída	91
5.6	Resultados de simulações	93
5.7	Resultados experimentais	97
5.7.1	Potência no módulo A menor que a potência de referência da rede	99
5.7.2	Potência no módulo A igual à potência de referência da rede	101
5.7.3	Potência no módulo A maior que a potência de referência da rede	103
5.7.4	Espectro de frequências da corrente da rede	105
5.8	Considerações finais	106
CAPÍTULO 6	CONCLUSÕES	107
6.1	Sugestões para trabalhos futuros	108
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		109
APÊNDICE A	REVISÃO DA LÓGICA <i>FUZZY</i> E CONJUNTOS <i>FUZZY</i>	117
APÊNDICE B	MÉTODO DE ACIONAMENTO DOS MÓDULOS <i>H-BRIDGE</i>	121
APÊNDICE C	ESPECIFICAÇÃO DOS MÓDULOS INVERSORES	123
APÊNDICE D	CIRCUITOS ESQUEMÁTICOS DAS PLACAS DE	
CONDICIONAMENTO DE SINAIS E DE ACIONAMENTO DOS INVERSORES		127
D.1	Condicionamento de tensão CA	128
D.2	Canal de condicionamento de corrente	130
D.3	Canal de condicionamento de tensão CC	131
D.4	Buffer e acionamento	132
D.5	Fontes para alimentação dos circuitos	133

Capítulo 1

Introdução

O aparecimento de um quadro de dificuldades no atendimento da demanda de energia elétrica a partir de maio de 2001 em decorrência de fatores como a limitada produção de energia por grandes centrais hidroelétricas, a inviabilidade econômica e, principalmente, os efeitos ambientais causados com a implantação de novas estruturas, fez com que aumentasse o risco de um colapso no setor elétrico nacional (HADDAD, 2001), (PEREIRA, 2003). Por isso, a utilização de sistemas de geração distribuída (GD) que empregam fontes alternativas como energia primária está sendo incentivada pelo governo federal por meio de órgãos como a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) e Ministério de Minas e Energia através do programa PROINFA (Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica) com a finalidade de promover soluções para os problemas de fornecimento de energia. Dentre as fontes alternativas de energia existentes para aplicações em sistemas de GD, podem-se destacar, principalmente, os sistemas eólicos, os painéis fotovoltaicos e as células de combustível associadas ou não aos sistemas armazenadores de energia tais como baterias e ultracapacitores.

A utilização de células de combustível e painéis fotovoltaicos como fontes alternativas de energia começaram a receber maior atenção, principalmente, por minimizarem os impactos ambientais. As células de combustível são células eletroquímicas semelhantes às baterias e pilhas convencionais em que são consumidos um agente redutor (combustível) e um agente oxidante (comburente), com o objetivo de gerar energia elétrica. A diferença é que, nas células de combustível, ao contrário das baterias, o combustível e o oxidante são fornecidos e consumidos continuamente enquanto que nas pilhas e baterias comuns os reagentes se esgotam. No caso das pilhas e baterias recarregáveis, as reações são reversíveis e os reagentes podem ser regenerados aplicando-se uma corrente elétrica. Nas células de combustível, o princípio básico é a reação eletroquímica do hidrogênio como gás combustível, sendo capazes de gerarem potências de centenas de kW (FARRET; SIMÕES, 2006).

Os painéis solares realizam a transformação da energia solar em eletricidade através de módulos fotovoltaicos constituídos por células. Tais células são dispositivos semicondutores que convertem a energia solar incidente em corrente contínua, com rendimento entre 3% e 25%. A eficiência, por sua vez, é dependente da intensidade do espectro de iluminação, da temperatura, do projeto e do material da célula (FARRET; SIMÕES, 2006). Com relação à tendência mundial de energia limpa, essa tecnologia se tornou uma das opções mais promissoras recebendo incentivos de governos e companhias de energia que apóiam esta ideia (BLAABJERG *et al.*, 2006).

Os sistemas baseados em fontes alternativas podem trazer benefícios quando conectados à rede de distribuição tais como: a melhoria dos níveis de tensão, a redução das perdas de potência em projetos de co-geração, não agressão ao meio ambiente em plantas ecologicamente corretas, entre outros (EL-KHATTAM; SALAMA, 2004). Em contrapartida, é preciso uma avaliação detalhada da rede na qual a GD será instalada, do tipo de carga que ela deverá suprir e o seu regime de funcionamento, caso contrário, os impactos causados pela GD podem ser mais prejudiciais do que benéficos. Dentre os principais problemas causados por sistemas de GD em redes de distribuição é possível mencionar os transitórios indesejados devido às operações de chaveamento (conexão e desconexão), a alteração dos níveis de curto-circuito e de estabilidade existentes e a atuação inadequada dos dispositivos de proteção causando ilhamento em partes do sistema elétrico (CHAITUSANEY; YOKOYAMA, 2005).

No Brasil, para sanar essa deficiência e outras tantas lacunas sobre diversos itens relacionados à operação e planejamento de sistemas de distribuição, foram criados os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), elaborados pela ANEEL, que normatizam e padronizam as atividades técnicas relacionadas ao funcionamento e desempenho dos sistemas de distribuição de energia elétrica. No módulo 3 do PRODIST são listadas as ações que devem ser tomadas pela concessionária e pelos produtores a fim de garantir tanto a qualidade quanto a confiabilidade no abastecimento de energia elétrica (ANEEL, 2010a). Dentre esses procedimentos, os produtores e autoprodutores devem garantir que não sejam violados os valores pré-estabelecidos por normas dos seguintes parâmetros: distorções harmônicas, variações de tensão de curta duração, desequilíbrio e flutuação de tensão (ANEEL, 2010b). A Resolução Normativa N° 482, de 17 de abril de 2012, estabelece as condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuídas aos sistemas de distribuição de energia elétrica e o sistema de compensação de energia elétrica (ANEEL, 2012). O PRODIST também determina que os autoprodutores realizem estudos

básicos no ponto de conexão e na área de influência de seu sistema elétrico sobre os seguintes aspectos:

- a) nível de curto-circuito;
- b) capacidade de disjuntores, barramentos, transformadores de corrente e malhas de terra;
- c) adequação dos sistemas de proteção;
- d) parâmetros dos sistemas de controle de tensão e de frequência para conexões em alta tensão.

Para conectar as fontes alternativas que produzem energia elétrica na forma de corrente contínua (CC) nos alimentadores da concessionária, é preciso associá-las a conversores do tipo CC-CC e CC-CA. Os conversores CC-CC restringem-se a equalizar os níveis incompatíveis de tensão e impedir que manobras de carga produzam efeitos sobre a fonte alternativa de energia. Já os conversores CC-CA são utilizados para sintetizar tensão no ponto de acoplamento comum (PAC) (local onde os consumidores, a rede da concessionária e a geração distribuída são conectadas) e controlar o fluxo de potência entre o sistema de GD e a rede de distribuição (MACHADO, 2000; YE *et al.*, 2004; KATIRAEI; IRAVANI; LEHN, 2005; MACHADO, 2005; MACHADO; BUSO; POMILIO, 2006). Neste caso, uma das possíveis soluções é a utilização dos conversores multiníveis, principalmente, quando as aplicações requerem níveis de tensão e fluxo de potência elevadas (acima de 300 kVA). É importante ressaltar que estes dispositivos, além de atuarem como interface entre os conversores CC-CC e a rede da concessionária, precisam produzir energia elétrica com índices de qualidade dentro dos padrões estabelecidos por normas nacionais e internacionais (GUI-JIA, 2005; XU; ANDERSEN; CARTWRIGHT, 2005; NG *et al.*, 2006).

Dependendo da estratégia de modulação adotada, a estrutura multinível permite a comutação de suas chaves semicondutoras em frequências mais baixas e próximas à frequência fundamental. Assim, as perdas por comutação são minimizadas. Com a ausência dos componentes de alta frequência, a distorção do sinal produzido é bem menor quando comparado à de uma estrutura tradicional com modulação PWM. Além disso, algumas topologias da estrutura multinível permitem que sejam atingidos valores elevados de tensão de saída, fazendo com que suas aplicações sejam adequadas para níveis médios de tensão (13,8 ou 22 kV), nas quais as vantagens da estrutura multinível se tornam maiores (MIRANDA; CARDENAS; PEREZ, 2004). Até o momento, as topologias mais utilizadas são: neutro grampeado (NPC) (BASU; DAS; DUBEY, 2004), capacitor grampeado (HORN; WILKINSON; ENSLIN, 1996; SONG *et al.*, 2001; BOR-REN; YI-LANG, 2002), a em

cascata simétrica (FANG ZHENG *et al.*, 1996; FANG ZHENG; MCKEEVER; ADAMS, 1998; YIQIAO; NWANKPA, 1999; CHUL-WOO *et al.*, 2002; LI *et al.*, 2003; GENG; YONGDONG; XIAOJIE, 2004; MASSOUD; FINNEY; WILLIAMS, 2004), e a em cascata assimétrica (PATIL *et al.*, 1999; LEE; RON HUI; HENRY SHU-HUNG, 2002; LOPEZ *et al.*, 2003; MIRANDA *et al.*, 2004; HONGFA; XIANZHONG; QINGCHUN, 2005; ORTUZAR *et al.*, 2006; PIMENTEL; POMILIO, 2008; PIMENTEL; MARTINEZ; POMILIO, 2009; PIMENTEL, 2011). Dentre estas, uma topologia que merece destaque é a em cascata assimétrica, composta por módulos (*H-bridge*) associados em série, pois este tipo de estrutura apresenta um menor número de componentes (indutores, capacitores e semicondutores de potência) entre as estruturas multiníveis convencionais (RECH, 2005). Nesse tipo de topologia, para se obter as tensões de saída com uma quantidade ótima de níveis é necessário utilizar fontes de tensão com níveis diferentes e associá-las em uma conexão série. Estas sintetizam formas de onda de tensão que, ao serem somadas, produzem tensões com diversos níveis. Normalmente, as células que compõem esses conversores possuem tanto configurações monofásicas quanto trifásicas.

A conexão de células monofásicas em série para sintetizar formas de onda de tensão multiníveis foi apresentada pela primeira vez em 1975 (BAKER; BANNISTER, 1975). Neste caso, vários inversores monofásicos convencionais em ponte completa (inversores *H-bridge*) são conectados em série para obter uma tensão de saída com uma forma de onda quase senoidal (baixa distorção). Posteriormente, diversos autores também utilizaram essa configuração para sintetizar formas de onda de tensão com vários níveis, tanto em sistemas monofásicos quanto trifásicos (FANG ZHENG *et al.*, 1996; HAMMOND, 1997; JOOS; XIAOGANG; BOON-TECK, 1998; SCHIBLI; TUNG; RUFER, 1998; TOLBERT; FANG ZHENG; HABETLER, 1999; RODRIGUEZ *et al.*, 2002).

Devido a algumas vantagens como modularidade e baixa distorção na tensão de saída, a utilização de conversores multiníveis vem sendo uma opção para ser utilizada em fontes alternativas de energia. Como no caso do trabalho apresentado em (KHAJEHODDIN; JAIN; BAKHSHAI, 2007), que mostra uma estratégia de controle para conversores multiníveis conectados em cascata empregados em sistemas fotovoltaicos e conectados a uma rede monofásica. Neste trabalho, os autores mostram, através de simulações, que a topologia de conversores multiníveis utilizada gera uma corrente de alta qualidade na saída, enquanto busca o ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking-MPPT*) para cada conjunto de painéis independentemente. Porém, na proposta apresentada pelos autores não existe nenhum estágio de conversão CC-CC, o que ocasiona algumas limitações no

desempenho desse sistema devido à não controlabilidade das tensões dos barramentos CC, que varia conforme a potência de cada módulo.

Dentre os diversos trabalhos existentes na literatura que utilizam conversores multiníveis, podem-se destacar também aqueles que mostram diferentes aplicações e que podem servir como base para trabalhos futuros. É o caso de (LI *et al.*, 2000), onde os autores apresentam uma técnica para a eliminação de harmônicos na tensão de saída dos conversores multiníveis. Essa técnica utiliza algoritmos genéticos (AG) para determinar o ângulo ótimo de chaveamento para os conversores multiníveis em cascata, com o intuito de eliminar algumas componentes harmônicas de ordem mais elevada. Neste caso, três conversores H-*bridge* são conectados, formando um sistema monofásico no qual cada conversor fornece uma forma de onda de tensão quadrada com diferentes razões-cíclicas, fornecendo, desta forma, na saída do sistema uma tensão com 7 níveis. Os ângulos ótimos de chaveamento são calculados *off-line* para eliminar a 5ª e a 7ª componente harmônica. Depois de determinados os ângulos, estes são aplicados em uma plataforma experimental. A técnica proposta, segundo os autores, pode ser aplicada a conversores multiníveis com qualquer número de níveis.

Já em (LOPEZ *et al.*, 2003), os autores apresentam a implementação de um filtro ativo de potência com múltiplas células monofásicas conectadas em série. Cada célula é composta por um capacitor CC e um inversor H-*bridge* de tensão monofásico. Com esta topologia, altos níveis de tensão podem ser alcançados, tornando o conversor multinível aplicável em sistemas de distribuição de média tensão. O filtro ativo proposto é composto por dois conversores H-*bridge* por fase, formando a configuração em cascata. Cada módulo inversor desse sistema opera com diferentes níveis de tensão contínua na entrada e diferentes frequências de chaveamento, o que melhora a eficiência e as características de compensação do conversor multinível. O inversor com a maior tensão CC opera com a menor frequência de chaveamento para compensar, principalmente, as correntes harmônicas de baixa frequência. O segundo inversor, com menor tensão CC, opera em uma frequência de chaveamento maior e gera correntes harmônicas de alta frequência. Segundo os autores, este modo de operação apresenta um melhor desempenho e características de compensação do que na configuração na qual cada conversor opera com uma mesma tensão e frequência de chaveamento fixa. O desempenho do filtro ativo proposto foi verificado através de simulações computacionais na compensação de correntes harmônicas injetadas por cargas não lineares, tanto em regime permanente quanto durante o regime transitório.

Outro aspecto interessante é a aplicação de sistemas inteligentes em sistemas de controle de conversores. Neste caso pode-se apresentar como exemplo o trabalho (AZLI;

NING, 2003), no qual os autores utilizam uma topologia de conversores multiníveis com controle PWM para aplicações de alta tensão. Para o controle desses conversores os autores propõem a utilização de um controlador proporcional integral *fuzzy* para prover uma forte ação de controle quando houver fortes variações de tensão e uma suave ação de controle para pequenas variações de tensão na saída do inversor multinível. A justificativa dos autores para a utilização de um sistema *fuzzy* vem do conhecimento de que um controlador PI convencional é muito sensível a perturbações e a variações dos parâmetros do sistema. Além disso, um controlador *fuzzy* é um controlador adaptativo por natureza que disponibiliza um rápido desempenho mesmo quando os parâmetros da planta sofrem modificações. Outra motivação para a utilização desse tipo de controlador foi a não necessidade da modelagem matemática, bastando apenas experiências intuitivas e informações qualitativas.

Dentro da perspectiva de expansão do uso de dispositivos da eletrônica em sistemas de GD, este trabalho apresenta o controle e análise de conversores multiníveis conectados à rede para a inserção de fontes alternativas de energia (painéis fotovoltaicos) em sistemas de GD, já que estes podem trazer benefícios quando conectados à rede de distribuição, principalmente, quando combinados a sistemas armazenadores de energia, tais como ultracapacitores e baterias. Por isso, depois de realizar testes experimentais em um sistema multinível funcionando com uma modulação convencional, no penúltimo capítulo deste trabalho, é apresentada uma proposta diferente das propostas usuais em se tratando de conversores multiníveis. Nela apresenta-se uma análise e uma metodologia de projeto para a utilização de conversores multiníveis, em versão monofásica, com dois módulos *H-bridge* em cascata, como interface de fontes alternativas e sistemas armazenadores de energia. Uma das principais vantagens desta proposta é que, além da possibilidade de combinar sistemas armazenadores, tais como baterias, com fontes alternativas de energia, como painéis fotovoltaicos, por exemplo, existe a possibilidade de compensar as variações de potência das fontes alternativas, mantendo-se a potência injetada no sistema de distribuição constante. Isto se faz através da utilização de um inversor conectado às fontes alternativas operando em baixa frequência e outro operando em alta frequência e conectado ao sistema armazenador de energia. Este segundo faz a compensação das distorções na corrente impostas pelo primeiro inversor. Neste caso, é essencial que o fluxo de potência em cada um dos módulos *H-bridge* também seja controlado, de modo que as oscilações de potência nas fontes geradoras não se transfiram para rede. Para isso, o presente trabalho apresenta, no capítulo 5, uma análise de duas estratégias de modulação para a transferência de potência. As vantagens e desvantagens de cada um dos métodos são expostas e então a estratégia mais adequada é utilizada na

operação do conversor multinível. Depois disso, são apresentados os projetos dos controladores de cada um dos módulos inversores. Por fim, a validação da proposta é feita através dos resultados de simulações e experimentais que mostram a capacidade do conversor em transferir potência e manter a corrente em fase com a tensão.

A seção seguinte apresenta as motivações para a elaboração deste trabalho bem como os objetivos a serem cumpridos ao longo do seu desenvolvimento.

1.1 Motivações e objetivos do trabalho

A utilização de conversores multiníveis tem sido uma importante alternativa para aplicações de alta potência e média tensão (RODRIGUEZ *et al.*, 2007), (FRANQUELO *et al.*, 2008). As principais razões são o alcance de tensões mais elevadas utilizando semicondutores clássicos, uma melhor qualidade da energia (TDHs da tensão e corrente reduzidas, tensões de modo comum reduzidas). Recentemente, esta topologia de conversores foi utilizada como uma nova possibilidade em diversas áreas importantes tais como: veículos híbridos, energia eólica, energia fotovoltaica, fontes ininterruptas de energia, compensação de potência reativa, entre outras (HERNANDEZ *et al.*, 2004; ZHONG *et al.*, 2006; RODRIGUEZ *et al.*, 2009). Dentre estas aplicações, podem-se destacar aquelas que utilizam fontes renováveis de energia como fontes primárias de um sistema de GD. Neste caso, podem-se utilizar diferentes fontes, tais como painéis fotovoltaicos, células a combustível, microturbinas, turbinas eólicas entre outras, podendo algumas delas, serem combinadas com sistemas armazenadores de energia como baterias e ultracapacitores. Esta combinação de fontes renováveis e sistemas armazenadores poderá formar diferentes barramentos CC com diferentes níveis de tensões e de potências.

Mais recentemente, os conversores multiníveis foram empregados como uma interface para a conexão de painéis fotovoltaicos na rede de distribuição (ALONSO *et al.*, 2003; KHAJEHODDIN; JAIN; BAKHSHAI, 2007; KHAJEHODDIN; BAKHSHAI; JAIN, 2007; DAHER; SCHMID; ANTUNES, 2008; VILLANUEVA; CORREA; RODRIGUEZ, 2008; OZDEMIR; OZDEMIR; TOLBERT, 2009; SELVARAJ; RAHIM, 2009). Apesar de sistemas fotovoltaicos de alta potência ainda não serem comuns, em particular, os conversores multiníveis em cascata (CHB-*cascaded H-bridge*) têm atraído a atenção para este tipo de aplicação (ALONSO *et al.*, 2003; KHAJEHODDIN; JAIN; BAKHSHAI, 2007; KHAJEHODDIN; BAKHSHAI; JAIN, 2007; DAHER; SCHMID; ANTUNES, 2008; VILLANUEVA; CORREA; RODRIGUEZ, 2008). A principal razão é que cada célula H-

bridge necessita de uma fonte CC isolada, o que pode ser facilmente obtido através de módulos fotovoltaicos, que podem ser conectados em série e/ou paralelo até se obter níveis de tensões desejadas. Além disso, a melhor qualidade da energia inerente dos conversores multiníveis reduz o tamanho do filtro de saída e também a frequência de comutação em alguns módulos H-*bridge*, melhorando a eficiência do sistema.

1.1.1 Objetivos gerais

Levando em consideração as características dos conversores multiníveis e os seus potenciais aplicados em sistemas de GD, este estudo tem como objetivo analisar e construir um conversor multinível em cascata (CHB) que pode ter fontes alternativas de energia como fontes primárias. Além disso, aperfeiçoar as estratégias de controle dos conversores e do fluxo de potência entre a GD e a rede de distribuição, adequando o sistema multinível para operação com painéis fotovoltaicos e sistemas armazenadores.

1.1.2 Objetivos específicos

Após as considerações envolvendo o sistema de GD utilizando um conversor multinível, podem-se estabelecer os seguintes objetivos específicos para este trabalho:

- Fazer a injeção de potência produzida pelas fontes alternativas de energia na rede elétrica;
- Estabelecer um gerenciamento ótimo para o fluxo de potência na rede elétrica de acordo com a geração e a demanda das cargas locais;
- Fazer a conexão da GD com a rede de forma segura, gerando tensões sincronizadas com as tensões da rede;
- Controlar as tensões nos barramentos CC dos módulos inversores a fim de compensar transitórios de cargas;
- Avaliar o desempenho do sistema proposto através de resultados de simulações e de resultados experimentais;
- Identificar melhorias no sistema proposto e identificar soluções para injeção de potência ativa na rede e melhorar o aproveitamento das fontes alternativas.

1.2 Organização do texto

Neste primeiro capítulo está apresentada uma introdução que aborda uma contextualização, motivação e os objetivos do presente trabalho. O Capítulo 2 apresenta a definição para um sistema de GD utilizando um conversor multinível trifásico para transferir

potência de fontes alternativas de energia à rede de distribuição. Neste capítulo também são descritas a estratégia de modulação utilizada bem como as definições matemáticas e os algoritmos para controlar o fluxo de potência na rede elétrica.

O Capítulo 3 apresenta uma metodologia para controle, baseada em sistemas *fuzzy*, dos conversores CC-CC do tipo *boost* utilizados como interface entre as fontes CC e os barramentos CC de um conversor multinível trifásico. Os conversores CC-CC restringem-se a equalizar os níveis incompatíveis de tensão e impedir que manobras de carga produzam efeitos sobre a fonte alternativa de energia e garantir uma regulação nas tensões de saída.

O capítulo 4 apresenta alguns resultados experimentais do conversor multinível aplicado a sistemas de GD, sendo este sistema avaliado com testes de manobras de carga, conexão e sincronismo da GD com a rede de distribuição, transferência de potência e controle do fluxo de potência.

No Capítulo 5 é descrita uma metodologia de análise e projeto de um sistema multinível em cascata utilizando dois módulos *H-bridge* em série, na qual se pode controlar individualmente o fluxo de potência de cada módulo. Painéis fotovoltaicos e um conjunto de baterias são utilizados como exemplo de fontes primárias. Para equilibrar a potência transferida para a rede elétrica, ou seja, mantê-la constante o maior tempo possível, é proposta uma estratégia de modulação diferente daquela apresentada no Capítulo 2 que é padrão para conversores multiníveis. Além disso, é incorporado um controle para a corrente injetada na rede com o intuito de transferir somente potência ativa. Ao final do capítulo, são apresentados resultados de simulações e testes experimentais que avaliam o desempenho e a capacidade da proposta.

Por fim, no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões sobre o desempenho do conversor multinível utilizado em sistemas de GD, avaliando as propostas do Capítulo 2 e do Capítulo 5. Também são feitas algumas considerações sobre possíveis melhorias e continuidade do trabalho.

Capítulo 2

Conversor CC-CA e sua Estrutura

Multinível em Sistemas de GD

2.1 Introdução

Um conversor CC-CA baseado na estrutura multinível pode ser construído utilizando diferentes topologias. Dentre as diversas topologias multiníveis existentes, em um primeiro momento, opta-se pela abordagem e utilização da topologia em cascata assimétrica, pois ela permite o alcance de um número maior de níveis com uma quantidade reduzida de componentes se comparada, por exemplo, à topologia em cascata simétrica (RECH, 2005), (PIMENTEL, 2006). Outro ponto importante é que a topologia em cascata é amplamente adequada à aplicação em sistemas de GD que utilizam fontes alternativas de energia como fonte de energia primária, pois o fato de requerer fontes CCs diferentes em seus módulos permite a utilização de fontes alternativas diversificadas, tais como painéis solares e células a combustível, com a possibilidade de associá-las a sistemas armazenadores de energia como ultracapacitores e banco de baterias.

2.2 Aspectos gerais da construção do conversor multinível

O conversor multinível em questão apresenta dois módulos *H-bridge* conectados em série em cada uma das fases de um sistema trifásico, possuindo valores de tensão diferentes nos seus respectivos barramentos CCs. A Fig. 1 mostra o equivalente trifásico da configuração escolhida, sendo que cada um dos seis módulos opera de maneira independente em relação aos demais. Isto implica em cada módulo possuir a sua estratégia de modulação, a sua fonte de tensão CC isolada e sua ponte monofásica H, operando de forma desacoplada. Os pares de módulos são conectados em Y, com o ponto neutro podendo estar flutuando ou conectado ao condutor terra da rede.

Fig. 1: Estrutura multinível em cascata assimétrica trifásica.

Para os estudos que seguem, cada módulo *H-bridge* é alimentado por um enrolamento secundário de um transformador, conforme mostra a Fig. 2. No total, são utilizados três transformadores, cada um com uma tensão nominal de entrada de 220 V eficaz no primário em Y e dois enrolamentos secundários em delta, um com saída 110 V de tensão eficaz e 1 kVA de potência aparente e o outro com saída de 50 V de tensão eficaz e 500 VA de potência aparente.

A Fig. 3 mostra a disposição dos componentes em cada célula ou módulo de potência, utilizando-se um simples retificador de seis pulsos na entrada de cada célula. O lado CC do retificador é conectado ao banco de capacitores que mantém a tensão do barramento CC praticamente constante. No Capítulo 3, é abordado o controle das tensões dos barramentos de CC. Estas tensões são controladas por conversores do tipo *boost*, elevando-as e mantendo-as em níveis adequados. Já os lados CA de cada retificador são alimentados diretamente pelos enrolamentos secundários dos transformadores.

Na implementação dos módulos de potência apresentados na Fig. 3, são utilizados 6 conversores da SEMIKRON contendo IGBTs com diodo em anti-paralelo, ponte retificadora não-controlada de seis pulsos e *drivers* de acionamento com sistema de intertravamento das chaves de potência. As modificações necessárias para a inclusão dos conversores *boost* são abordadas no Capítulo 3.

Fig. 2: Configuração multinível implementada em laboratório.

Fig. 3: Módulo de potência conectado a um retificador não-controlado de seis pulsos.

2.3 Níveis de tensão e estratégia de modulação

Cada módulo ou célula *H-bridge* do inversor assimétrico mostrado na Fig. 1, de forma geral, pode sintetizar três níveis de tensão, $-V_{cc,j}$, 0 e $V_{cc,j}$, sendo que $V_{cc,j}$ é a amplitude da fonte da j -ésima célula. Considera-se que as três fases do inversor assimétrico possuem a mesma estrutura e que suas fontes estão arranjadas de uma forma crescente, ou seja, $V_{cc,1} \leq V_{cc,2} \leq \dots \leq V_{cc,n}$. Além disso, a fonte de tensão da primeira célula, que é a menor fonte de todas as células, é definida como o valor base de tensão para a normalização das variáveis envolvidas no inversor. Assim, o valor normalizado da fonte de tensão da j -ésima célula é dado por:

$$V_j = \frac{V_{cc,j}}{V_{cc,1}}, \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (1)$$

Para que a diferença de tensão entre quaisquer níveis adjacentes se mantenha constante e para que todos os níveis sejam igualmente espaçados, todas as fontes de tensão devem possuir uma amplitude múltipla da menor fonte, ou seja, os valores normalizados de todas as fontes de tensão devem ser números naturais:

$$V_j \in \mathbb{N}, \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (2)$$

No momento no qual o valor normalizado de pelo menos uma fonte de tensão não pertencer ao conjunto dos números naturais, a diferença entre os níveis adjacentes não se manterá e, portanto, todos os níveis não estarão igualmente espaçados (RECH, 2005).

Neste caso, escolheu-se trabalhar com uma configuração que permitisse com que os módulos de menor tensão operassem segundo uma modulação PWM. Para esses casos, a configuração mais indicada para a topologia em cascata assimétrica é composta pelos quocientes de todas as possíveis relações obtidas de acordo com (3) (MANJREKAR; LIPO, 1998; RECH; GRUNDLING *et al.*, 2002; RECH; PINHEIRO *et al.*, 2002). O que significa que a configuração (1:2:6:...) seria a mais adequada para a proposta.

$$\frac{V_j}{V_1} = 2 \cdot \sum_{k=1}^{j-1} \frac{V_k}{V_1} \quad (j \in \mathbb{N} : j \geq 2) \quad (3)$$

Apesar de gerar um número menor de níveis do que a configuração (1:3:9:...), a configuração (1:2:6:...) de (3) possui um melhor aproveitamento da faixa de valores compreendidos entre níveis adjacentes nos casos em que o módulo de menor tensão opera

com modulação PWM. As configurações (1:2:6:...) e (1:3:9:...), por exemplo, são denominações habituais e correspondem às proporções existentes entre os fatores de multiplicidade das tensões $V_1, V_2, V_3, \dots, V_m$. Uma topologia em cascata assimétrica composta por m módulos, operando segundo uma das configurações anteriores, representa uma estrutura multinível de x níveis de acordo com (4). Sabendo-se que no presente trabalho utilizam-se dois módulos por fase, ou seja, $m = 2$, e, utilizando-se a configuração (1:2:6:...), o número máximo de níveis a ser obtido através dessa topologia é 7.

$$x = 1 + 2 \cdot \sum_{j=1}^m \left(\frac{V_j}{V_1} \right) \quad (4)$$

Em se tratando da estratégia de modulação, para os módulos que compõem a topologia em cascata assimétrica, esta também deve ser do tipo cascata ou em série. Ou seja, é preciso que haja uma concordância dos sinais obtidos nos sinais de saída de cada módulo para que, ao serem somados algebricamente, resultem num sinal próximo ao sinal de referência do conversor (PIMENTEL, 2006). Para isso, utiliza-se uma modulação PWM híbrida (H-PWM) (RODRIGUEZ *et al.*, 2007). O principal desafio, neste caso, é reduzir as perdas de chaveamento dos conversores, reduzindo a frequência de chaveamento das células de alta potência. Portanto, ao invés de utilizar um método PWM com portadora em alta frequência em todas as células, as células *H-bridge* de alta potência comumente são moduladas com formas de onda quadrada (*square waveform patterns*), chaveadas em baixa frequência, enquanto somente as células *H-bridge* de mais baixa potência são controladas com uma modulação PWM unipolar.

Para exemplificar essa metodologia, considere, por exemplo, um inversor multinível trifásico em cascata assimétrica com m módulos por fase sendo $V_1 < \dots < V_{m-1} < V_m$ as diferentes tensões das fontes CC. Assim, a operação da onda quadrada para a célula m de cada fase pode ser obtida comparando-se a referência com $\pm h_m = \pm(V_1 + \dots + V_{m-1})$, como mostrado no diagrama de controle da Fig. 4. Note que, em geral, o nível de comparação para a célula m é $h_m = V_{m-1} + V_{m-2} + \dots + V_1$, ou seja, a soma das fontes CC menores, para evitar referências de sobremodulação para as células menores. A saída deste comparador indica se essa célula está gerando $-V_m$, zero, ou V_m na saída. Considerando um caso específico no qual $m=2$, ou seja, um inversor operando com dois módulos por fase, tendo como referência um sinal senoidal, a tensão de saída em uma das fases gerada pela célula 2, utilizando este comparador, é mostrada na Fig. 5(a) (1 p.u. equivale à menor tensão, V_1). Esta tensão é chaveada na frequência

Fig. 4: Princípio de operação da modulação dos inversores em cascata assimétrica com modulação PWM na célula de menor potência.

fundamental na qual cada chave tem um liga e desliga durante um ciclo da fundamental. A diferença entre a referência v^* e a saída v_{a2} é o erro ou a parte não modulada da referência, v_1^* ; portanto este erro torna-se a referência para a última célula. Desde que não existam mais células subsequentes e esta é a de menor potência, a operação de modulação em onda quadrada é substituída pela modulação PWM unipolar tradicional, como mostrado no diagrama de controle da Fig. 4 (RODRIGUEZ *et al.*, 2009). A referência e a saída da célula 1 são mostradas na Fig. 5(b). A conexão em série das células entrega uma tensão total na saída $v_{aN} = v_{a1} + v_{a2}$, conforme ilustra a Fig. 5(c), a qual se parece com uma forma de onda multinível padrão com PWM de alta frequência tradicional, enquanto que, na realidade, somente a célula de baixa potência está operando em alta frequência de chaveamento. Este método somente é possível se as tensões dos barramentos CC das células de alta potência forem múltiplas inteiras da célula de menor potência, e $V_m \leq 2(V_1 + V_2 + \dots + V_{m-1})$, $V_{m-1} \leq 2(V_1 + V_2 + \dots + V_{m-2})$, ..., $V_3 \leq 2(V_1 + V_2)$ e $V_2 \leq 2V_1$; caso contrário poderá ocorrer sobremodulação na célula de menor potência (RODRIGUEZ *et al.*, 2009). A assimetria ótima que cumpre essas condições para o inversor de duas células é $V_1 : V_2 = 1 : 2$, ou seja, $V_2 = 2V_1$, que é o exemplo mostrado na Fig. 5, que conduz a 7 níveis de tensão na saída do conversor. O ângulo de comutação do inversor de baixa frequência minimiza a fonte CC do inversor de alta frequência, pois o inversor de baixa frequência é acionado no nível 1 p.u. Mas isto só é garantido para referência senoidal, que é o caso.

Fig. 5: Tensões de saída e sinais de referência em um inversor multinível de 7 níveis com modulação PWM na célula de menor potência.

2.4 Algoritmo de sincronismo – PLL

Para conectar a GD à rede de distribuição é essencial que ambos estejam sincronizados. Este sincronismo é realizado pelo algoritmo PLL que calcula a média do produto interno entre a tensão da rede (v_{REDE}) e a tensão de sincronismo ($v_{\perp}'$) (FARRET; SIMÕES, 2006). Se, em regime permanente, a média for igual à zero, $v_{\perp}'$ e v_{rede} estão perpendiculares e sincronizados (KEYHANI; MARWALI; DAI, 2009). Quando isto é conseguido, a integração da frequência angular (ω) define o ângulo θ ($\theta = \omega t$) utilizado como argumento para gerar $v_{\perp}'$. Devido à alta frequência de amostragem e de chaveamento, é possível fazer $T_s \approx 0$ (T_s na Fig. 6 representa o tempo de amostragem), portanto, o bloco de atraso pode ser desconsiderado na função de transferência de malha fechada do PLL (5).

$$H_{CL} = \frac{PI_{PLL}}{s} = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (5)$$

Desta forma, comparando a equação característica da função de transferência do protótipo com a função de transferência em malha fechada do PLL (6), as constantes do PI (7) e (8) podem ser ajustadas escolhendo os valores mais apropriados para a frequência natural de ressonância (ω_n) e o fator de amortecimento (ξ).

$$\underbrace{s^2 + k_p s + k_i}_{\text{Equação característica da função de transferência do PLL}} = \underbrace{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n s + \omega_n^2}_{\text{Equação característica da função de transferência}} \quad (6)$$

$$k_p = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \quad (7)$$

$$k_i = \omega_n^2 \quad (8)$$

Para evitar problemas de instabilidade, é usual que ω_n seja maior que 1 ou 2 períodos da frequência fundamental e que o *overshoot* máximo seja menor que 30%. Assim, faz-se ω_n um décimo da frequência angular fundamental e $\xi = 0,707$, resultando em um $k_p = 53,3$ e um $k_i = 1421,3$. O diagrama de blocos da Fig. 6 apresenta uma descrição geral do PLL, onde ω_r , $\Delta\omega$ e H_v são, respectivamente, a relação de frequência angular, a frequência angular ajustada e o ganho do sensor de tensão (tensão medida na rede). A Fig. 7 mostra a resposta de sincronismo do PLL em simulação.

Fig. 6: Diagrama do algoritmo PLL.

Fig. 7: Sinal de referência e sinal sincronizado pelo PLL.

2.5 Controle do fluxo de potência

A imposição de tensões simétricas, equilibradas e livres de interrupções ou distorções são pré-requisitos indispensáveis para se obter energia com índices de qualidade dentro dos padrões pré-estabelecidos por normas nacionais e internacionais. A utilização do método, que é apresentado na sequência, permite que a variável de controle antes e após qualquer contingência seja a mesma, neste caso, tensão. Além disso, fazendo com que os fasores I_{REDE} (representação fasorial da corrente da rede elétrica) e V_{REDE} (representação fasorial da tensão da rede elétrica) estejam em fase ou defasadas 180° é possível garantir fator de potência unitário no PAC (MACHADO, 2005; MACHADO; BUSO; POMILIO, 2006). Entretanto tal imposição (fator de potência unitário) não é restritiva e dependerá dos seguintes fatores: disponibilidade da concessionária de energia em absorver e/ou fornecer energia não-ativa decorrente do contrato de compra e venda pré-estabelecido entre produtor e concessionária e da capacidade elétrica do alimentador (níveis de curto-circuito, capacidade do transformador e capacidade de inversão de fluxo de energia).

Esta estratégia tem como base a operação do sistema elétrico interligado, no qual o controle do fluxo de potência pode ser feito pelo ajuste de diferença da tensão instantânea entre dois pontos. Desta forma, consegue-se transferir a energia produzida pelas fontes alternativas à rede de distribuição controlando-se tanto a amplitude quanto a defasagem entre a tensão do alimentador e a tensão da GD sintetizada pelo conversor multinível através de um indutor de acoplamento (L) (MACHADO; BUSO; POMILIO, 2006), (HYOSUNG; TAESIK; SEWAN, 2008). Este tipo de indutância pode ser uma indutância adicional colocada para conectar a GD à rede de distribuição ou pode ser a indutância de dispersão do transformador de distribuição (TD). Se L é um parâmetro do TD, é necessário medir a tensão instantânea da rede (v_{REDE}) no lado de alta tensão do transformador da rede de distribuição em questão (MACHADO, 2005; MACHADO; BUSO; POMILIO, 2006; MACHADO *et al.*, 2009).

Ressalta-se também que, de maneira indireta, a imposição de tensão senoidal pelo conversor realiza automaticamente a compensação de energia não-ativa e de harmônicas localmente, já que a rede da concessionária somente fornecerá energia ativa caso a imposição de fator de potência unitário seja um pré-requisito para a operação da GD. Dessa forma, as harmônicas da corrente da carga e a energia não-ativa fluirão entre o conversor (circuito de baixa impedância para tais distorções) e a carga. Como o conversor possui uma impedância de saída finita (dada essencialmente pelo filtro passivo de saída), haverá uma mínima circulação das harmônicas entre o sistema de geração distribuída e a rede. No entanto, projetando-se este

filtro para uma baixa impedância de saída e utilizando-se um compensador na tensão CA com frequência corte bem acima das frequências de interesse, é possível reduzir ao máximo tais efeitos.

Considerando inicialmente a imposição de fator de potência unitário no ponto de acoplamento comum, pode-se injetar e/ou absorver energia ativa da rede de duas maneiras: uma quando a demanda da carga for superior à energia elétrica produzida pela fonte alternativa e outra quando for inferior. Quando a demanda de energia da carga for menor do que aquela que o sistema de geração distribuída fornece, o excesso será enviado à rede ou poderá ser armazenado localmente. Caso contrário, a rede terá que fornecer o excedente. Desse modo, a potência ativa máxima da carga será a soma das potências fornecidas pela rede e pela geração local (MACHADO, 2005).

Se $P_{A_{REDE}} > 0$ ($P_{A_{REDE}}$ é a potência ativa monofásica absorvida e/ou injetada na rede da concessionária), o ângulo β , que é o ângulo de defasagem entre $V_{A_{REDE}}$ e V_A (representação fasorial da tensão de fase imposta pelo conversor) será positivo e V_A estará adiantada em relação à $V_{A_{REDE}}$. Se $P_{A_{REDE}} < 0$, β será negativo e V_A estará atrasada em relação $V_{A_{REDE}}$. Assim, a soma fasorial de V_A e $V_{A_{REDE}}$ deverá sempre resultar em uma tensão V_L (representação fasorial da tensão sobre a indutância série) (MACHADO, 2005).

Analisando o conjunto rede e geração distribuída para uma das fases, a potência a ser entregue ou absorvida da rede por fase pode ser determinada por:

$$P_{A_{REDE}} = V_{A_{REDE}} \cdot I_{A_{REDE}} = \frac{V_{A_{REDE}} \cdot V_A}{|X_L|} \cdot \sin(\beta), \quad (9)$$

na qual $V_{A_{REDE}}$, $I_{A_{REDE}}$ e V_A são tensão e corrente eficaz na rede da concessionária e tensão eficaz sintetizada pelo conversor CC-CA, respectivamente.

Para se obter um fluxo de potência controlado da GD para a rede ou vice-versa, é necessário que a tensão da GD (V_A) esteja adiantada em relação à tensão da rede ($V_{A_{REDE}}$). Quando isto ocorre, a GD entrega potência ativa para a rede. Por outro lado, quando V_A está atrasada em relação à $V_{A_{REDE}}$, a GD absorve potência ativa da rede para suprir a carga local, como ilustra a Fig. 8 (MATTAVELLI, 2001). A mesma análise pode ser deduzida para a amplitude da tensão CA produzida pela GD; se a amplitude de V_A é maior que a amplitude de $V_{A_{REDE}}$, a GD entrega potência reativa para a rede, caso contrário, se a amplitude de V_A é menor que $V_{A_{REDE}}$, a GD recebe potência reativa.

Fig. 8: Diagramas fasoriais.

Para um melhor rendimento e aproveitamento da GD, é aconselhável, na maioria dos casos, que ela entregue somente potência ativa para a rede de distribuição. Portanto, no caso dos diagramas da Fig. 8, o fasor V_L deverá estar ortogonal ao fasor V_{AREDE} , de modo que o fasor que representa a corrente I_{AREDE} fique em fase com V_{AREDE} .

Para determinar o ângulo β , é essencial saber a potência ativa média que está fluindo para a rede (P_{AREDE}), a reatância em série (X_L), a tensão de fase *rms* (V_{AREDE}) sintetizada pela rede e a tensão *rms* (V_A) sintetizada pela GD. Neste caso, X_L será definida ou pela reatância do transformador de distribuição ou por uma reatância adicional colocada para desacoplar ambos os sistemas (rede e GD). Dessa forma, β pode ser determinado de acordo com a (10) obtida a partir de (9).

$$\beta = \text{sen}^{-1} \left(\frac{P_{AREDE} \cdot |X_L|}{V_{AREDE} \cdot V_A} \right) \quad (10)$$

Conhecido o valor de β , é necessário ajustar a amplitude do fasor V_A , conforme a equação (11), que emprega a idéia de quanto de potência não-ativa será injetado ou absorvido da rede da concessionária; para obter-se um fator de deslocamento unitário, basta impor $Q = 0$ (ACHA *et al.*, 2004; MACHADO, 2005; HERNANDEZ-GONZALEZ; IRAVANI, 2006; MACHADO; BUSO; POMILIO, 2006; MARQUEZINI *et al.*, 2008). Entretanto, com a alteração da amplitude do fasor V_A é possível realizar a compensação de energia não-ativa junto ao alimentador. Lembrando que este procedimento precisa ser realizado levando em

consideração as normas nacionais e internacionais de qualidade de energia que, para o pior caso, permite que a amplitude do fasor V_A varie no máximo 10% acima ou abaixo do valor nominal, limitando a capacidade de compensação da GD. Ressalta-se também que esta compensação diz respeito apenas ao alimentador, sendo que a compensação local (cargas inseridas junto ao conversor) está limitada à capacidade do conversor multinível.

$$V_A = \sqrt{2} \cdot \left(\frac{V_{AREDE}^2 - Q_{AREDE} \cdot |X_L|}{V_{AREDE} \cdot \cos \beta} \right) \quad (11)$$

A tensão de referência (v^* da Fig. 9) para a modulação do conversor multinível é determinada adicionando β ao θ_{PLL} , da Fig. 6. O resultado dessa soma (ϕ) é o argumento de uma função seno que é multiplicada por V_A para se obter a resposta do valor atual que o conversor deve seguir como referência, de acordo com a Fig. 9.

Fig. 9: Diagrama de determinação da tensão de referência.

2.5.1 Método para transferência de potência

Para se ter uma transferência de potência da GD para rede de uma forma não brusca e também compensar pequenas variações na geração, é proposto um algoritmo de controle que determina o ângulo de defasagem β . Este algoritmo faz com que β chegue ao seu valor de referência (10) de forma lenta, de acordo com a potência gerada (P_{GD}) e a potência consumida pela carga local (P_{CARGA}).

A Fig. 10 mostra o diagrama para a determinação de β , considerando apenas uma das fases. Nesta figura, P_{GD}^* é a potência de referência da geração, ou seja, o quanto de potência o sistema de GD tem disponível para transferir; o parâmetro P_{REDE}^* é a potência de referência da rede que é obtida subtraindo-se a potência consumida pela carga local (P_{CARGA}) de P_{GD}^* . Depois disso, a potência P_{REDE}^* passa por uma filtragem digital (filtro passa-baixas) que possui o comportamento de um circuito RC com uma constante de tempo relativamente grande (em torno de 1 s) para que a corrente na rede aumente ou diminua lentamente. A saída

Fig. 10: Diagrama de controle para a determinação do ângulo β .

do filtro fornece P'_{REDE} , e através de (10), se obtém β' (ângulo de defasagem entre a tensão da geração e a tensão da rede).

Além do filtro, foi adicionado um controlador PI que recebe na sua entrada o erro de potência, ou seja, a diferença entre a potência P_{GD}^* e a potência média total (P_{TOTAL}) obtida através das medições de tensão e corrente. A saída do controlador fornece um $\tilde{\beta}$ que adicionado ao β' resulta no ângulo de defasagem β ajustado.

Para o projeto do controlador PI é necessário definir uma função de transferência para a planta em questão. Da equação (9) tem-se que

$$P_{AREDE} = \frac{V_{AREDE} \cdot V_A}{j\omega L} \cdot \sin(\beta), \quad (12)$$

onde P_{REDE} é a potência em uma das fases. Para pequenas variações de P_{REDE} , deriva-se a equação (12) em função de β , resultando na equação (13).

$$\tilde{p} = \frac{V_{AREDE} \cdot V_A \cdot \cos(\beta)}{j\omega L} \cdot \tilde{\beta} \quad (13)$$

Fazendo $\beta = 0$ para um ponto de operação, ou seja, $P_{REDE} = 0$, isto implica em $V_{AREDE} = V_A$. Portanto, resolvendo (13) em termos da Transformada de Laplace obtêm-se a seguinte função de transferência entre a potência e o ângulo de defasagem:

$$\frac{\tilde{p}(s)}{\tilde{\beta}(s)} = V_{AREDE}^2 \cdot \frac{1}{s \cdot L}. \quad (14)$$

Determinada a planta, calculam-se os ganhos do controlador PI considerando o módulo do ganho em malha aberta igual a um, na frequência de cruzamento ω_{CR} desejada, de acordo com (15), fazendo $s = j\omega_{CR}$.

$$\left| G_{OL}(j\omega_{CR}) \right| = \left| K_I \left(\frac{1 + j\omega_{CR} \cdot \frac{K_P}{K_I}}{j\omega_{CR}} \right) \cdot V_{AREDE}^2 \cdot \frac{1}{j\omega_{CR} \cdot L} \right| = 1 \quad (15)$$

Rearranjando (15) resulta que

$$K_I = \frac{1}{V_{AREDE}^2} \cdot \frac{\omega_{CR}^2 \cdot L}{\sqrt{1 + \left(\omega_{CR} \cdot \frac{K_P}{K_I} \right)^2}}. \quad (16)$$

Então o parâmetro K_P pode ser calculado considerando a margem de fase em malha aberta e fazendo-a igual a m_ϕ .

$$K_P = \frac{K_I}{\omega_{CR}} \cdot \tan(m_\phi) \quad (17)$$

Para uma margem de fase de 72° , uma frequência de cruzamento de 10 Hz, $V_{AREDE} = 127 \text{ V}$ e $L = 10 \text{ mH}$, tem-se $K_P = 3,7 \cdot 10^{-5}$ e $K_I = 7,56 \cdot 10^{-4} \text{ Hz}$. A Fig. 11 apresenta o diagrama de Bode para o ganho da planta em malha aberta.

Fig. 11: Diagrama de Bode do ganho da planta mais controlador em malha aberta.

2.6 Considerações finais

Neste capítulo foi apresentado um sistema multinível, em cascata assimétrica, a ser utilizado como interface para fontes alternativas em um sistema de GD. De acordo com a estratégia de modulação apresentada, é possível sintetizar na saída tensões fase-neutro com sete níveis, sendo que cada nível adjacente apresenta modulação em alta frequência. O fato de o sistema multinível apresentado possuir diversos barramentos CCs independentes torna-o aplicável em sistemas de GD que utilizam fontes alternativas de energia, pois é possível distribuir estas fontes e formar pelo menos seis *links* CCs diferentes.

Além das especificações do sistema multinível, foi apresentado também um método para realizar a transferência de potência para a rede elétrica. Este método define a quantidade de potência a ser transferida a partir do conhecimento de sua capacidade de geração e da quantidade de potência drenada pelas cargas locais. Isto impede que ocorra uma sobrecarga no sistema de geração e que a GD deixe de suprir a demanda da carga comprometendo a qualidade da energia.

Para um sistema de GD mais completo, fica clara a necessidade de se controlar as tensões nos barramentos CCs que se conectam aos módulos para que se seja possível variar as amplitudes das tensões na saída do conversor multinível para manter uma tensão na indutância em quadratura com a tensão na rede conforme muda o ângulo de defasagem, considerando o caso de tensões equilibradas.

Capítulo 3

Conversores CC-CC Controlados por um Sistema *Fuzzy* Embarcado em DSP

3.1 Introdução

Para conectar as fontes alternativas nos alimentadores da concessionária de energia é preciso associá-las a conversores do tipo CC-CC e CC-CA. Os conversores CC-CC restringem-se a equalizar os níveis incompatíveis de tensão e impedir que manobras de carga produzam efeitos sobre a fonte alternativa de energia. Neste trabalho, os conversores elevadores de tensão são utilizados como interface entre as fontes CC e os *links* CCs dos conversores CC-CA do tipo multinível. Estes conversores do tipo *boost* são utilizados não só para aumentar as tensões CC, mas também para suprir transitórios rápidos de energia requerida pela conexão de cargas locais no lado CA, minimizando os distúrbios de corrente no alimentador. No caso destes conversores aplicados em um sistema fotovoltaico, eles deverão operar com um algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) incorporado ao controle para que seja possível entregar para a rede a potência máxima produzida pela fonte CC naquele momento (FARRET; SIMÕES, 2006), (ESRAM; CHAPMAN, 2007).

Um fato crucial para o desempenho dos conversores é a escolha do método de controle. Além dos métodos tradicionais no domínio da frequência, os quais são, predominantemente, utilizados em projetos de controladores, outra possibilidade é empregar raciocínios heurísticos baseados na experiência humana (BOSE, 1994), (SOUSA; BOSE, 1994). Tal experiência é, normalmente, coletada na forma de regras e declarações lingüísticas. Neste contexto, a lógica *fuzzy* é capaz de proporcionar o desenvolvimento de um controlador - embarcado na plataforma de um DSP - para regular as tensões das saídas dos conversores CC-CC do tipo *boost*.

3.2 Controlador *fuzzy*

O sistema *fuzzy* proposto neste trabalho foi projetado com a intenção de reduzir o espaço em memória requerido no DSP e os esforços computacionais para aplicações em tempo real. Isto foi possível através de uma metodologia que combina dois métodos distintos, porém efetivos, propostos nos trabalhos (WING-CHI; TSE; YIM-SHU, 1996), (SUETAKE; DA SILVA; GOEDTEL, 2011). O primeiro para controle de conversores e o segundo para utilizar sistemas *fuzzy* embarcados. A seguir é apresentada a descrição completa do sistema implementado. Uma revisão da lógica *fuzzy* encontra-se no Anexo 1.

O diagrama de blocos apresentado na Fig. 12 apresenta o sistema de controle *fuzzy* da tensão dos conversores *boost*. O controlador *fuzzy* está dividido em cinco módulos: fuzzificação, base de dados, base de regras, tomada de decisão e defuzzificação. As entradas do controlador são o erro e e a variação do erro ce , definidas como em (18) e (19).

$$e = V_0 - V_{ref} \quad (18)$$

$$ce = e_k - e_{k-1} \quad (19)$$

Sendo V_0 a tensão de saída atual, V_{ref} a tensão de referência e k representa o índice dos valores amostrados no k -ésimo ciclo de chaveamento.

A saída do controlador *fuzzy* é a razão cíclica ou *duty-cycle*, definida por:

$$d_k = d_{k-1} + \eta \cdot \delta d_k, \quad (20)$$

na qual δd_k é a mudança do *duty-cycle* inferida pelo controlador *fuzzy* no k -ésimo tempo de amostragem e η é o fator de ganho do controlador *fuzzy* que representa a máxima mudança de

Fig. 12: Diagrama de blocos do sistema de controle *fuzzy* para os conversores CC-CC.

duty-cycle. Ajustando-se η pode-se mudar o ganho efetivo do controlador.

Para tornar o controle mais eficiente, as variáveis e e ce são descritas por conjuntos *fuzzy* de valores *singletons*, o que quer dizer que os valores medidos dessas variáveis são utilizados no processo de inferência sem serem fuzzificadas. Portanto, as regras *fuzzy* podem ser implementadas baseadas no conhecimento especialista do processo de controle, que é tratado linguisticamente dentro de uma estrutura *if-then*. Como consequência, é dispensável o conhecimento detalhado ou preciso do modelo matemático que representa a planta de controle. Dessa forma, as regras *fuzzy* são representadas da forma:

$$R_i: \text{IF } e \text{ is } A_i \text{ and } ce \text{ is } B_i, \text{ THEN } d_k \text{ is } C_i, \quad (21)$$

onde A_i e B_i são subconjuntos *fuzzy* em seus universos de discurso e C_i é um *fuzzy singleton*. Para simplificar o sistema de controle *fuzzy*, foram utilizadas funções de pertinência triangulares simétricas e cada universo de discurso é dividido em cinco subconjuntos: **PB** (*Positive Big*), **PS** (*Positive Small*), **ZE** (*Zero*), **NS** (*Negative Small*) e **NB** (*Negative Big*). A divisão dos subconjuntos *fuzzy* e as funções de pertinência são mostradas na Fig. 13. As variáveis lingüísticas do sistema de controle *fuzzy*, e e ce estão normalizadas em um universo de discurso comum com valores entre $[-1, 1]$. Desta forma, é possível mapear todas as variáveis de entrada simultaneamente com um único conjunto de funções (SUETAKE; DA SILVA; GOEDTEL, 2011) e também, para qualquer combinação de e e ce , um máximo de quatro regras serão ativadas, portanto, o tempo de processamento computacional pode ser reduzido.

O controlador lógico *fuzzy* é projetado para operar embarcado em um processador de ponto flutuante modelo TMS320F28335 da *Texas Instruments*, o qual contém um conversor digital analógico (ADC) de 12 bits. Os valores de conversão do ADC variam de 0 a 4095 para entradas analógicas que variam de 0 a 3V. Assim, o sistema *fuzzy* pode operar com variáveis

Fig. 13: Funções de pertinência para o erro e a variação do erro.

inteiras, ao invés de ponto flutuante, para minimizar o esforço computacional. O universo de discurso, limitado ao intervalo $[-1, 1]$ é transladado para o intervalo $[0, 4095]$, representado por valores do tipo inteiros. Além disso, a criação de funções de pertinência simétricas e triangulares para todas as variáveis lingüísticas (e e ce) é possível através de uma única função rampa linear e discreta a ser armazenada no espaço de memória do DSP, composta de um vetor de 819 posições com valores variando de 0 a 1. Através desta função linear é possível determinar qualquer outra linha paralela ou antiparalela pertencente à função de pertinência, como mostra a Fig. 14.

Fig. 14: Determinação do valor de pertinência para a reta paralela (a) e a reta antiparalela (b) ao vetor discreto.

Considerando um valor arbitrário x_1 pertencente ao intervalo $[d, d+818]$. O valor de pertinência da função linear paralela, Fig. 14(a) pode ser obtido acessando-se o índice do vetor, que é calculado por uma simples subtração do x_1 por d , como mostra a expressão seguinte:

$$ind = x_1 - d \quad (22)$$

Da mesma forma, é possível determinar o valor de pertinência da função linear antiparalela, como mostra a Fig. 14(b). Assim, considere um valor arbitrário x_1 situado no intervalo $[d, d+818]$. O cálculo do índice do vetor, que retorna o valor de pertinência da linha antiparalela transladada, pode ser feito através da seguinte expressão:

$$ind = (d + 818) - x_1 \quad (23)$$

Das expressões (22) e (23), é possível se obter o valor de pertinência de qualquer variável lingüística através de uma simples indexação computacional, como mostra a Fig. 15.

Fig. 15: Determinação das linhas dos conjuntos fuzzy ativos.

Conforme mencionado no início deste capítulo, os conversores *boost* regulam as tensões CC do sistema multinível trifásico. Ressalta-se que a topologia de conversores multiníveis escolhida é formada por dois módulos inversores *H-bridge* em cada fase de modo a se obter uma estrutura multinível em cascata, sendo que cada *H-bridge* é conectada a um conversor *boost*. Para este caso, existem dois níveis de tensão contínua: 60 V e 120 V. Assim, o sistema de medição das tensões foi calibrado para fornecer em suas saídas 1,5 V, equivalente a 50% da escala limite do ADC (conversor analógico-digital), quando a tensão dos conversores atingirem as suas referências de tensão (60 V ou 120 V). Em valores inteiros, a conversão de 1,5 V é igual a 2048, que é o centro do universo de discurso e isto significa que o erro de tensão é zero.

Como pode ser observado na Fig. 15, os termos linguísticos **NB** e **PB** consistem de funções trapezoidais. Considerando que o valor da base superior é um valor constante e coincide com o valor de pertinência máxima que é igual a 1, a seguinte condição de teste é aplicada: “se x_1 é menor que 410 ou maior que 3686, então $\mu(x) = 1,0$ ”. Os valores 410 e 3686 foram determinados de acordo com a escolha de um fator de normalização λ_e que determina os limites controláveis de $V_{ref} - \lambda_e$ a $V_{ref} + \lambda_e$ das tensões de saída. Fora destes limites, assume-se que o erro de tensão e seja saturado e classificado em um dos dois subconjuntos fuzzy extremos, **PB** ou **NB**.

Outro termo que precisa ser ajustado para que a operação do conversor seja adequada é o fator de normalização da variação do erro (ce), λ_{ce} . Este termo determina o fator de amortecimento da resposta transitória. Um λ_{ce} grande resulta em uma resposta oscilatória, enquanto que um λ_{ce} pequeno produz uma resposta amortecida (WING-CHI; TSE; YIM-SHU, 1996).

A escolha de η (fator de ganho do controlador), λ_e e λ_{ce} depende da constante de tempo do filtro de saída do conversor. O parâmetro η é simplesmente a máxima mudança do *duty-cycle*. Normalmente, λ_e é determinado primeiro, depois η é sintonizado até se obter o tempo de subida desejado. Neste caso, λ_e assume um valor de 1638 para todos os conversores, que representa aproximadamente 80% do valor de referência (2048). Mais adiante, através de simulações e testes experimentais, serão definidos os valores de λ_{ce} e η com a finalidade de se obter respostas adequadas dos conversores.

A derivação das regras do controle *fuzzy* é heurística e é baseada nos mesmos critérios adotados em (WING-CHI; TSE; YIM-SHU, 1996). Por exemplo, quando a tensão de saída de um conversor *boost* está longe do valor de referência, a mudança de *duty-cycle* deve ser grande para levar a saída ao valor de referência rapidamente. Quando a saída do conversor está perto do valor de *set point* e está se aproximando rapidamente, o *duty-cycle* deve ser mantido constante para evitar a presença de *overshoot*; ou quando o valor de *set point* é alcançado e a saída é estável, o *duty-cycle* permanece inalterado. Quando a saída está acima do valor de *set point*, o sinal da mudança do *duty cycle* deve ser negativo. Assim, de acordo com este critério, uma tabela de regras é determinada, conforme a Tabela 1. Os valores desta tabela são valores *singleton* normalizados da mudança de *duty cycle*. Dessa forma, se a magnitude da mudança inferida é 1, o *duty-cycle* irá mudar consideravelmente, porém limitado por η .

O resultado inferido de cada regra consiste do produto lógico do fator de peso ω_i com grau de mudança do *duty-cycle*, C_i . O fator de peso ω_i é obtido aplicando-se o operador de Mamdani, devido a sua simplicidade computacional. Este método de implicação determina os mínimos entre os valores de pertinência $\mu_e(e_0)$ e $\mu_{ce}(ce_0)$, conforme a equação a seguir:

Tabela 1: Tabela de regras do controlador *fuzzy*.

		<i>ce</i>				
		NB	NS	ZE	PS	PB
<i>e</i>	PB	-0.30	-0.35	-0.45	-0.65	-1.00
	PS	0.00	-0.10	-0.20	-0.35	-0.50
	ZE	0.20	0.10	0.00	-0.10	-0.20
	NS	0.50	0.35	0.20	0.10	0.00
	NB	1.00	0.65	0.45	0.35	0.30

$$\omega_i = \min\{\mu_e(e_0), \mu_{ce}(ce_0)\}, \quad (24)$$

onde e_0 ce_0 são as entradas *singletons* do erro de tensão (e) e da variação do erro (ce); C_i é o valor obtido na tabela de regras (Tabela 1), que mostra o mapeamento do espaço do produto de e e ce para C_i . Portanto, a saída *singleton* inferida de cada regra pode ser determinada por:

$$z_i = \min\{\mu_e(e_0), \mu_{ce}(ce_0)\} \cdot C_i = \omega_i \cdot C_i, \quad (25)$$

onde z_i denota a mudança de *duty-cycle* inferida pela i -ésima regra.

Depois de se obter todos os resultados *singletons*, o próximo passo é defuzzificar os resultados de forma que um valor *crisp* de mudança da razão cíclica possa ser obtido. Neste caso, o método utilizado para a defuzzificação é o cálculo do centro de gravidade. Portanto, a mudança resultante da razão cíclica pode ser obtida fazendo

$$z = \delta d_k = \frac{\sum_{i=1}^N z_i}{\sum_{i=1}^N \omega_i} = \frac{\sum_{i=1}^N \omega_i C_i}{\sum_{i=1}^N \omega_i} \quad (26)$$

onde N é o número máximo de regras ativadas. Neste caso $N = 4$.

Em um exemplo genérico, o mecanismo de inferência para uma amostra é graficamente ilustrado na Fig. 16. Neste exemplo, e pertence à **NB** e **NS** enquanto que ce pertence à **ZE** e **PS**. Assim, quatro regras são ativadas conforme as combinações mostradas na Fig. 16. Para cada um dos casos, são calculados os fatores de peso ω_i utilizando a implicação de Mamdani (operação de mínimo) e também são obtidos os valores *singletons* correspondentes C_i da tabela de regras. Depois de determinar todos os valores das regras ativadas pelas variáveis e e ce , a mudança de *duty-cycle* inferida é calculada utilizando a equação (26), que para o exemplo foi obtido $z = 0,3214$. Portanto, a mudança efetiva de *duty-cycle* no instante de tempo amostrado é $0,3214 \cdot \eta$.

Fig. 16: Ilustração do mecanismo de inferência para as 4 regras ativadas e o método de defuzzificação através do cálculo do centro de gravidade.

3.3 Resultados de simulações

O algoritmo de controle *fuzzy* é agora testado através de simulações realizadas no software PSIM®. A metodologia de controle foi aplicada a dois conversores boost CC-CC, um regulando a tensão de saída em 60 V e o outro em 120 V. Nas simulações foi incorporado um sistema de retenção de amostra de ordem zero (*zero-order hold*) na mesma frequência de chaveamento do PWM, 12 kHz, equivalendo à frequência de amostragem do conversor A/D de uma plataforma DSP. Os parâmetros dos circuitos dos conversores estão listados na Tabela 2, para o diagrama da Fig. 12. Os valores das capacitâncias de saída e indutâncias utilizadas

Tabela 2: Parâmetros dos circuitos - simulação.

Parâmetro	Boost - 60 V	Boost - 120 V
Indutância L	5 mH	10 mH
Capacitor de saída C_{cc}	1360 μ F	1360 μ F
Tensão de entrada V_{IN}	20 V	40 V

nas simulações são os mesmos valores dos elementos reais que foram utilizados para montagem do protótipo experimental.

O sistema de controle *fuzzy* é programado em linguagem C e adicionado em um bloco executado pelo software de simulação. Dessa forma, o mesmo código fonte pode ser aproveitado para ser executado na plataforma experimental. O bloco em C possui uma única entrada, que é o erro de tensão e uma saída que é o *duty-cycle*. Este último é comparado a uma função triangular simétrica a fim de produzir na saída do comparador o sinal de PWM.

O desempenho do controlador é verificado através de simulações com mudanças de carga e variações em degrau da tensão de entrada, sendo possível então verificar a regulação dos conversores. A tabela de regras do controlador *fuzzy* é a mesma para os dois conversores. Já o fator de ganho η , os fatores de normalização λ_e do erro (e) e os fatores de normalização λ_{ce} da variação do erro (ce) foram ajustados para determinar o melhor ponto de operação dos conversores. A Tabela 3 lista os valores selecionados de η , λ_e e λ_{ce} para os dois tipos de conversores (60 V e 120 V).

Os resultados a seguir, obtidos através de simulações, mostram a capacidade dos conversores em ajustar as tensões de saída quando submetidos à mudança da carga em seus terminais de saída. Nas simulações foram utilizadas fontes de tensões CC fixas de acordo com a Tabela 2, variando-se somente a carga. A Fig. 17(a) mostra a regulação da tensão de saída V_o do conversor regulado em 60 V já a Fig. 17(b) mostra a corrente de saída que é drenada pela carga, que sofre variações durante a simulação. Da mesma forma, a Fig. 18 mostra a tensão V_o e a corrente de saída I_o para a simulação do conversor de 120 V. O tempo das simulações foi de 2 s e de acordo com os resultados, pode-se verificar a eficiência do controlador *fuzzy* proposto quando empregado no controle de conversores de potência.

Tabela 3: Parâmetros η , λ_e e λ_{ce} do controlador *fuzzy*.

	Boost - 60 V	Boost - 120 V
η	0,003	0,003
λ_e	48 V	96 V
λ_{ce}	24 V	48 V

Fig. 17: Conversor *boost*-60 V submetido a variações de carga.

Fig. 18: Conversor *boost*-120 V submetido a variações de carga.

Fig. 19: Disposição dos conversores *boost* junto aos módulos de retificação e H-bridge.

3.4 Resultados experimentais

O controlador *fuzzy* proposto é aplicado em um sistema de tempo discreto utilizando um processador digital de sinal da Texas Instruments (DSP) TMS320F28335. Todos os seis conversores (três regulando 60 V e outros três regulando 120 V) são testados utilizando uma frequência de chaveamento de 12 kHz. Os parâmetros do circuito utilizados no protótipo experimental são os mesmos utilizados na simulação. Entretanto, o fator de ganho η foi ajustado novamente para se obter uma melhor resposta transitória, fazendo $\eta=0,003$ para todos os conversores. Os valores de λ_e e λ_{ce} permaneceram os mesmos das simulações. Os conversores são agregados em módulos de potência que compõem os inversores multiníveis. Para isto são necessárias algumas modificações nos módulos originais, conforme a Fig. 19. A capacitância equivalente C1 e o indutor L estão conectados externamente aos módulos. Já a capacitância C2, as chaves de potência e a ponte retificadora são localizadas internamente ao módulo. Os valores capacitâncias e indutâncias são os mesmos da Tabela 2. O valor da capacitância C1 (Fig. 19) é de 940 μF .

O desempenho dos conversores é então verificado quando os mesmos já estavam conectados aos barramentos CC dos inversores multiníveis utilizando cargas de 500 W conectadas no lado CA. Junto aos barramentos CC estão conectadas resistências fixas de 1 k Ω /50 W. Os resultados a seguir, Fig. 20 a Fig. 23, são de dois dos seis conversores *boost*, um regulando 60 V e outro regulando 120 V em seus terminais de saída. A Fig. 20 e a Fig. 22 mostram a resposta dos conversores durante a inserção de carga enquanto que a Fig. 21 e a Fig. 23 apresentam a resposta dos conversores quando ocorre a retirada de carga.

Fig. 20: Resultado experimental do conversor boost 60 V para conexão de carga (500W): tensão de saída V_o (50 V/div) e corrente no indutor I_L (10 A/div); horizontal: 100 ms/div.

Fig. 21: Resultado experimental do conversor boost 60 V para retirada de carga (500W): tensão de saída V_o (50 V/div) e corrente no indutor I_L (10 A/div); horizontal: 100 ms/div.

Fig. 22: Resultado experimental do conversor boost 120 V para conexão de carga (500W): tensão de saída V_o (50 V/div) e corrente no indutor I_L (10 A/div); horizontal: 100 ms/div.

Fig. 23: Resultado experimental do conversor boost 60 V para retirada de carga (500W): tensão de saída V_o (50 V/div) e corrente no indutor I_L (10 A/div); horizontal: 100 ms/div.

3.5 Considerações finais

Neste capítulo foi apresentada uma metodologia de projeto de um controlador *fuzzy* discreto embarcado em um DSP para o controle de conversores *boost* utilizados como interface entre as fontes CC e os barramentos CC de um conversor multinível. O funcionamento do controlador *fuzzy* foi avaliado em simulações e, depois disso, ele foi aplicado experimentalmente fazendo a regulação da tensão de saída dos conversores em situações com transitórios de carga.

A utilização de valores *singletons* tabelados torna o método atrativo em aplicações de controle em tempo real por não requerer muito espaço em memória de um processador e por possuir um baixo custo computacional durante o processo de defuzzificação.

Capítulo 4

Resultados Experimentais do Sistema

Multinível Aplicado em Sistemas de GD

4.1 Introdução

Este capítulo apresenta alguns resultados experimentais obtidos do protótipo montado em laboratório. A configuração do sistema de GD está de acordo com o diagrama unifilar da Fig. 24. Logo, na saída do conversor uma indutância L_1 é utilizada como filtro de saída, onde se conectam cargas locais. A indutância L_2 é utilizada como indutância de acoplamento entre o sistema de GD e a rede de distribuição (127/220 V) que está isolada galvanicamente por um transformador. Um relé de estado sólido faz a conexão e desconexão da rede de distribuição ao ponto de acoplamento comum (PAC). No lugar das fontes são utilizados retificadores não-controlados alimentados por transformadores ligados a rede. Além disso, a Fig. 24 também mostra as variáveis medidas e, posteriormente, processadas pelo DSP. Entretanto, as cargas consideradas são puramente resistivas, sem a inclusão de cargas não-lineares.

Fig. 24: Diagrama unifilar do sistema de GD utilizando conversor multinível.

O conversor multinível trifásico é constituído de seis módulos de potência da SEMIKRON, mostrado na Fig. 25, contendo IGBTs com diodo em antiparalelo, ponte retificadora não controlada de seis pulsos e circuitos de acionamento com sistema de intertravamento das chaves de potência. Um microprocessador da Texas Instruments (eZdsp F28335), Fig. 26, é utilizado para fazer a conversão A/D dos sinais medidos bem como os algoritmos de transferência de potência, controle e acionamento das chaves eletrônicas. A frequência de amostragem e modulação é de 12 kHz, iniciando a conversão no limite máximo do contador de um dos módulos de PWM do DSP que altera a sequência crescente e decrescente (contagem *up-down*). Método de acionamento no Apêndice B.

Assim, com alguns testes experimentais utilizando a estrutura montada de acordo com a Fig. 24, obtiveram-se os resultados que são mostrados na sessão seguinte.

Fig. 25: Conversor de potência.

Fig. 26: Plataforma contendo o microprocessador.

4.2 Resultados experimentais

4.2.1 Sistema de modulação e sincronismo

Nos primeiros testes realizados com o protótipo multinível busca-se verificar se a modulação dos inversores está operando adequadamente como também avaliar o algoritmo de sincronismo utilizado para sincronizar as tensões geradas internamente ao DSP com o sinal de referência da rede. A Fig. 27 mostra duas das três tensões sintetizadas pelo conversor multinível, onde uma delas (v_{aN}) está sincronizada com o sinal de referência da rede elétrica (v_{ref}). Esta figura mostra também a geração das tensões com sete níveis e todos eles apresentando chaveamento em alta frequência.

Fig. 27: Tensões sintetizadas pelo multinível sincronizadas com a rede. Tensões: 100 V/div.; sinal de referência: 500 mV/div.; horizontal: 5 ms/div.

4.2.2 Inserção de carga local resistiva

A Fig. 28 mostra as tensões fase-neutro v_{aN} e v_{bN} geradas pelo conversor, bem como as correntes i_{aCARGA} e i_{bCARGA} que circulam na carga durante um transitório de carga local puramente resistiva. Desta figura pode-se verificar a capacidade de regulação das tensões dos links CC, evitando o afundamento das tensões do lado CA.

Fig. 28: Tensões v_{aN} e v_{bN} , e as correntes i_{aCARGA} e i_{bCARGA} durante a adição de carga local. Tensões: 200 V/div.; correntes: 5 A/div.; horizontal: 5 ms/div.

4.2.3 Conexão com a rede de distribuição

A seguir são apresentados testes realizados com o conversor multinível trifásico aplicado a um sistema de geração distribuída conforme a Fig. 24. Neste caso, a GD começa a operar sincronizando as tensões geradas com as tensões da rede, suprindo somente a potência demandada por uma carga local. Com as tensões sincronizadas e a potência ativa a ser transferida para a rede determinada, a GD se conecta com a rede de distribuição com uma referência de potência a ser transferida igual a zero, como mostra a Fig. 29(a). Após 1 s inicia-

Fig. 29: Tensões de saída do conversor; corrente na carga e na rede durante a conexão e transferência de potência. (a) tensão: 200 V/div.; correntes: 5 A/div.; horizontal: 5 ms/div.; (b) tensão 200 V/div; corrente i_{aCARGA} : 5 A/div.; corrente i_{AREDE} : 2 A/div.; horizontal: 20 ms/div.

se a transferência de potência ativa (potência reativa igual à zero) da GD para a rede. Essa transferência é realizada suavemente, levando, em valores aproximados, 1 s para atingir 70,7% da potência de referência, de acordo com a resposta do filtro da Fig. 10. A Fig. 29(b) mostra a corrente na carga local, com amplitude constante e a corrente injetada na rede aumentando a amplitude durante a transferência de potência. Já a Fig. 30 mostra todo o processo explicado anteriormente, iniciando-se quando a GD está desconectada da rede até realização da transferência de potência. Além disso, esta figura também apresenta um detalhe da tensão e da corrente medida na rede no momento da conexão da GD com a rede de distribuição. A corrente distorcida que aparece no detalhe é uma corrente, com componentes de frequência diferentes da fundamental, decorrente do acoplamento da GD à rede de distribuição quando o fluxo de potência estabelecido é igual à zero. Neste caso, a diferença instantânea entre a tensão de fase do conversor e da rede de distribuição não é zero.

Fig. 30: Conexão da GD e transferência de potência. Tensão v_{AB} na rede: 300 V/div.; correntes i_{aCARGA} e i_{BREDE} : 5 A /div.; horizontal: 500 ms/div.

Para mais uma verificação do algoritmo de controle do fluxo de potência, outro teste realizado foi o de aumento da carga local, que obriga a GD diminuir a potência entregue à rede conforme a Fig. 31. As tensões fase-fase, v_{ab} e v_{bc} , de saída do multinível são mostradas

na Fig. 31(a) bem como a corrente na carga e o perfil da corrente na rede. A Fig. 31(b) mostra que a amplitude da corrente da rede começa a diminuir logo após a adição de carga local.

Fig. 31: Transferência de potência durante o transitório de carga local. Conexão da GD e transferência de potência. Tensões: 300 V/div.; correntes: 5 A /div.; horizontal: (a) 10 ms/div.; (b) 500 ms/div.

4.3 Considerações finais

Este capítulo apresenta alguns resultados experimentais de um conversor multinível trifásico aplicado em sistemas de GD. O desempenho do conversor foi avaliado a partir da conexão de cargas locais e também da conexão do sistema de GD com a rede de distribuição disponível no laboratório. Portanto, foi possível verificar que os algoritmos de sincronismo e de controle do fluxo de potência, propostos no Capítulo 2, funcionam adequadamente.

Os resultados apresentados mostram que as correntes que circulam na carga possuem um perfil senoidal quase sem distorções por se tratar de carga resistiva, porém, as correntes injetadas na rede elétrica apresentam distorções, conforme Fig. 31(a). Portanto, fica explícito que para melhorar o aproveitamento da energia gerada pelas fontes primárias da GD, é necessário buscar soluções que possam garantir que as correntes injetadas na rede estejam sem distorções. No caso de somente transferir potência ativa tem que haver a possibilidade de garantir que as correntes estejam em fase com as respectivas tensões da rede de distribuição.

Capítulo 5

Conversor Multinível Conectado à Rede Como Interface de Fontes Renováveis e Sistemas Armazenadores de Energia

5.1 Introdução

A topologia multinível utilizada neste trabalho possui em sua configuração dois módulos inversores *H-bridge* conectados em série. Considerando um sistema multinível monofásico operando conectado à rede elétrica e de acordo com o que foi mostrado no Capítulo 2, é possível que pelo menos um desses inversores opere com uma modulação em baixa frequência, o que implica em uma redução nas perdas de chaveamento dos dispositivos eletrônicos. Entretanto, esta modulação em baixa frequência gera uma ampla quantidade de componentes harmônicos na tensão e na corrente de saída, que é um efeito indesejável, pois se pretende na maioria dos casos uma corrente na rede em fase com a tensão da rede e com mínimas distorções ($<5\%$). Para compensar as distorções geradas pelo inversor operando em baixa frequência, é proposta então a utilização do segundo inversor, que opera em alta frequência, de tal forma que se possa manter a corrente de saída controlada. Este segundo inversor opera como uma espécie de filtro ativo conectado em série com o primeiro inversor.

Como se sabe, o sistema multinível tem a função de fazer a interface entre um conjunto de fontes alternativas e a rede de distribuição. Para que seja possível entregar somente potência ativa para a rede, é importante que haja um controle da corrente que circula na rede, a fim de mantê-la em fase, com reduzido conteúdo harmônico e que a potência transferida seja a mais constante possível. Para controlar a potência entregue à rede elétrica é essencial que o fluxo de potência por cada um dos módulos *H-bridge* também seja controlado, de modo que as oscilações de potência nas fontes geradoras não se transfiram para rede.

5.2 Modo de operação

Antes de definir uma estratégia de modulação e os níveis de tensão CC, é preciso entender melhor as limitações físicas do arranjo em cascata. Considerando o exemplo de um sistema multinível conectado à rede, conforme a Fig. 32, na qual cada módulo ou célula de potência conecta-se a um conjunto de fontes independentes que formam dois barramentos CC. Como exemplo se pode considerar um barramento alimentado por painéis fotovoltaicos (barramento CC-A) e o outro alimentado por baterias (barramento CC-B). Suponha que o conjunto de painéis fotovoltaicos já possui o seu controle do ponto de máxima potência (MPPT), podendo ser representado por uma fonte de corrente e o conjunto de baterias também possui um módulo de controle para carga e descarga, podendo ser representado por uma fonte de tensão. Assim, os painéis entregam para o respectivo barramento CC a máxima potência que está sendo gerada enquanto que o carregamento e descarregamento das baterias dependem da quantidade de potência que se quer transferir para a rede e de quanta potência está sendo produzida pelos painéis naquele instante. Para isso, é necessário que a potência instalada dos painéis seja superior à potência média a ser transferida para a rede elétrica e que caso a potência instalada de baterias seja menor que a dos painéis, deverá esta ser grande o suficiente para manter a potência transferida para a rede de distribuição constante.

Fig. 32: Conversor multinível monofásico conectado à rede e fazendo a interface para fontes renováveis (painéis fotovoltaicos) e sistemas armazenadores de energia (baterias).

De acordo com as fontes disponíveis e o esquema mostrado na Fig. 32, pode-se afirmar que a célula de potência conectada aos painéis fotovoltaicos opera de modo unidirecional, ou seja, toda a potência gerada pelos painéis é transferida, enquanto que a célula alimentada por baterias opera de modo bidirecional, tal que as baterias possam ser carregadas e descarregadas quando requerido. Para que este conjunto funcione de forma confiável, alguns fatores devem ser considerados, como por exemplo: quanto à potência gerada pelos painéis irá variar; durante quanto tempo se pretende manter a potência transferida para a rede constante; a capacidade da estrutura de trocar energia sem levar os módulos inversores à saturação. Esta última depende das tensões CC impostas a cada inversor.

Portanto, a configuração proposta deve gerenciar o fluxo de potência tal que a célula *H-bridge* A entregue a máxima potência ativa disponível no seu barramento CC, enquanto que a célula *H-bridge* B opera como um filtro ativo mantendo a corrente quase sem distorções e em fase com a tensão da rede. Além disso, o sistema multinível deve manter a potência transferida constante mesmo ocorrendo variações na potência de entrada P_A (Fig. 32). Outro ponto importante a ser considerado é que para uma operação contínua do sistema de geração distribuída conectado à rede, a potência P_A deve ser maior que zero ($P_A > 0$).

A fim de se obter um $\cos(\phi)$ unitário no ponto de acoplamento comum (PAC), a seguinte condição deve ser satisfeita: a componente fundamental da corrente que circula no circuito, definida como I_g , deve estar em fase com a componente fundamental da tensão da rede de distribuição, denominada V_g . Por outro lado, a corrente I_g produz uma tensão V_L , através da indutância L , 90° adiantada conforme (27), consequentemente V_L estará 90° adiantada com relação à V_g , se a condição anterior ($\cos(\phi) = 1$) for satisfeita.

$$V_L = I_g \cdot X_L = I_g \cdot (i \cdot 2\pi f_g L) \quad (27)$$

Em (27), $2 \cdot \pi \cdot f_g$ é a frequência angular em rad/s , L é a indutância da rede e f_g é a frequência da rede, 60 ou 50 Hz. Assim, é possível estabelecer um diagrama, mostrado na Fig. 33, que representa a situação desejada, na qual somente a potência ativa é transferida para a rede. Fig. 33, I_g e V_g são respectivamente as representações fasoriais da tensão e da corrente da rede, V_L é a tensão no indutor, V_o é a representação fasorial da tensão fundamental de saída do conversor multinível e ϕ_o é o ângulo entre a tensão da rede e a tensão de saída do conversor. Note que o vetor resultante V_o é a soma das componentes fundamentais das

tensões de saída produzidas pelos conversores A e B, ou seja, $V_o = (V_A + V_B)$, onde V_A representa a tensão produzida pelo conversor A (baixa frequência) e V_B representa a tensão produzida pelo conversor B (alta frequência). Assim, a soma $V_A + V_B$ deve produzir um vetor resultante tal que V_L esteja sempre a 90° de V_g , para satisfazer a condição de transferência de potência ativa, de acordo com (28).

$$V_L = (V_A + V_B) - V_g \quad (28)$$

Fig. 33: Diagrama de transferência de potência ativa.

5.3 Procedimento de projeto e controle de um sistema multinível monofásico

Na seção anterior foi apresentada a definição da topologia multinível utilizada no sistema de GD com as fontes alternativas, bem como uma breve discussão do funcionamento desta estrutura conectada à rede de distribuição. Ressalta-se que estas informações são essenciais para se projetar um sistema de controle capaz de operar os conversores dentro de suas limitações e capacidades. Por isso, esta seção apresenta análises e procedimentos básicos para se projetar o sistema multinível que servem tanto para definir valores de referência para parâmetros como tensões nos barramentos CC quanto para definir uma estratégia de modulação.

5.3.1 Considerações para o projeto

A fim de apresentar um procedimento de projeto, apenas os componentes fundamentais de corrente e tensão são considerados, pois, supondo que a tensão é sem distorções, as componentes fundamentais determinam na íntegra o fluxo de potência ativa. Consideram-se para este projeto, a tensão eficaz nominal da rede de 230 V a sua frequência de 50 Hz, para um sistema elétrico italiano, com as seguintes restrições:

- A potência máxima ($P_{Am\acute{a}x}$) e a potência mínima ($P_{Am\acute{i}n}$) gerada pelos painéis são iguais a 5 kW e 3 kW, respectivamente;
- A potência (P_g) a ser transferida para a rede é mantida igual a 4 kW.

Assim, com uma geração fotovoltaica variando de $P_{Am\acute{i}n}$ a $P_{Am\acute{a}x}$, a potência processada pelo inversor B em função da potência P_A será a seguinte:

$$P_B(P_A) = P_g - P_A. \quad (29)$$

Como mencionado anteriormente, a potência P_B , processada pelo inversor B, será absorvida ou fornecida pelo conjunto de baterias, determinando assim as etapas de carga e descarga de acordo com as variações da potência gerada pelos painéis. Entretanto, de acordo com (29), a máxima potência P_B em magnitude é 1 kW, ou seja, $P_{Bmax} = +1$ kW, e $P_{Bmin} = -1$ kW, tal que o sistema de GD funcione da seguinte forma:

- Quando $P_A = P_g$, $P_B = 0$, ou seja, quando a potência gerada pelos painéis fotovoltaicos for igual à potência de referência P_g , o inversor B não troca energia;
- Quando $(P_g - P_{Bmax}) \leq P_A < P_g$, $P_B > 0$, ou seja, quando a potência gerada pelos painéis for menor que a potência a ser transferida, o inversor B transfere energia das baterias;
- Quando $P_g < P_A \leq P_{Amax}$, $P_B < 0$, ou seja, a potência transferida para a rede permanece constante e o excedente é drenado pelo inversor B para carregar as baterias.

Note que para valores de P_A fora dos intervalos mencionados acima, ou quando o estado de carga das baterias não permite mais absorção/injeção de potência, a potência de referência P_g deve ser mudada para que o sistema GD funcione adequadamente. Isto pode ser feito adicionando-se, ao controle dos conversores, algoritmos simples para se obter este tipo de gerenciamento. Mas, por enquanto, esta etapa do trabalho é focada somente no objetivo principal que é transferir potência ativa constante.

Seja $\cos(\phi) = 1$, $V_g = 230$ V (tensão de linha) e $P_g = 4$ kW (potência de referência da rede), pode-se afirmar que a corrente *rms* da rede é

$$I_g = \frac{P_g}{V_g} = 17,391 \text{ A}, \quad (30)$$

e a queda de tensão no indutor de acoplamento L é dada por (27), onde $f_g = 50$ Hz é a frequência da rede.

Com base nas informações anteriores e considerando somente as componentes fundamentais de tensão e corrente, são delineadas duas estratégias de controle para o inversor A conectado aos painéis fotovoltaicos. A primeira estratégia é para um sistema de modulação de fase e a segunda análise é para um sistema de modulação de amplitude da tensão de saída do conversor A. No entanto, enfatiza-se que as duas modulações (amplitude ou fase) determinam a quantidade de potência que o inversor A transfere para a rede elétrica com base na diferença da tensão do seu respectivo barramento CC com a referência desejada. Através desta análise, é possível determinar qual estratégia é mais adequada para o controle do inversor A. Além disso, ela permite a determinação de alguns parâmetros, tais como tensões fundamentais eficazes e seus ângulos de operação, e também as tensões de barramento CC para ambos os módulos *H-bridge*, de modo que a configuração multinível proposta opere adequadamente sem saturar.

5.3.2 Primeira estratégia de controle para o inversor A: modulação de fase

A seguir, é discutida uma estratégia de modulação para variar a fase da tensão gerada pelo inversor A. Através dos dados anteriores é possível determinar a tensão fundamental eficaz mínima para o inversor A, fazendo:

$$V_{A1 \text{ mín}} = \frac{P_{A \text{ máx}}}{I_g} = 287,5 \text{ V}, \quad (31)$$

na qual $V_{A1 \text{ mín}}$ é o valor mínimo da componente fundamental da tensão de saída do inversor A, $P_{A \text{ máx}}$ é a máxima potência da fonte primária (inversor A) e I_g é a corrente eficaz desejada na rede. Assim, pode-se definir um valor de tensão superior para evitar a saturação, como por exemplo:

$$V_{A1} = 290 \text{ V}. \quad (32)$$

Conhecendo-se os valores de V_{A1} , I_g e P_A , para uma potência P_A variando de 3 kW a 5 kW, pode-se determinar o ângulo φ_A (ângulo de V_{A1}) que corresponde à potência P_A ,

$$\varphi_A(P_A) = \cos^{-1} \left(\frac{P_A}{I_g \cdot V_{A1}} \right). \quad (33)$$

$$\text{Assim, } \varphi_{A \text{ mín}} = \varphi_A(P_{A \text{ máx}}) \cdot \frac{180}{\pi} = 7,529^\circ \text{ e } \varphi_{A \text{ máx}} = \varphi_A(P_{A \text{ mín}}) \cdot \frac{180}{\pi} = 53,5^\circ \text{ são os}$$

valores mínimo e máximo de φ_A em graus, respectivamente. Dessa forma, o inversor A deve

Fig. 34: Ângulo da tensão em graus em relação à potência P_A a ser transferida.

ajustar a sua fase de acordo com a seguinte lei, ilustrada na Fig. 34, de maneira a obter o fluxo de potência desejado.

A fim de manter o controle da corrente, é necessário determinar os valores fundamentais eficazes, da tensão de saída V_B , que o inversor B necessita fornecer em seus terminais. A partir de (32) e (33), segue-se que

$$V_A(P_A) = V_{A1} \cdot e^{i\varphi_A(P_A)}, \quad (34)$$

e da Fig. 33 e (27) tem-se que

$$V_o = V_g + V_L, \quad (35)$$

onde $V_o = V_A + V_B$. Portanto, a tensão que inversor B precisa fornecer em relação à potência P_A e a indutância L , é dada por:

$$V_B(P_A, L) = V_g + V_L(L) - V_A(P_A). \quad (36)$$

Para se determinar os valores de V_B é necessário obter o valor de V_L em função da indutância L . Entretanto, assumem-se valores de indutância de 1 mH a 20 mH em (27). Substituindo a equação (27) em (36), é possível determinar os valores mínimos necessários de V_B (valores de grandeza máxima), conforme mostra a Fig. 35, para P_A igual a 3 kW, 4 kW e 5 kW.

Observando-se a Fig. 35, é possível notar que o pior caso é para $P_A = 3$ kW, e que a tensão V_B diminui conforme a indutância aumenta. Para uma indutância L igual a 10 mH, a Fig. 36 mostra a magnitude (a) e o ângulo de fase (b) da tensão V_B em funções da potência P_A processada pelo inversor A.

Fig. 35: Valores máximos em magnitude de V_B em relação à indutância L .

Fig. 36: Magnitude e ângulo da tensão eficaz que o inversor B necessita gerar – $L=10$ mH.

Depois de determinar os valores de V_A , V_B e os seus respectivos ângulos em relação à potência P_A , é possível gerar um gráfico fasorial, Fig. 37, em coordenadas polares para melhor visualizar os pontos de operação do conversor multinível em regime permanente. Analisando em detalhe a Fig. 37, é possível fazer as seguintes observações: devido ao padrão de modulação em baixa frequência de deslocamento de fase, a componente fundamental da tensão, produzida pela célula de maior potência (inversor A) e representada por V_A , possui sempre a mesma amplitude, porém um ângulo ϕ_A variável, gerando um setor circular que representa todas as posições possíveis do fasor V_A conforme P_A sofre alterações. Enquanto

Fig. 37: Modulação de fase: posicionamentos de V_A e V_B para manter uma corrente em fase com a tensão da rede.

isso, o fasor V_B assume valores diferentes de amplitude e de ângulo, de modo a manter a defasagem de 90° entre V_L e V_g .

A partir da Fig. 36, da Fig. 37 e de (36), é possível verificar e determinar que o inversor B deve gerar pelo menos o seguinte valor eficaz de tensão, sem incorrer em saturação:

$$V_{B\text{ mín}} = |V_B(P_{A\text{ mín}})| = 187,515 \text{ V}. \quad (37)$$

Além disso, pode-se verificar se a potência que deve ser fornecida pelo inversor B, encontrado em (29), é a mesma $P_{B\text{ res}}$ calculada por (38). Ambas podem ser vistas na Fig. 38.

$$P_{B\text{ res}}(P_A) = |V_B(P_A)| \cdot I_g \cos(\phi_B(P_A)) \quad (38)$$

Resumindo, pode-se afirmar que o valor eficaz da componente fundamental V_A é fixo, enquanto que o valor eficaz da componente fundamental de V_B é variável de modo a manter a corrente I_g constante e em fase com a tensão da rede V_g , transferindo a potência máxima disponível no barramento CC_A e mantendo a P_g constante.

Fig. 38: Verificação da potência P_B em relação à potência P_A – modulação de fase.

Eliminação de harmônicos associada a modulação de fase

A técnica de modulação (*square-waveform modulation*) apresentada nesta seção consiste na geração de um pulso retangular de tensão a cada meio ciclo, com uma largura fixa. Assim, é possível otimizar o ângulo de comutação, a fim de eliminar um determinado componente harmônico da tensão. Na Fig. 39, uma forma de onda genérica, que pode ser gerada pelo inversor A, é mostrada. Assumindo-se uma simetria ímpar de um quarto do comprimento de onda e uma amplitude unitária, os coeficientes da série de Fourier a_n com relação ao ângulo α são dados por:

$$a_n = \frac{4}{n \cdot \pi} \cdot \cos(n \cdot \alpha). \quad (39)$$

Fig. 39: Forma de onda de saída do inversor A (amplitude normalizada).

Impondo a equação (39) igual à zero, obtém-se a solução para o ângulo de disparo, que elimina a harmônica de ordem n selecionada. Considerando $n=3$, por exemplo, a escolha para eliminar o terceiro componente harmônico da tensão, obtém-se

$$\alpha = \frac{\cos^{-1}(0)}{3} = 30^\circ, \quad (40)$$

como o ângulo de disparo a ser adotado no caso de modulação de fase. Além disso, pode-se dizer que se trata de um ângulo ideal, pois se sabe que $\cos(n \cdot \alpha) = 0$ para o argumento $n \cdot \alpha$ igual a 90° , 270° e todos os seus equivalentes. Assim, a escolha de $\alpha = 30^\circ$ elimina não só a terceira harmônica, mas todos os componentes que satisfazem a relação

$$\cos(n \cdot 30^\circ) = 0, \quad (41)$$

ou seja, os componentes harmônicos de ordem 3, 9, 15, 21, 27, 33, $\dots$, m , $m+6$.

5.3.3 Segunda estratégia de controle para o inversor A: modulação de amplitude

A seguir, é discutida uma segunda estratégia de modulação para variar a tensão fundamental de saída do inversor A. Como afirmado na secção anterior, a tensão fundamental para o inversor A é determinada por (31). No entanto, como a amplitude da tensão fundamental do inversor A sofre variações de acordo com a modulação, o seu ângulo de operação pode ser fixado e determinado de acordo com a seguinte expressão:

$$\varphi_{A \text{ op}} = \cos^{-1} \left(\frac{P_{A \text{ max}}}{I_g \cdot V_{A1}} \right) \cdot \frac{180}{\pi} = 7.529^\circ, \quad (42)$$

sendo $\varphi_{A \text{ op}}$ o ângulo de operação de V_A , $P_{A \text{ max}} = 5 \text{ kW}$, $I_g = P_g / V_g$ e $V_{A1} = 290 \text{ V}$. Consequentemente, os valores eficazes de V_{A1} em função da potência P_A podem ser calculados por

$$V_{A1 \text{ op}}(P_A) = \frac{P_A}{I_g \cdot \cos(\varphi_{A \text{ op}})}, \quad (43)$$

onde P_A varia de 3 kW a 5 kW. Então, o inversor A tem que modular a sua tensão de saída fundamental de acordo com a seguinte lei (44), ilustrada na Fig. 40.

$$V_{A \text{ op}}(P_A) = V_{A1 \text{ op}}(P_A) \cdot e^{i \cdot \varphi_{A \text{ op}}} \quad (44)$$

De forma semelhante ao caso anterior, a fim de manter o controle de corrente, o inversor B precisa fornecer a tensão dada por:

Fig. 40: Tensão fundamental eficaz do inversor A em função da potência P_A .

$$V_B(P_A, L) = V_g + V_L(L) - V_{A op}(P_A). \quad (45)$$

E assumindo valores de indutância de 1 mH e 20 mH é possível determinar os respectivos valores de operação para V_B (valores máximos em magnitude) em relação à potência P_A e L . Esboçando as curvas somente para P_A igual a 3, 4 e 5 kW, Fig. 41, escolhe-se um valor intermediário para L .

Extraindo a magnitude $|V_B(P_A, L)|$ e o ângulo de fase $\varphi_B(P_A)$ de $V_B(P_A, L)$ para $L=10$ mH é possível obter os gráficos mostrados na Fig. 42. A Fig. 42(a) mostra os valores eficazes da tensão que o inversor B precisa gerar em seus terminais de acordo com a potência que está sendo transferida pelo inversor A, enquanto que a Fig. 42(b) apresenta o ângulo da tensão fundamental V_B para que seja possível manter a corrente I_g em fase com a tensão V_g e transferir somente potência ativa. Além disso, pode-se perceber que, quando a potência P_A é aproximadamente 4 kW, a magnitude de V_B alcança os mínimos valores e a sua fase é, praticamente, 90° com relação à tensão da rede V_g . Isto significa que o inversor A está gerando uma tensão fundamental muito próxima da tensão da rede, como pode ser visto na Fig. 40, ou, em outras palavras, a projeção $V_{A1} \cos(\varphi_A)$ é exatamente a tensão da rede quando $P_A=4$ kW.

Desprezando-se os estados transitórios, constrói-se um gráfico em coordenadas polares, Fig. 43, na qual é possível visualizar melhor a operação em regime do conversor multinível com a estratégia de modulação de amplitude do inversor A. Fixando o ângulo de fase do fasor V_A e variando a sua amplitude, de acordo com a potência P_A , o inversor B pode trocar energia variando a amplitude e o ângulo de fase da sua tensão fundamental. Isto pode ser verificado inspecionando-se os lugares geométricos gerados pelos fasores V_A e V_B na Fig.

Fig. 41: Valores máximos em magnitude de V_B com relação a indutância L .

Fig. 42: Magnitude e ângulo da tensão que inversor B precisa gerar – $L=10$ mH.

43. Então, é possível afirmar que o inversor B deve gerar pelo menos a seguinte tensão eficaz sem sofrer saturação:

$$V_{B \min} = |V_B(P_{A \min})| = 65,726 \text{ V}, \quad (46)$$

Além disso, pode-se verificar se a potência que deve ser fornecida pelo inversor B, encontrado em (29) é a mesma que $P_{B \text{res}}$ calculada por (47). Ambas P_B e $P_{B \text{res}}$ estão representadas na Fig. 44.

$$P_{B \text{res}}(P_A) = |V_B(P_A)| \cdot I_g \cos(\phi_B(P_A)) \quad (47)$$

Fig. 43: Modulação da amplitude: posições de V_A e V_B para controlar a corrente.

Fig. 44: Verificação da potência P_B em relação a P_A – modulação de amplitude.

5.4 Definição dos parâmetros e escolha do método

A seção anterior apresenta a análise da modulação de amplitude para controlar o inversor A, bem como alguns critérios de funcionamento que devem ser considerados no projeto do conversor multinível. Analisando os dois casos de modulação, pode-se verificar que o controle de amplitude (segundo caso) exige menos esforços do inversor B, comparado ao controle de fase (primeiro caso). Isto pode ser determinado, tanto analisando os resultados mostrados na Fig. 37 e Fig. 43, quanto se comparando a Fig. 36(a) e a Fig. 42(a). No segundo caso, observa-se que quando o conversor A transfere a mesma potência de referência da rede, ou seja, $P_A = 4$ kW, a tensão V_B é mínima, enquanto que no primeiro caso a tensão V_B é

mínima quando a potência P_A é máxima, ou seja, 5 kW. Além disso, uma menor V_B implica em uma menor potência aparente processada pelo inversor B. Por isso que, neste caso, a modulação de amplitude é a mais adequada para ser aplicada.

Destacando mais uma vez que os inversores A e B operam conectados em série, configurando uma topologia multinível em cascata e que o inversor A é modulado em baixa frequência com uma onda quadrada a 50 ou 60 Hz, transferindo sempre a máxima potência disponível em seu barramento CC. Assim, o controle deve variar a razão cíclica da tensão quadrada aumentando e/ou diminuindo o ângulo de disparo das chaves que, por conseguinte, aumenta ou diminui a amplitude da componente fundamental da tensão de saída do inversor A, enquanto mantém a tensão no barramento CC regulada de acordo com sua referência. Como a tensão de saída do inversor A é uma onda quadrada, a corrente CA que circula possui um elevado conteúdo harmônico. Portanto, é conveniente que a tensão no barramento CC do inversor A seja a menor possível, para que o inversor B possa compensar de maneira mais eficaz um maior número de componentes harmônicos na corrente. A determinação da tensão do barramento CC pode ser feita de uma maneira simples. Utilizando a equação de Fourier para determinação da componente fundamental de uma onda quadrada, pode-se, primeiramente, determinar a tensão CC mínima fazendo:

$$V_{CC\_A\_mín} = V_{A1} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{\pi}{4} = 322,109 \text{ V} . \quad (48)$$

Assim, escolhe-se um valor ligeiramente mais elevado como segue.

$$V_{CC\_A} = 330 \text{ V} . \quad (49)$$

Uma vez que foi determinada a tensão V_{DC_A} , é possível estabelecer uma função de modulação (50) que determina os ângulos de acionamento de acordo com a potência P_A .

$$\alpha(P_A) = \cos^{-1} \left(\frac{V_{A1\text{ op}}(P_A) \cdot \sqrt{2}}{V_{CC\_A}} \cdot \frac{\pi}{4} \right) . \quad (50)$$

Onde $V_{A1\text{ op}}(P_A)$ é a tensão eficaz fundamental do inversor A em função de P_A , V_{CC_A} é a tensão no barramento no seu CC e $\alpha(P_A)$ é o ângulo de acionamento relacionado à potência P_A .

Considerando o ângulo $\varphi_{A\text{ op}}$, $\alpha(P_A)$ e V_{CC_A} pode-se determinar a tensão instantânea do inversor A para os dois casos extremos: $P_A = P_{A\text{ max}}$ e $P_A = P_{A\text{ min}}$; mostradas na Fig. 45.

Fig. 45: Tensão instantânea do inversor A: $P_A = P_{A \text{ máx}}$; $P_A = P_{A \text{ mín}}$.

Note que, as tensões instantâneas são plotadas em relação ao ângulo θ (ângulo de referência da rede), e as mesmas estão adiantadas de $\varphi_{A \text{ op}}$ (ângulo fixo) com relação à θ .

Agora que a tensão V_{CC_A} está determinada e conhecendo-se a forma de onda da tensão de saída do inversor A, o próximo passo é definir a tensão do barramento CC do inversor B. Aqui vale ressaltar que este inversor deve operar com uma modulação PWM em alta frequência e seu controle deve ser completamente independente do sistema de controle do inversor A. O inversor B, neste caso, precisa operar com um controle de corrente de modo a compensar distorções na corrente da rede e ajustar a sua fase para fornecer a máxima potência ativa para a rede. Além disso, sabe-se que o valor mínimo para a tensão fundamental eficaz do inversor B, definida em (46), é 65,726 V. Entretanto, antes de se definir um valor para a tensão V_{CC_B} , é aconselhável analisar o seguinte:

- A tensão V_{CC_B} deve ser grande o suficiente para que o controlador de corrente consiga compensar um considerado número de harmônicos e manter a corrente controlada sem levar o conversor à saturação.
- $V_{CC\_B} \geq \max |v_o(\theta, P_g) - v_A(\theta, P_A)|$, onde $v_o(\theta, P_g)$ é a tensão fundamental instantânea a ser gerada pelo multinível em sua saída de acordo com a potência P_g ; $v_A(\theta, P_A)$ é a tensão de saída instantânea do inversor A (Fig. 45), e θ é o ângulo de referência da rede.

Considerando os casos extremos ($P_A = P_{A \text{ máx}}$ e $P_A = P_{A \text{ mín}}$), a segunda condição pode ser mais bem visualizada na Fig. 46 e na Fig. 47. Estas figuras mostram a estimativa da

componente fundamental da tensão de saída do conversor multinível ($v_o = v_g + v_L$), com uma defasagem de φ_o e mostram $v_{B\_ref} = v_o - v_A^\dagger$, o que é a média que o inversor B deve gerar. A forma de onda de v_{B_ref} é uma estimativa da resposta que o controlador do inversor B deve fornecer em sua saída como referência para o modulador PWM. Portanto, através de uma análise gráfica, é possível encontrar uma relação que determina valores mínimos para a tensão V_{CC_B} (tensão no barramento CC do inversor B). Quando $P_A = P_{A\text{mín}}$, Fig. 46, pode-se calcular o seguinte:

$$V_{CC\_B\_mín1} = V_o \sqrt{2} \sin(\alpha(P_{A\text{mín}})) = 284,6364 \text{ V}, \quad (51)$$

onde V_o é o valor de $v_o(\theta, P_g)$ e $\alpha(P_{A\text{mín}})$ é o ângulo de acionamento do inversor A.

Similarmente, para $P_A = P_{A\text{máx}}$, na Fig. 47, pode-se calcular o seguinte:

$$V_{CC\_B\_mín2} = \left| V_o \sqrt{2} \sin(\pi - \alpha(P_{A\text{máx}})) - v_A(\theta, P_{A\text{máx}}) \right| = 282,1020 \text{ V}. \quad (52)$$

Comparando (51) e (52), é possível perceber que, em valores aproximados, a tensão CC mínima exigida para o inversor B é 284,6364 V. Desta forma, para evitar a ocorrência de saturação, é aconselhável a utilização de um valor superior para V_{CC_B} , como por exemplo:

$$V_{CC\_B} = 300 \text{ V}. \quad (53)$$

Fig. 46: Tensões de saída estimadas para o conversor multinível e para o inversor B, para uma potência $P_A = P_{A\text{mín}}$.

[†] Valor de referência obtido de forma analítica para fins de análise, não sendo utilizado para fins de controle.

Fig. 47: Tensões de saída estimadas para o conversor multinível e para o inversor B, para uma potência $P_A = P_{A \text{ máx}}$.

5.5 Determinação das funções de transferência e projeto dos controladores PI

O modo de operação do conversor multinível proposto requer duas malhas de controle independentes, uma para a regulação da tensão CC do inversor A, utilizando modulação de amplitude, e a outra malha para controlar a corrente de saída do multinível pelo inversor B. Por isso, um procedimento de projeto clássico utilizando o controlador PI (proporcional integral) é apresentado como solução para as malhas de controle da corrente e da tensão, uma vez que este controlador garante erro em regime permanente pequeno (RASHID, 2001). É importante ressaltar que a modelagem aqui discutida assume que as duas malhas de controle operem com larguras de banda muito diferentes. Em particular, a malha de controle de corrente, construída em torno do inversor B, é assumida como sendo muito mais rápida do que a malha de tensão, construída em torno do inversor A.

A suposição anterior permite negligenciar as interações entre as duas malhas. Além disso, na modelagem da malha de tensão, assume-se que a corrente que circula através do conversor e da rede é mantida constante em amplitude e em fase com a tensão da rede inclusive durante os transitórios do inversor A. Esta afirmação é significativa apenas se a malha de corrente pode ser considerada, em termos práticos, instantânea em relação à malha de tensão. Da mesma forma, quando se considera a malha de controle de corrente do inversor

B, assume-se que o funcionamento do inversor de A é insensível aos ajustes rápidos determinados pela malha de corrente. O que significa que pulsos da tensão de onda quadrada podem ser tratados como uma perturbação estática para a malha de corrente.

5.5.1 Inversor A: malha de controle da tensão no barramento CC

O controle de tensão do barramento CC é feito ajustando-se a pequena quantidade de energia que flui através do capacitor CC. O controlador de tensão na realidade determina a quantidade de energia transferida a partir da fonte CC para a rede, compensando assim as perdas de comutação e condução. Em regime permanente, P_A (potência disponível no barramento CC) deve ser igual à soma das perdas do conversor e a potência transferida à rede. Portanto, ignorando-se as perdas do conversor, o balanço de energia do sistema pode ser definido conforme (54):

$$\frac{dE_{C_A}}{dt} = P_A - P_g. \quad (54)$$

Em (54), $E_{C_A} = \frac{1}{2} C_A \cdot V_{CC\_A}^2$ é a energia armazenada no capacitor C_A , Fig. 32, e P_g é a potência ativa entregue para a rede sob a hipótese de $\cos(\phi) = 1$. Assim, pode-se reescrever (54) como

$$\frac{1}{2} C_A \cdot \frac{d}{dt} V_{CC\_A}^2 = P_A - P_g. \quad (55)$$

A variável de controle V_{CC_A} é considerada como sendo igual à superposição de uma componente em regime permanente e uma componente de pequenos sinais:

$$V_{CC\_A} = \bar{V}_{CC\_A} + \tilde{v}_{CC\_A}. \quad (56)$$

Substituindo (56) em (55), considerando P_A como sendo um distúrbio estático em regime permanente e resolvendo o equacionamento através de uma análise para pequenos sinais, o resultado é:

$$\begin{aligned} \cancel{P_A} - \tilde{P}_g &= \frac{1}{2} C_A \cdot \frac{d}{dt} \left\{ \cancel{\bar{V}_{CC\_A}^2}^{cte} + \cancel{\tilde{v}_{CC\_A}^2}^0 + 2 \cdot \bar{V}_{CC\_A} \cdot \tilde{v}_{CC\_A} \right\} \\ &= C_A \cdot \bar{V}_{CC\_A} \cdot \frac{d}{dt} \tilde{v}_{CC\_A} \end{aligned} \quad (57)$$

A tensão fundamental do inversor A é determinada pela relação de Fourier:

$$V_{A1} = \frac{4}{\sqrt{2} \cdot \pi} \cdot V_{CC\_A} \cdot \cos(\alpha), \quad (58)$$

sendo α o ângulo de comutação da onda quadrada. Como pode ser visto, (58) é uma equação não-linear, pois a variável de controle α aparece como argumento de uma função *coseno*. Derivando parcialmente (58) em função de V_{CC_A} e α e reescrevendo-a em termos da aproximação de pequenos sinais, tem-se que

$$\tilde{v}_{A1} = \frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot \cos(\bar{\alpha}) \cdot \tilde{v}_{CC\_A} - \frac{4 \cdot \bar{V}_{CC\_A}}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot \sin(\bar{\alpha}) \cdot \tilde{\alpha}, \quad (59)$$

onde $\bar{\alpha}$ é o ângulo de operação (um valor fixo) e $\tilde{\alpha}$ é a saída do controlador.

Considerando a corrente da rede I_g constante, é possível determinar uma expressão para a potência ativa P_g em termos de pequenos sinais como segue

$$\tilde{p}_g = \tilde{v}_{A1} \cdot \cos(\varphi_{A\text{ op}}) \cdot I_g, \quad (60)$$

sendo $\varphi_{A\text{ op}}$ o ângulo de operação da tensão de saída do inversor A. Portanto, substituindo (59) em (60) e (60) em (57), com uma manipulação algébrica consegue-se chegar na seguinte expressão em termos da Transformada de Laplace,

$$G(s) = \frac{\tilde{v}_{CC\_A}}{\tilde{\alpha}}(s) = \bar{V}_{CC\_A} \cdot \tan(\bar{\alpha}) \cdot \frac{1}{1 + sC_A \cdot \frac{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot \bar{V}_{CC\_A}}{4 \cdot I_g \cdot \cos(\bar{\alpha}) \cdot \cos(\varphi_{A\text{ op}})}}. \quad (61)$$

A equação (61) representa a função de transferência entre o ângulo de modulação e a tensão no barramento CC. De forma a simplificar (61) é definido $k_G = \bar{V}_{CC\_A} \cdot \tan(\bar{\alpha})$ e

$\omega_{pG} = \frac{4 \cdot I_g \cdot \cos(\bar{\alpha}) \cdot \cos(\varphi_{A\text{ op}})}{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot C_A \cdot \bar{V}_{CC\_A}}$, assim, tem-se que

$$G(s) = \frac{k_G}{1 + \frac{s}{\omega_{pG}}}, \quad (62)$$

na qual k_G e $1/\omega_{pG}$ representam o ganho e a constante de tempo da planta, respectivamente.

A Fig. 48 mostra o diagrama de blocos que representa a planta associada ao controlador em malha fechada. O bloco do controlador é representado por um regulador

Fig. 48: Diagrama de blocos da malha de controle do inversor A.

proporcional integral (PI), cujos parâmetros K_P e K_I são determinados na sequência. A saída do regulador é o ângulo de comutação α e G_{TV} é o ganho do transdutor de tensão.

Dado o diagrama de blocos da Fig. 48, é possível se determinar os ganhos do regulador pelo seguinte procedimento (BUSO; MATTARELLI, 2006): primeiro tem-se que determinar o ganho em malha aberta da planta. Isto é feito pela conexão em cascata de todos os blocos (63).

$$G_{OL}(s) = \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \cdot k_M \cdot G_{TV} \cdot k_G \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{pG}}} \quad (63)$$

Impondo a magnitude de (63) igual a um na frequência ω_{CR} de cruzamento desejada, tem-se

$$|G_{OL}(j\omega_{CR})| = \left| K_P \left(1 + \frac{K_I}{K_P} \frac{1}{j\omega_{CR}} \right) \cdot k_M \cdot G_{TV} \cdot k_G \cdot \frac{1}{1 + \frac{j\omega_{CR}}{\omega_{pG}}} \right| = 1. \quad (64)$$

Rearranjando (64) resulta que

$$K_I = \frac{1}{k_M \cdot G_{TV} \cdot k_G} \cdot \frac{\omega_{CR} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{CR}}{\omega_{pG}} \right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\omega_{CR} \cdot \frac{K_P}{K_I} \right)^2}} \quad (65)$$

O parâmetro K_P pode então ser calculado considerando a margem de fase em malha aberta e fazendo-a igual a m_φ . De (63) encontra-se

$$-\pi + m_\phi = -\frac{\pi}{2} - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{CR}}{\omega_{pG}}\right) + \tan^{-1}\left(\omega_{CR} \cdot \frac{K_P}{K_I}\right), \quad (66)$$

que resulta em

$$K_P = \frac{K_I}{\omega_{CR}} \cdot \tan\left(m_\phi - \frac{\pi}{2} + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{CR}}{\omega_{pG}}\right)\right) \quad (67)$$

Considerando o caso cuja potência é máxima, ou seja, $P_A = P_{A \text{ máx}}$, $\bar{\alpha} = \alpha(P_{A \text{ máx}})$ e utilizando os parâmetros listados na Tabela 4, calculam-se os valores de K_P e K_I resolvendo o sistema de equações formado por (65) e (67). Utilizando uma frequência de cruzamento ω_{CR} igual a um décimo da frequência de comutação (no caso 50 Hz) e uma margem de fase m_ϕ igual a 72° , tem-se:

$$K_P = 13,4 \cdot 10^{-3} \quad (68)$$

$$K_I = 0,5858 \text{ Hz} \quad (69)$$

A Fig. 49 apresenta o diagrama de Bode para o ganho da planta em malha aberta, cuja frequência de cruzamento e a margem de fase escolhidas podem ser verificadas.

Fig. 49: Diagrama de Bode de $G(s)$, $PI(s)$ e do ganho em malha aberta.

Tabela 4: Parâmetros do controlador de tensão.

Capacitância do <i>link</i> CC, C_A	2000 (μ F)
Tensão CC de referência, $\bar{V}_{CC\_A}$	330 (V)
Potência de referência da rede, P_g^*	4000 (W)
Ângulo de operação, $\bar{\alpha}$	0,219 (rad)
Margem de fase, m_ϕ	72°
Ganho do transdutor de tensão, G_{TV}	1
Frequência de cruzamento, ω_{CR}	$10 \cdot \pi$ (rad)

5.5.2 Inversor B: malha de controle da corrente de saída

O inversor B deve trabalhar como um filtro ativo em série utilizando uma modulação PWM pra realizar o controle da corrente I_g da rede. Inicialmente, a corrente de referência é sincronizada com a tensão da rede para assegurar um fator de potência unitário utilizando um PLL (MARAFÃO *et al.*, 2005; ROCABERT *et al.*, 2011). Neste caso, a referência é constante e é dada por:

$$I_{g\_REF}(\theta) = \frac{P_g^*}{V_g} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta), \quad (70)$$

onde P_g^* é a potência ativa de referência, V_g é a tensão de linha da rede e θ é o ângulo fornecido pelo PLL. O erro entre a corrente gerada I_g e a corrente de referência é processado por um controlador PI. Em seguida, o erro de saída de corrente é comparado com uma forma de onda triangular simétrica, a fim de gerar os sinais de acionamento das chaves de potência. A portadora triangular possui uma amplitude fixa ($V_{m\_pk} = 1$) e também uma frequência fixa. A função de transferência entre a tensão do inversor B e a corrente da rede é dada por:

$$G_I(s) = k_{GI} \cdot \frac{1}{s \cdot L}, \quad (71)$$

onde $k_{GI} = 2 \cdot V_{DC\_B}$ é o ganho do conversor e $L = 10$ mH é a indutância de acoplamento. Observe que, ao considerar (71) se está negligenciando a presença de inversor A. Com base nas suposições anteriores, a sua operação aparece como uma perturbação estática injetada na malha de controle da corrente.

O diagrama de blocos da Fig. 50 representa a malha de controle da corrente para o inversor B, sendo todos os componentes representados pelas suas respectivas funções de transferência e/ou ganhos.

O projeto dos ganhos K_P e K_I para o controlador de corrente foi realizado utilizando o mesmo procedimento utilizado para o controlador de tensão do *link* CC, (64). Desta forma, obtêm-se as seguintes equações

$$K_I = \frac{1}{k_{MB} \cdot k_{GI} \cdot G_{TI}} \cdot \frac{\omega_{CR}^2 \cdot L}{\sqrt{1 + \left(\tan(m_\phi)\right)^2}}, \quad (72)$$

$$K_P = \frac{K_I}{\omega_{CR}} \cdot \tan(m_\phi). \quad (73)$$

sendo $k_{MB} = 1/V_{m\_pk}$ o ganho da portadora triangular, G_{TI} o ganho do transdutor de corrente. A frequência de cruzamento ω_{CR} para a malha de controle da corrente é escolhida um décimo da frequência de chaveamento f_s . Considerando os parâmetros listados na Tabela 5, encontram-se os seguintes valores para os ganhos do controlador PI:

$$K_P = 9,96 \cdot 10^{-2} \quad (74)$$

$$K_I = 203,3250 \text{ Hz} \quad (75)$$

A Fig. 51 mostra o diagrama de Bode do ganho em malha aberta, onde é possível verificar que a frequência de cruzamento ω_{CR} e a margem de fase m_ϕ são as mesmas escolhidas para no projeto do controlador. Esta figura também apresenta o diagrama de Bode da função de transferência da planta e do controlador PI.

Fig. 50: Diagrama de blocos da malha de controle da corrente.

Tabela 5: Parâmetros do controlador de corrente.

Tensão no <i>link</i> CC, V_{DC_B}	300 (V)
Indutância de acoplamento, L	10 (mH)
Frequência de chaveamento, f_s	10 (kHz)
Margem de fase, m_ϕ	72°
Ganho do transdutor de corrente, G_{TI}	1
Ganho da portadora de PWM, k_{MB}	1
Frequência de cruzamento, ω_{CR}	$2000 \cdot \pi$ (rad)

Fig. 51: Diagrama de Bode de $G_I(s)$, $PI(s)$ e do ganho em malha aberta.

5.6 Resultados de simulações

Os resultados de simulações usando PSIM® para o circuito de potência e controle foram obtidos utilizando um sistema de controle para o conversor multinível gerido por um bloco em C++ em um sistema de tempo discreto. Uma estrutura multinível monofásica em cascata é utilizada para transferir potência ativa para a rede de distribuição e também manter o controle da corrente.

A Fig. 52 mostra as potências P_A , P_B e P_g bem como a tensão V_{DC_A} no *link* CC e a corrente que circula na rede multiplicada por dez. A simulação começa com $P_A=3$ kW, consequentemente, P_B é ajustada para entregar 1 kW das baterias de modo a manter 4 kW transferidos para a rede. Em 0,4 s a potência P_A muda para 4 kW, fazendo $P_B = 0$, ou seja, o inversor B não recebe nem injeta potência, mas mantém a corrente controlada. Em 0,7 s P_A é definida como 5 kW e, neste caso, o inversor B absorve 1 kW ($P_B=-1$ kW) para o seu *link* CC. Como pode ser visto em todas as situações, a amplitude da corrente da rede e a potência média são mantidas constantes. Além disso, é possível verificar que o inversor A é capaz de manter a sua tensão CC controlada.

O comportamento do controlador PI de corrente pode ser observado a seguir em Fig. 53(a), Fig. 54(a) e Fig. 55(a), onde são mostradas a tensão e a corrente na rede para P_A igual a 3 kW, 4 kW e 5 kW, respectivamente. Observe que elas estão em fase e a corrente da rede é praticamente senoidal. No entanto, é possível observar picos nos sinais de corrente devido ao alto dv/dt imposto pela tensão de saída do inversor A. As tensões geradas pelos módulos individualmente e a saída do controlador de corrente também são mostradas em Fig. 53(b), Fig. 54(b) e Fig. 55(b).

Fig. 52: Potências P_A e P_B ; potência entregue a rede P_g ; tensão V_{CC_A} ; e corrente na rede.

Fig. 53: Formas de ondas para $P_A = 3$ kW. (a) Vertical: tensão da rede 200 V/div; corrente na rede 20 A/div. (b) Vertical: tensões de saída dos inversores A e B 200 V/div; saída do controlador de corrente 1 V/div. Horizontal: 5 ms/div.

Fig. 54: Formas de ondas para $P_A = 4$ kW. (a) Vertical: tensão da rede 200 V/div; corrente na rede 20 A/div. (b) Vertical: tensões de saída dos inversores A e B 200 V/div; saída do controlador de corrente 1 V/div. Horizontal: 5 ms/div.

Fig. 55: Formas de ondas para $P_A=4$ kW. (a) Vertical: tensão da rede 200 V/div; corrente na rede 20 A/div. (b) Vertical: tensões de saída dos inversores A e B 200 V/div; saída do controlador de corrente 1V/div. Horizontal: 5 ms/div.

A Fig. 56 Mostra um *zoom* na FFT da corrente calculada pelo programa PSIM® quando P_A é 4 kW, com uma taxa de distorção harmônica (THD) menor que 5%. Quanto à THD da corrente, existem diversas normas internacionais que regem a quantidade de harmônicas que um conversor de GD pode injetar na rede, tais como a IEEE Std 929-2000 (IEEE, 2000) e a IEEE Std 1547-2003 (IEEE, 2003). Ambas prescrevem que o limite de injeção harmônica de corrente deve atender ao prescrito pela norma IEEE Std 519-1992 (IEEE, 1992), a qual impõe que o limite para a THD da corrente é de 5,00 %.

Fig. 56: *Zoom* na FFT da corrente.

5.7 Resultados experimentais

Através das fundamentações teóricas abordadas e desenvolvidas nas seções anteriores deste capítulo é possível analisar e obter parâmetros para a construção de sistema multinível experimental. Baseado nisso, e com o intuito de comprovar a funcionalidade do método de maneira experimental, faz-se a adequação do projeto anterior para um sistema elétrico de 60 Hz e que possui uma tensão eficaz no ponto de acoplamento de 127 V. Utilizando-se os procedimentos das seções 5.3 e 5.4 determinam-se os parâmetros dos circuitos da plataforma experimental, Tabela 6 e através da seção 5.5 determinam-se os parâmetros dos controladores envolvidos, conforme a Tabela 7 e a Tabela 8.

Para representar os painéis fotovoltaicos e o conjunto de baterias, conectados aos barramentos CCs, conforme a Fig. 32, utiliza-se como fonte de corrente uma fonte simuladora de painéis fotovoltaicos da Magna Power Electronics® (375 V/10,6 A) conectada ao barramento CC_A e um retificador controlado, projetado nos quatro quadrantes, conectado ao barramento CC_B. A fonte CC com capacidade de até 10 A injeta uma determinada corrente no inversor A e este faz o balanço de potência controlando a tensão no seu respectivo barramento CC enquanto que, o retificador controlado faz a função do sistema de baterias. Funcionando no modo *boost*, o retificador regula a tensão no barramento CC_B e controla a corrente do lado CA funcionando de maneira bi-direcional. Assim, o inversor B consegue fornecer ou absorver potência quando necessário conforme varia a potência de entrada do inversor A e realizar o controle da corrente injetada na rede. O diagrama da Fig. 57 apresenta a disposição dos conversores conforme a plataforma experimental bem como, as medições das variáveis de controle. A seguir são mostradas curvas obtidas experimentalmente com o multinível funcionando nas mesmas situações daquelas apresentadas nas simulações.

Utilizando-se um sistema de aquisição e condicionamento de sinais, uma plataforma de DSP e um módulo de acionamento, faz-se a leitura das variáveis, o chaveamento e controle dos conversores e o sincronismo do sistema de geração com a rede elétrica. A taxa de amostragem e a frequência de chaveamento dos conversores são de 15 kHz. Os acionamentos são realizados de acordo com o Apêndice B.

Tabela 6: Parâmetros utilizados no protótipo experimental.

Tensão eficaz da rede elétrica, V_g	127 (V)
Indutância de acoplamento, L	10 (mH)
Frequência da rede, f_g	60 (Hz)
Tensão no barramento CC_A, V_{CC_A}	180 (V)
Tensão no barramento CC_B, V_{CC_B}	160 (V)
Capacitância do barramento CC_A, C_A	1360 (μ F)
Capacitância equiv. no barramento CC_B, C_B	2720 (μ F)
Indutância do retificador, L_R	2,5 (mH)
Potência ativa de ref. da rede, P_g	1000 (W)
Potência P_A máxima, $P_{A \text{ máx}}$	1250 (W)
Potência P_A mínima, $P_{A \text{ mín}}$	750 (W)
Potência P_B máxima, $P_{B \text{ máx}}$	250 (W)
Potência P_B mínima, $P_{B \text{ mín}}$	-250 (W)

Tabela 7: Parâmetros do controlador de tensão.

Tensão CC de referência, $\bar{V}_{CC\_A}$	180 (V)
Potência de referência da rede, P_g^*	1000 (W)
Ângulo de operação, $\bar{\alpha}$	0,219 (rad)
Margem de fase, m_ϕ	72°
Ganho do transdutor de tensão, G_{TV}	1
Frequência de cruzamento, ω_{CR}	$4 \cdot \pi$ (rad)
Ganho proporcional do PI, K_P	$3,7638 \cdot 10^{-4}$
Ganho integral do PI, K_I	0,4717 (Hz)

Tabela 8: Parâmetros do controlador de corrente.

Tensão CC de referência, $\bar{V}_{CC\_B}$	160 (V)
Indutância de acoplamento, L	10 (mH)
Frequência de chaveamento, f_s	15 (kHz)
Margem de fase, m_ϕ	72°
Ganho do transdutor de corrente, G_{TV}	1
Frequência de cruzamento, ω_{CR}	$(2 \cdot \pi \cdot 15000/6)$ (rad)
Ganho proporcional do PI, K_P	0,4668
Ganho integral do PI, K_I	2382,25 (Hz)

Fig. 57: Diagrama representando a disposição experimental das fontes CC, elementos passivos e do conversor multinível conectado a rede de distribuição.

5.7.1 Potência no módulo A menor que a potência de referência da rede

Com o conversor multinível funcionando sob esta situação, a potência que chega ao barramento CC do módulo H-bridge A, fornecida pela fonte CC, é menor que a potência de referência da rede, ou seja, $P_A \approx 750 \text{ W}$ com uma corrente CC de aproximadamente 4,20 A. Assim, o inversor B, através de seu controle de corrente, faz com que o retificador controlado, que representa um sistema armazenador de energia utilizando baterias, forneça a potência necessária ($\approx 250 \text{ W}$) para manter a potência na rede distribuição constante. Enquanto isso, o módulo A realiza o controle da tensão no seu barramento CC. A tensão V_g e a corrente I_g na rede são mostradas na Fig. 58, onde é possível verificar que a corrente está em fase com a tensão medida na rede enquanto que o sistema multinível entrega para a rede a potência pré-estabelecida. Já a Fig. 59 e a Fig. 60 mostram a tensão de saída total do multinível e as tensões de saída dos módulos H-bridge A (modulação em baixa frequência) e B (modulação em alta frequência), respectivamente. Na Fig. 59, é possível notar que a tensão resultante do multinível está adiantada com relação à tensão da rede. Isto já é esperado, pois para que haja a máxima transferência de potência ativa, os fasores das tensões devem seguir o diagrama da Fig. 33.

Fig. 58: Tensão e corrente na rede, $P_A \approx 750$ W. Vertical: 60V/div ; 10 A/div.
Horizontal: 5 ms/div.

Fig. 59: Tensão da rede e tensão de saída do multinível, $P_A \approx 750$ W. Vertical: 60V/div ;
200 V/div. Horizontal: 5 ms/div.

Fig. 60: Tensões de saída do inversor A e inversor B, $P_A \approx 750$ W. Vertical: 100V/div. Horizontal: 5 ms/div.

5.7.2 Potência no módulo A igual à potência de referência da rede

Nesta situação a potência que chega ao barramento CC do módulo H-bridge A, fornecida pela fonte CC, é praticamente igual à potência de referência da rede, ou seja, $P_A \approx 1000$ W com uma corrente CC de aproximadamente 5,55 A. Assim, o inversor B praticamente não absorve nem fornece potência para o sistema, ou seja, o mesmo opera como um filtro ativo impondo a corrente na rede sem fornecer potência conforme mostra a Fig. 61. A Fig. 62 mostra a tensão de saída do multinível e a Fig. 63 mostra as tensões de saída gerada pelos módulos inversores A (modulação em baixa frequência) e B (modulação em alta frequência). Neste caso, nota-se que a forma de onda da tensão gerada pelo inversor A mudou em relação à anterior (Fig. 60), ou seja, o pulso está maior, o que significa que houve um aumento da sua tensão fundamental, o que representa um aumento na potência processada por este módulo enquanto que a tensão de saída modulada em alta frequência do módulo B se ajusta para controlar a corrente na rede elétrica.

Fig. 61: Tensão e corrente na rede, $P_A \approx 1000$ W. Vertical: 60V/div ; 10 A/div.
Horizontal: 5 ms/div.

Fig. 62: Tensão da rede e tensão de saída do multinível, $P_A \approx 1000$ W. Vertical: 60V/div ;
200 V/div. Horizontal: 5 ms/div.

Fig. 63: Tensões de saída do inversor A e inversor B, $P_A \approx 1000$ W. Vertical: 100V/div. Horizontal: 5 ms/div.

5.7.3 Potência no módulo A maior que a potência de referência da rede

O último caso a ser analisado é quando a potência que chega ao barramento CC do módulo H-bridge A, fornecida pela fonte CC, é maior que a potência de referência da rede, $P_A \approx 1250$ W com uma corrente CC de aproximadamente 6,95 A. Neste caso, o inversor B que controla a corrente, deve absorver uma potência de ≈ 250 W, fazendo com que as baterias sejam carregadas. Porém, como se utiliza um retificador controlado ao invés de um sistema com baterias, esta potência remanescente é injetada na rede CA que alimenta o retificador. Mais uma vez é possível se verificar o controle da corrente injetada na rede através da Fig. 64, que mostra uma corrente em fase com a tensão da rede. A Fig. 65 mostra a tensão de saída do multinível que apresenta um aumento em sua componente fundamental, enquanto que aumento da potência processada pelo módulo A pode ser verificado pelo aumento na largura do pulso da sua tensão, Fig. 66, que também apresenta a tensão ajustada do inversor B (modulação em alta frequência). O acréscimo de potência na entrada do inversor A, faz com que o controlador da tensão CC diminua o ângulo de comutação deste inversor aumentando a largura do pulso de tensão e a fundamental associada, e como consequência a potência ativa fornecida pelos painéis fotovoltaicos também é aumentada. Como a referência potência a ser injetada na rede é fixa, o inversor B se encarrega de absorver o excedente que é transferido para o retificador controlado.

Fig. 64: Tensão e corrente na rede, $P_A \approx 1250$ W. Vertical: 60V/div ;10 A/div.
Horizontal: 5 ms/div.

Fig. 65: Tensão da rede e tensão de saída do multinível, $P_A \approx 1250$ W. Vertical: 60V/div ;
200 V/div. Horizontal: 5 ms/div.

Fig. 66: Tensões de saída do inversor A e inversor B, $P_A \approx 1250$ W. Vertical: 100V/div. Horizontal: 5 ms/div.

5.7.4 Espectro de frequências da corrente da rede

Para avaliar a qualidade da corrente que está sendo injetada pelo conversor na rede de distribuição é necessário que se faça uma DFT (*Discrete Fourier Transformation*) do sinal de corrente. A aquisição do sinal de corrente é feita através de uma ponta de prova de corrente conectada a um osciloscópio onde os pontos são salvos com uma taxa de amostragem de 1MS/s. Posteriormente, utilizando-se a ferramenta MatLab® calcula-se a transformada e então obtêm-se o espectro das frequências da corrente, mostrado na Fig. 67. Neste caso foi levada em consideração somente a corrente medida quando a potência no módulo A é igual à potência de referência da rede, ou seja, $P_A=1$ kW.

Nota-se que a corrente apresenta um conteúdo harmônico significativo (3^a , 7^a , 17^a e 21^a) 30 dB abaixo da fundamental ($\text{dB}=20\log[\text{valor}]$). Individualmente são menores que 4% da fundamental, mas que se somadas resultam em uma THD elevada. Isto significa que, embora a corrente seja controlada, ainda assim apresenta distorções devido à operação em série dos conversores com diferentes fontes e principalmente pelas harmônicas de corrente geradas pela modulação em baixa frequência do inversor A. Por isso ainda há a necessidade de se melhorar a capacidade de controlar a corrente injetada na rede aperfeiçoando-se os controladores e/ou adicionando-se controladores que se adaptem melhor ao caso.

Fig. 67: Espectro das frequências da corrente na rede.

5.8 Considerações finais

Nos resultados de simulações, é visto que o conversor multinível é capaz de transferir uma potência constante para a rede elétrica de 4 kW, com a maior parte dessa potência vinda de fonte de corrente que representa os painéis fotovoltaicos. Também é possível observar que o inversor B conectado a uma fonte de tensão que representa as baterias, é capaz de absorver as variações de potência gerada pelos painéis fotovoltaicos enquanto o inversor A regula a tensão em seu barramento CC e regulando a forma de onda da tensão em sua saída. Isto também pode ser observado através dos resultados experimentais obtidos que são coerentes com a proposta e seguem os formatos obtidos em simulações.

A configuração multinível proposta possui algumas limitações que são apresentadas a seguir. Primeiro, o limite de potência a ser transferida para a rede de distribuição deve ser determinado de acordo com a quantidade de potência gerada pelos painéis fotovoltaicos e também se dará pelas limitações físicas dos dispositivos, tais como chaves semicondutoras, indutor, etc. Segundo, o quanto a potência fornecida pelos painéis pode variar sem causar variações ou mudança na potência injetada na rede depende da quantidade de energia armazenada em baterias. Isto significa que em algumas situações haverá a necessidade de mudar a potência de referência da rede para um correto funcionamento do sistema de geração distribuída proposto.

Capítulo 6

Conclusões

No decorrer deste trabalho, foram realizados estudos e pesquisas bibliográficas que serviram como base fundamental para a concretização dos objetivos traçados inicialmente. Tais estudos permitiram a construção e avaliação de um sistema multinível trifásico aplicado em um sistema de geração distribuída. Devido a algumas vantagens como baixa distorção e nível mais alto na tensão de saída, escolheu-se a utilização desses conversores para fazer a transferência de potência vinda de fontes alternativas de energia.

Através de um sistema multinível em cascata assimétrica funcionando com uma estratégia de modulação híbrida foi possível sintetizar tensões com sete níveis, todos eles apresentando modulação em alta frequência. Um controlador *fuzzy* discreto embarcado em um DSP foi utilizado para o controle da tensão dos conversores *boost* que fazem a interface entre as fontes CC e os barramentos CC do multinível. O controlador proposto, além de possuir um baixo custo computacional, apresentou um desempenho eficaz na regulação das tensões CC em situações com transientes de carga, evitando o comprometimento da qualidade da tensão no ponto de acoplamento comum.

Um método para realizar a conexão com a rede e transferência de potência utilizando o conversor multinível foi apresentado junto com algoritmos de sincronismo e controle do fluxo de potência. O desempenho do conversor, nestes casos, foi avaliado a partir da conexão de cargas locais e também da conexão do sistema de GD com a rede de distribuição. Os resultados apresentados mostram que as correntes na carga possuem um perfil senoidal quase sem distorções, porém, as correntes injetadas na rede elétrica apresentam distorções. Portanto, ficou explícita a necessidade de buscar soluções para garantir que as correntes injetadas na rede estejam sem distorções e que no caso de somente transferir potência ativa deve garantir que as correntes estejam em fase com as respectivas tensões da rede de distribuição.

Para sanar algumas deficiências do sistema multinível proposto no Capítulo 2, quando aplicado a fontes alternativas de energia, foi proposta uma metodologia para projetar um sistema multinível que permitisse estabelecer níveis de potência variáveis processada pelos módulos. Assim, foi possível tornar o sistema de GD mais flexível e menos susceptível às

variações das fontes geradoras. Pois a combinação de fontes alternativas com sistemas armazenadores de energia permite manter uma potência transferida constante por um determinado tempo mesmo ocorrendo variações na potência gerada pela fonte alternativa. Além disso, mantendo a corrente injetada na rede controlada é possível a transferência de somente potência ativa para a rede, além de compensar as distorções contidas na corrente. Isto pode ser verificado através dos resultados das simulações e dos resultados experimentais, nos quais o conversor multinível é capaz de transferir uma potência constante para a rede elétrica, sendo que a maior parcela dessa potência é fornecida pela fonte de corrente que representa os painéis fotovoltaicos. Também é possível constatar que o inversor B conectado a um retificador controlado nos quatro quadrantes, que representa um sistema de baterias, é capaz de absorver e injetar energia quando necessário e compensando as variações de potência gerada pelos painéis fotovoltaicos.

6.1 Sugestões para trabalhos futuros

Com relação à proposta apresentada, a continuidade deste trabalho pode ser realizada de acordo com os seguintes itens:

- Incorporar ao controlador de corrente do inversor B um controle ressonante para corrigir as distorções na corrente injetada na rede;
- Fazer um sistema de gerenciamento global do sistema de geração distribuída, incluindo estado de carga das baterias e potência gerada pelos painéis;
- Elaborar um sistema de detecção de ilhamento;
- Sintetizar tensão no ponto de acoplamento comum para que o sistema de GD possa operar ilhado.

Referências Bibliográficas

ACHA, E. *et al.* **Facts modelling and simulation in power electronics**: Wiley. 2004

ALONSO, O. *et al.* Cascaded H-bridge multilevel converter for grid connected photovoltaic generators with independent maximum power point tracking of each solar array. **IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference. PESC '03**. 15-19 June, 2003. 731-735 vol.2 p.

ANEEL. **Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST - Módulo 3**: Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL, 2010a.

_____. **Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST - Módulo 8**: Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL, 2010b.

_____. **Resolução Normativa Nº 482**, 2012.

AZLI, N. A.; NING, W. S. Application of fuzzy logic in an optimal PWM based control scheme for a multilevel inverter. **The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003**. . 17-20 Nov. 2003, 2003. 1280-1285 Vol.2 p.

BAKER, R. H.; BANNISTER, L. H. **Electric Power Converter**. USA, 1975.

BASU, M.; DAS, S. P.; DUBEY, G. K. Parallel converter scheme for high-power active power filters. **IEE Proceedings - Electric Power Applications** v.151, n.4, p.460-466, 2004.

BLAABJERG, F. *et al.* Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.53, n.5, p.1398-1409, 2006.

BOR-REN, L.; YI-LANG, H. Single-phase integrated power quality compensator based on capacitor-clamped configuration. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.49, n.1, p.173-185, 2002.

BOSE, B. K. Expert system, fuzzy logic, and neural network applications in power electronics and motion control. **Proceedings of the IEEE**, v.82, n.8, p.1303-1323, 1994.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital control in power electronics**: Morgan & Claypool Synthesis Series. 2006. 158 p. (Electronics).

CHAITUSANEY, S.; YOKOYAMA, A. Impact of protection coordination on sizes of several distributed generation sources. **The 7th International Power Engineering Conference, 2005. IPEC 2005**. . Nov. 29 2005-Dec. 2 2005, 2005. 669-674 Vol. 2 p.

CHUL-WOO, H. *et al.* Line-interactive DVR using multi-level H-bridge inverter. **IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, (IECON'02)**. 5-8 Nov. 2002, 2002. 892-897 vol.2 p.

DAHER, S.; SCHMID, J.; ANTUNES, F. L. M. Multilevel Inverter Topologies for Stand-Alone PV Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.55, n.7, p.2703-2712, 2008.

EL-KHATTAM, W.; SALAMA, M. M. A. Distributed generation technologies, definitions and benefits. **Electric Power Systems Research**, v.71, n.2, p.119-128, 2004.

ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v.22, n.2, p.439-449, 2007.

FANG ZHENG, P. *et al.* A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static VAR generation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.32, n.5, p.1130-1138, 1996.

FANG ZHENG, P.; MCKEEVER, J. W.; ADAMS, D. J. A power line conditioner using cascade multilevel inverters for distribution systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.34, n.6, p.1293-1298, 1998.

FARRET, F. A.; SIMÕES, M. G. **Integration of Alternative Sources of Energy**: Wiley Inter-Science. 2006

FRANQUELO, L. G. *et al.* The age of multilevel converters arrives. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v.2, n.2, p.28-39, 2008.

GENG, W.; YONGDONG, L.; XIAOJIE, Y. A novel control algorithm for cascade shunt active power filter. **IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004. (PESC'04)**. 20-25 June 2004, 2004. 771-775 Vol.1 p.

GUI-JIA, S. Multilevel DC-link inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.41, n.3, p.848-854, 2005.

HADDAD, J., A. R. S. MARTINS, AND M. MARQUES. **Conservação de Energia: Eficiência Energética de Instalações e Equipamentos**. Itajubá, MG, 2001.

HAMMOND, P. W. **Medium voltage PWM drive and method**. USA, 1997.

HERNANDEZ-GONZALEZ, G.; IRAVANI, R. Current injection for active islanding detection of electronically-interfaced distributed resources. **IEEE Transactions on Power Delivery** v.21, n.3, p.1698-1705, 2006.

HERNANDEZ, F. *et al.* A multilevel active front-end rectifier with current harmonic compensation capability. **30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004**. 2-6 Nov. 2004, 2004. 1446-1451 Vol. 2 p.

HONGFA, D.; XIANZHONG, D.; QINGCHUN, Z. A Multifunctional Series Power Quality Conditioner Based on Asymmetry Cascade Multilevel Inverter and Its Strategy. **IEEE/PES**

Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific, 2005 2005, 2005. 1-6 p.

HORN, A.; WILKINSON, R. H.; ENSLIN, T. H. R. Evaluation of converter topologies for improved power quality in DC traction substations. **Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1996. ISIE '96.** 17-20 Jun, 1996. 802-807 vol.2 p.

HYOSUNG, K.; TAESIK, Y.; SEWAN, C. Indirect Current Control Algorithm for Utility Interactive Inverters in Distributed Generation Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v.23, n.3, p.1342-1347, 2008.

IEEE. **Std 519 - 1992:** IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, 1992.

_____. **Std 929 - 2000:** IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems, 2000.

_____. **Std 1547:** IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems, 2003.

JOOS, G.; XIAOGANG, H.; BOON-TECK, O. Direct-coupled multilevel cascaded series VAr compensators. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.34, n.5, p.1156-1163, 1998.

KATIRAEI, F.; IRAVANI, M. R.; LEHN, P. W. Micro-grid autonomous operation during and subsequent to islanding process. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v.20, n.1, p.248-257, 2005.

KEYHANI, A.; MARWALI, M. N.; DAI, M. **Integration of Green and Renewable Energy in Electric Power Systems:** Wiley. 2009. 320 p.

KHAJEHODDIN, P. W.; JAIN, P.; BAKHSHAI, A. Cascad multilevel converters and their applications in photovoltaic systems. **2nd Canadian Solar Buildings Conference.** Calgary. June, 2007. 1-6 p.

KHAJEHODDIN, S. A.; BAKHSHAI, A.; JAIN, P. The Application of the Cascaded Multilevel Converters in Grid Connected Photovoltaic Systems. **IEEE Electrical Power Conference, 2007. EPC 2007.** Canada 25-26 Oct. 2007, 2007. 296-301 p.

LEE, C. K.; RON HUI, S. Y.; HENRY SHU-HUNG, C. A 31-level cascade inverter for power applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.49, n.3, p.613-617, 2002.

LI, J. *et al.* APF based on multilevel voltage source cascade converter with carrier phase shifted SPWM [active power filter]. **TENCON 2003. Conference on Convergent Technologies for Asia-Pacific Region.** 15-17 Oct. 2003, 2003. 264-267 Vol.1 p.

LI, L. *et al.* Multilevel selective harmonic elimination PWM technique in series-connected voltage inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.36, n.1, p.160-170, 2000.

LOPEZ, M. G. *et al.* Performance analysis of a hybrid asymmetric multilevel inverter for high voltage active power filter applications. **The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03.** . 2-6 Nov. 2003, 2003. 1050-1055 Vol.2 p.

MACHADO, R. Q. **Controle por DSP de Conversores de Potência para Acionamento de Gerador de Indução Conectado à Rede Monofásica.** (Mestrado). Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação (FEEC) Unicamp, Campinas, 2000.

_____. **Sistema de Geração Distribuída com Fontes CA e CC Conectado a Rede Monofásica e Controle Eletrônico da Qualidade da Energia Elétrica.** (Doutorado). Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação (FEEC), Unicamp, Campinas, SP, 2005.

MACHADO, R. Q.; BUSO, S.; POMILIO, J. A. A Line-Interactive Single-Phase to Three-Phase Converter System. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v.21, n.6, p.1628-1636, 2006.

MACHADO, R. Q. *et al.* An electronic solution for the direct connection of a three-phase induction generator to a single-phase feeder. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, v.20, p.417-426, 2009.

MANJREKAR, M. D.; LIPO, T. A. A generalized structure of multilevel power converter. **International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth.** 1-3 Dec. 1998, 1998. 62-67 Vol.1 p.

MARAFÃO, F. P. *et al.* Metodologia de projeto e análise de algoritmos de sincronismo pll. **SOBRAEP Revista da Associação Brasileira de Eletrônica de Potência**, v.10, p.7-14, 2005.

MARQUEZINI, D. D. *et al.* Interaction between proton exchange membrane fuel cells and power converters for AC integration. **IET Renewable Power Generation**, v.2, n.3, p.151-161, 2008.

MASSOUD, A. M.; FINNEY, S. J.; WILLIAMS, B. W. Seven-level shunt active power filter. **11th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2004.** . 12-15 Sept. 2004, 2004. 136-141 p.

MATTAVELLI, P. A closed-loop selective harmonic compensation for active filters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.37, n.1, p.81-89, 2001.

MIRANDA, H.; CARDENAS, V.; PEREZ, J. A comparative development for the modulation techniques to multilevel trinary inverter applied to current active filters. **9th IEEE International Power Electronics Congress, 2004. CIEP 2004.** 17-22 Oct. 2004, 2004. 171-176 p.

MIRANDA, H. *et al.* A hybrid multilevel inverter for shunt active filter using space-vector control. **IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004. (PESC' 04).** 20-25 June 2004, 2004. 3541-3546 Vol.5 p.

NG, C. H. *et al.* Analysis of The DC-Link Capacitance Requirement in High Level MCVSI. **Proceedings of the 41st International Universities Power Engineering Conference, 2006. UPEC '06.** . 6-8 Sept. 2006, 2006. 103-107 p.

ORTUZAR, M. E. *et al.* Voltage-source active power filter based on multilevel converter and ultracapacitor DC link. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.53, n.2, p.477-485, 2006.

OZDEMIR, E.; OZDEMIR, S.; TOLBERT, L. M. Fundamental-Frequency-Modulated Six-Level Diode-Clamped Multilevel Inverter for Three-Phase Stand-Alone Photovoltaic System. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.56, n.11, p.4407-4415, 2009.

PATIL, K. V. *et al.* Distribution system compensation using a new binary multilevel voltage source inverter. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v.14, n.2, p.459-464, 1999.

PEREIRA, V. M. **Estudo e Modelagem dinâmica de Gerador de Indução Acionado por Máquina de Combustão Interna com Controle de Tensão e de Frequência por meio de Inversor PWM.** Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação (FEEC), Unicamp, SP, Campinas, 2003.

PIMENTEL, S. P. **Aplicação de Inversor Multinível Como Filtro Ativo de Potência.** (Master). Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC), Unicamp, Campinas, SP, 2006.

_____. **Sistema Monifásico de Geração Distribuída Baseado Em Inversor Monofásico.** (Doutorado). Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC), Unicamp, Campinas, SP, 2011.

PIMENTEL, S. P.; MARTINEZ, R. M. M.; POMILIO, J. A. Single-phase distributed generation system based on asymmetrical cascaded multilevel inverter. **Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian.** Sept. 27 2009-Oct. 1 2009, 2009. 346-353 p.

PIMENTEL, S. P.; POMILIO, J. A. Asynchronous distributed generation system based on asymmetrical cascaded multilevel inverter. **Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE.** 10-13 Nov. 2008, 2008. 3227-3232 p.

RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook:** Academic Press. 2001

RECH, C. **Análise, projeto e desenvolvimento de sistemas multiníveis híbridos.** (Doctor). Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria, RS, 2005.

RECH, C. *et al.* A generalized design methodology for hybrid multilevel inverters. **IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON'02)** 5-8 Nov., 2002. 834-839 vol.1 p.

_____. Analysis and comparison of hybrid multilevel voltage source inverters. **IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC'02).** June, 2002. 491-496 vol.2 p.

ROCABERT, J. *et al.* Intelligent Connection Agent for Three-Phase Grid-Connected Microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v.26, n.10, p.2993-3005, 2011.

RODRIGUEZ, J. *et al.* Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.54, n.6, p.2930-2945, 2007.

_____. Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications. **Proceedings of the IEEE**, v.97, n.11, p.1786-1817, 2009.

_____. High-voltage multilevel converter with regeneration capability. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.49, n.4, p.839-846, 2002.

SCHIBLI, N. P.; TUNG, N.; RUFER, A. C. A three-phase multilevel converter for high-power induction motors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v.13, n.5, p.978-986, 1998.

SELVARAJ, J.; RAHIM, N. A. Multilevel Inverter For Grid-Connected PV System Employing Digital PI Controller. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.56, n.1, p.149-158, 2009.

SONG, B. M. *et al.* A soft-switching high-voltage active power filter with flying capacitors for urban Maglev system applications. **Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting**. 30 Sep-4 Oct, 2001. 1461-1468 vol.3 p.

SOUSA, G. C. D.; BOSE, B. K. A fuzzy set theory based control of a phase-controlled converter DC machine drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.30, n.1, p.34-44, 1994.

SUETAKE, M.; DA SILVA, I. N.; GOEDTEL, A. Embedded DSP-Based Compact Fuzzy System and Its Application for Induction-Motor *V/f* Speed Control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.58, n.3, p.750-760, 2011.

TOLBERT, L. M.; FANG ZHENG, P.; HABETLER, T. G. Multilevel converters for large electric drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.35, n.1, p.36-44, 1999.

VILLANUEVA, E.; CORREA, P.; RODRIGUEZ, J. Control of a single phase H-Bridge multilevel inverter for grid-connected PV applications. **13th Power Electronics and Motion Control Conference. EPE-PEMC 2008**. . 1-3 Sept. 2008, 2008. 451-455 p.

WING-CHI, S.; TSE, C. K.; YIM-SHU, L. Development of a fuzzy logic controller for DC/DC converters: design, computer simulation, and experimental evaluation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v.11, n.1, p.24-32, 1996.

XU, L.; ANDERSEN, B. R.; CARTWRIGHT, P. Multilevel-converter-based VSC transmission operating under fault AC conditions. **IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution**, v.152, n.2, p.185-193, 2005.

YE, Z. *et al.* Study and Development of Anti-Islanding Control for Grid-Connected Inverters. **National Renewable Energy Laboratory, Golden, CO, NREL/SR-560-36243**, 2004.

YIQIAO, L.; NWANKPA, C. O. A new type of STATCOM based on cascading voltage-source inverters with phase-shifted unipolar SPWM. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.35, n.5, p.1118-1123, 1999.

ZADEH, L. A. Outline of a New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Processes. **IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics**, v.SMC-3, n.1, p.28-44, 1973.

ZADEH, L. A.; KLIR, G. J.; YUAN, B. **Fuzzy Sets, Fuzzy Logic, and Fuzzy Systems: Selected Papers by Lotfi A. Zadeh**: World Scientific Publishing Company, Incorporated. 1996

ZHONG, D. *et al.* Hybrid Cascaded H-bridges Multilevel Motor Drive Control for Electric Vehicles. **37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '06)**. 18-22 June, 2006. 1-6 p.

Apêndice A

Revisão da lógica *fuzzy* e conjuntos *fuzzy*

Ao contrário da lógica Booleana, na qual os estados (valores) de qualquer variável assumem valores ou 0 ou 1, a lógica *fuzzy* permite estados (valores de pertinência) entre esses valores.

Na lógica *fuzzy*, a função que define o grau de pertinência de um determinado elemento em um conjunto *fuzzy*, levando-se em consideração o seu universo de discurso é definida como função de pertinência. Este mapeamento é formalmente descrito da seguinte forma (ZADEH; KLIR; YUAN, 1996):

$$\mu_A(x): X \rightarrow [0,1]; x \in X, \quad (76)$$

onde $\mu_A(x)$ retoma o grau de pertinência do elemento x , pertencente ao universo de discurso X , em relação ao conjunto *fuzzy* A .

A terminologia utilizada para denotar um conjunto *fuzzy* pode ser realizada de duas formas, as quais ficam em função da representação dos dados do universo de discurso.

Para um universo de discurso X que seja discreto, têm-se:

$$\begin{aligned} A &= \mu_A(x_1)/x_1 + \mu_A(x_2)/x_2 + \cdots + \mu_A(x_N)/x_N \\ &= \sum_{i=1}^N \mu_A(x_i)/x_i, \end{aligned} \quad (77)$$

onde N é o número de elementos em X .

Para um universo de discurso X contínuo, o resultado obtido é:

$$A = \int_X \mu_A(x_1)/x_1, \quad (78)$$

onde o símbolo da integral representa a composição total dos elementos de A .

Em projetos de controladores *fuzzy* sempre se encontram situações nas quais dois ou mais conjuntos estão envolvidos. Neste caso, há a necessidade de se realizar operações entre os conjuntos *fuzzy* envolvidos. As operações básicas envolvidas neste processo são de união, interseção e complemento, que são normalmente definidas em função dos operadores de

máximo (*máx*) e mínimo (*mín*), cujos comportamentos são bem análogos aos operadores produto e soma da álgebra elementar.

Assim, utilizando as funções *máx* e *mín* em dois conjuntos *fuzzy* A e B , definidos em um mesmo universo de discurso X , têm-se as seguintes definições:

Definição 1: O conjunto união é formado por todos os valores máximos entre $\mu_A(x)$ e $\mu_B(x)$, para todo $x \in X$, ou seja:

$$\mu_A(x) \cup \mu_B(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)). \quad (79)$$

Definição 2: O conjunto interseção é formado por todos os valores mínimos entre $\mu_A(x)$ e $\mu_B(x)$, para todo $x \in X$, isto é:

$$\mu_A(x) \cap \mu_B(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)). \quad (80)$$

Definição 3: O conjunto complemento é formado pela subtração de $\mu_A(x)$ do valor unitário.

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (81)$$

De uma forma geral, as regras *fuzzy* são expressas da seguinte forma: R_i : SE x é A_i & y é B_i , ENTÃO z é C_i , onde x, y , e z são variáveis *fuzzy* e A_i, B_i , e C_i são conjuntos *fuzzy* nos universos de discurso X, Y e Z , respectivamente. A regra *fuzzy* R_i pode ser considerada como uma relação *fuzzy* do universo (X e Y) para o universo Z . Se existirem n regras, o conjunto de regras pode ser representado por uma união do tipo: $R = R_1 \cup R_2 \cup \dots \cup R_n$. Dessa forma, o resultante z pode ser obtido pela composição:

$$z = (x \text{ e } \dots \text{ e } y) \circ R, \quad (82)$$

onde o símbolo “ $\circ$ ” denota a composição das regras de inferência.

Em particular, os métodos de inferência mais utilizados são o método de implicação de Mamdani (min de Mamdani) e o método de implicação de Larsen (produto de Larsen) (ZADEH, 1973; ZADEH; KLIR; YUAN, 1996). Porém, se as variáveis $x, \dots, y$, e z são *fuzzy* singletons, os resultados de ambos os métodos são da forma:

$$z_i = \min\{\mu_{A_i}(x_0), \dots, \mu_{B_i}(y_0)\} \cdot C_i, \quad (83)$$

onde $x_0, \dots$, e y_0 são valores *fuzzy* singletons e C_i é o valor singleton de z utilizando a i -ésima regra.

Finalmente, para se obter o valor resultante das inferências de todas as regras envolvidas, utiliza-se o método do centro de gravidade que é o mais utilizado e pode ser expresso por

$$z = \frac{\sum_{i=1}^N z_i}{\sum_{i=1}^N z_i = \min\{\mu_{A_i}(x_0), \dots, \mu_{B_i}(y_0)\}}, \quad (84)$$

onde z é o resultado final, o qual pode ser utilizado para executar uma ação de controle (BOSE, 1994).

Apêndice B

Método de acionamento dos módulos

H-bridge – versão monofásica

Fig. 68 – Esquema lógico de acionamento do inversor multinível.

Tabela 9 – Lógica para inversor A – saída em 3 níveis.

GPIO X	GPIO Y	Saída Módulo A
LOW	LOW	0 V
HIGH	LOW	+ V_{CC_A}
HIGH	HIGH	0 V
LOW	HIGH	- V_{CC_A}

Tabela 10 – Lógica para inversor B – PWM em 3 níveis.

EPWM XA	EPWM XB	Saída Módulo B
HIGH		+ V_{CC_B} / 0
HIGH	HIGH	0 V
	HIGH	- V_{CC_B} / 0
LOW	LOW	0 V

Fig. 69 – Tensão de saída e sequência de comutação em baixa frequência do inversor A, de acordo com o ângulo de comutação α , utilizando portas GPIO do DSP.

Apêndice C

Especificação dos Módulos Inversores

SEMISTACK - IGBT

SEMISTOP Stack 1)

Three-phase inverter

SKS 21F B6U+E1CIF+B6CI 12 V12

SK 60 GB 128

SK 30 GAL 123

SK 95 D 12

P 35/325F

SKHI 20opA

Preliminary Data

Features

- Compact design
- Hall Effect Current Sensor
- Circuit for soft charge the capacitors
- IGBT Braking chopper
- Vce monitoring

Typical Applications

- AC Motor Control
- Elevator
- Industrial

1) Photo non- contractual

Circuit	I_{rms}	V_{ac} (V_{dc})	Types
B6CI	30	380 750 - -	SKS 21F B6U+E1CIF+B6CI 12 V12

Symbol	Conditions	Values	Units
I_{rms} max	No overload; 10 kHz	30	A
$T_{amb} = 35$ °C	150% overload, 60s every 10min (I_{ov}/I_N)	36/24	A
	200% overload, 10s every 10min (I_{ov}/I_N)	42/21	A
V_{ce} max		1200	V
f_{sw} max	Absolute maximum switching frequency	15	kHz
f_{sw} maxCsl	Advise maximum switching frequency	10	kHz
C	Type EPCOS B43303A0687	680/400	µF/V
C_{eqvl}	Equivalent capacitor bank	1700/800	µF/V
$T_{ds\%}$	Discharge time of the capacitor bank	-	s
V_{DC} max	Max DC voltage applied to capacitor bank	750	V
Rectifier		380	V_{ac}
V_{net} max	Max network voltage (line side)	-20%/+15%	
T_{vj}	Junction temperature for continous operation	-40...+125	°C
T_{stg}	without requirement of reforming of capacitors	-20...+40	°C
T_{amb}		-20...+55	°C
V_{isol}	60Hz/1min	2500	V
w	Aprox. total weight	-	Kg
Cooling	Fan, DC power supply	24	V
	Current Consumption (per fan)	0.11	A
	Required air flow (per fan)	42.5	m³/h
Losses	B6CI, Converter at P_{max} , $T_{amb} = 35$ °C	432	W
	Efficiency	97	%
Current sensor	Hall-type LEM LA 55-P		
Thermal trip	normally closed	71	°C
Others components	Relay Metaltex J1NAC3		
Options			
Tests	Functional Test Short Circuit Test Visual Inspection		
	-		

B6U+E1CIF+B6CI

Electrical Data

Connectors

Connector Pin	Symbol	Description	Values			Units
			min.	typical	max.	
CN1:1	TOP W	Top phase W input signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:2	ER W	Vce phase W error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:3	BOT W	Bot phase W input signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:4	GND	Ground		0		V
CN1:5	Vin(BRK)	Break input signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:6	ER BRK	Vce Break error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN1:7	+Vs	Supply voltage	14,0		15,6	V
CN1:8	+Vs	Supply voltage	14,0		15,6	V
CN1:9	GND	Ground		0		V
CN1:10	GND	Ground		0		V
CN2:1	TOP U	Top phase U input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:2	ER U	Vce phase U error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:3	BOT U	Bot phase U input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:4	GND	Ground		0		V
CN2:5	TOP V	Top phase V input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:6	ER V	Vce phase V error output signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:7	BOT V	Bot phase V input signal		0/15 (CMOS)		V
CN2:8	GND	Ground		0		V
CN2:9	+Vs	Supply voltage	14,0	15	15,6	V
CN2:10	+Vs	Supply voltage	14,0	15	15,6	V
CN2:11	GND	Ground		0		V
CN2:12	GND	Ground		0		V
CN2:13		NC				
CN2:14		NC				
CN3:1	+15V	Supply Voltage (positive)	14,5	15	15,5	V
CN3:2	-15V	Supply Voltage (negative)	-14,5	-15	-15,5	V
CN3:3	GND	Ground		0		V
CN3:4	HALL U	Output Hall phase U				
CN3:5	HALL V	Output Hall phase V				
CN3:6		NC				
CN3:7	GND	Ground		0		V
CN3:8	+15V	Supply Voltage (positive)	14,5	15	15,5	V
CN3:9	-15V	Supply Voltage (negative)	-14,5	-15	-15,5	V
CN3:10						
CN4:1	R	Input Phase R	176	220	253	V
CN4:2	S	Input Phase S	176	220	253	V
CN4:3	T	Input Phase T	176	220	253	V
CN4:4		NC				
CN4:5	Earth	Earth				
CN4:6		NC				
CN4:7	W	Output W Inverter Phase		220	253	V
CN4:8	U	Output U Inverter Phase		220	253	V
CN4:9	V	Output V Inverter Phase		220	253	V
CN4:10	-UD	DC Link Negative				
CN4:11	BR	Break Resistor Input				
CN4:12	+UD/BR	DC Link Positive Reference and Break Resistor Input				
K1:1		NC				
K1:2	CIS	Charge Input Signal / Positive FAN Power Supply	0	0/18	26,5	V
K1:3	GND	Ground / Reference FAN Power Supply		0		V
K1:4		NC				

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.

Apêndice D

Circuitos Esquemáticos das Placas de Condicionamento de Sinais e de Acionamento dos Inversores

D.1 Condicionamento de tensão CA	128
D.2 Canal de condicionamento de corrente	130
D.3 Canal de condicionamento de tensão CC	131
D.4 Buffer e acionamento	132
D.5 Fontes para alimentação dos circuitos	133

Fontes2
Fontes2.SchDoc

Medidas
condicionamento.SchDoc

Misura differenziale

Output Offset

Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	4/7/2013	Sheet of
File:	D:\Giovani Pozzebon\...medida AC.SCHDOC	Drawn By:

Title Condicionamento de Sinais de Tensão ou Corrente - LCEE/DSCE/FEEC/UNICAMP			
Size A4	Number Original: Fernando e Ricardo	Revision Edson A. Vendrusculo	
Date:	9/7/2013	Sheet of	Mai o de 2004
File:	D:\Giovani Pozzebon\...\Canal A.SchDoc	Drawn By:	André Augusto Ferreira

Title		
Condicionamento de Sinais de Tensão CC - LAFAPE/SEL/USP		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	4/7/2013	Sheet of Agosto de 2009
File:	D:\Giovani Pozzebon\...canal1.SchDoc	Drawn By: Giovani Guarienti Pozzebon

Designator
Fontes_buffer.SchDoc

Title		
Size A3	Number	Revision
Date:	4/7/2013	Sheet of
File:	D:\Giovani Pozzebon\buffer.SchDoc	Drawn By:

Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	9/7/2013	Sheet of
File:	D:\Giovani Pozzebon\...\Fontes_buffer.SchDoc	Drawn By:

Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	4/7/2013	Sheet of
File:	D:\Giovani Pozzebon\...\Fontes2.SCHDOC	Drawn By: