

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA**

Joabel Moia

**SISTEMA DE CONVERSÃO ESTÁTICA CA-CC  
BIDIRECIONAL APLICADO À MICRORREDES  
CC BIPOLARES**

Florianópolis  
2016



Joabel Moia

**SISTEMA DE CONVERSÃO ESTÁTICA CA-CC  
BIDIRECIONAL APLICADO À MICRORREDES  
CC BIPOLARES**

Tese submetida ao Programa de Pós-  
Graduação em Engenharia Elétrica da  
Universidade Federal de Santa  
Catarina para obtenção do Grau de  
Doutor em Engenharia Elétrica.  
Orientador: Prof. Marcelo Lobo  
Heldwein, Dr.sc. ETH.

Florianópolis  
2016

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Moia, Joabel

Sistema de conversão estática ca-cc bidirecional  
aplicado à microrredes cc bipolares / Joabel Moia ;  
orientador, Marcelo Lobo Heldwein - Florianópolis, SC, 2016.  
288 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa  
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Microrrede cc bipolar. 3.  
Conversores aplicados à microrrede cc bipolar. 4.  
Retificador npc três níveis. 5. Técnica de modulação. I.  
Heldwein, Marcelo Lobo. II. Universidade Federal de Santa  
Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.  
III. Título.

Joabel Moia

**SISTEMA DE CONVERÇÃO ESTÁTICA CA-CC  
BIDIRECIONAL APLICADO À MICRORREDES CC  
BIPOLARES**

Esta Tese foi julgada adequada para a obtenção do Título de “Doutor em Engenharia Elétrica”, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 24 de fevereiro de 2016.

\_\_\_\_\_  
Prof. Carlos Galup Montoro, Dr.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

\_\_\_\_\_  
Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. sc. ETH  
Orientador

**Banca Examinadora:**

\_\_\_\_\_  
Prof. José Renes Pinheiro, Dr. – UFSC

\_\_\_\_\_  
Prof. Eloi Agostini Junior, Dr. – UTFPR

\_\_\_\_\_  
Prof. Denizar Cruz Martins, Dr. – UFSC

\_\_\_\_\_  
Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing. – UFSC



Este trabalho é dedicado à minha filha  
Isabela, à minha esposa Cristiane e aos  
meus familiares.





## AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus pela saúde, força e sabedoria a mim proporcionadas no período do doutorado e em toda a minha vida.

Agradeço à minha família, em especial à minha filha Isabela e à minha esposa Cristiane, pelo amor, carinho, compreensão, que de uma forma ou de outra me deram suporte e toleraram os momentos de ausência no decorrer deste trabalho. Agradeço também a minha mãe Cecília pelo incentivo ao estudo desde criança.

Ao professor Marcelo Lobo Heldwein, pela dedicação, paciência, profissionalismo, de forma que tive uma excelente orientação no decorrer do trabalho, que muito contribuiu para a minha formação profissional. Agradeço ainda pelos momentos descontraídos, pela amizade e por dividirmos momentos alegres em família.

Fico muito agradecido ao professor Arnaldo José Perin pela ajuda incondicional em todos os momentos da minha vida e por ter-me aberto duas vezes a porta do INEP. Agradeço também pela grande amizade, pelos momentos engraçados, pelas estórias descontraídas, pelos ensinamentos.

Agradeço a banca examinadora, professores José Renes Pinheiro, Eloi Agostini Junior, Denizar Cruz Martins e Arnaldo José Perin pelas grandiosas contribuições realizadas no trabalho, pelas discussões filosóficas no dia da defesa e pela disponibilidade de avaliar o trabalho.

Aos demais professores do INEP, Enio Valmor Kassick, Samir Mussa e Ivo Barbi pela contribuição na minha formação profissional.

Aos amigos e colegas do INEP pelos momentos alegres e conversas divertidas. Em especial, deixo o meu agradecimento ao Joselito Heerd, Márcio Ortmann, Jackson Lago, André Luiz Fuerback, Gean Jacques Maia de Souza, Luis Juarez Camurça pelas contribuições técnicas no trabalho. Ainda deixo um agradecimento especial ao Telles Lazzarin, Adriano Ruseler, Cícero Postiglione, Mauro Pagliosa, Gilberto Valentim, Roberto Coelho, Bruno Dupczak, Eduardo Valmir, Gierry Waltrich, Moisés Tanca, Walbermark dos Santos e Tiago Jappe.

Aos funcionários do INEP, Antônio Pacheco, Luiz Coelho e Diogo Durte pelo empenho diário para manter o INEP funcional, contribuindo assim para a realização deste trabalho.

Ao IFSC que possibilitou o afastamento integral para a finalização deste trabalho.



Sábio é o homem que chega a ter consciência da sua ignorância.

(Barão de Itararé)



## RESUMO

Neste trabalho são apresentados os estudos de retificadores bidirecionais aplicados para as redes de distribuição ativas com barramento em corrente contínua (CC) bipolar, assim como outros conversores, os quais desempenham importantes funções em tais redes. Possíveis arranjos destes em redes ativas de distribuição, incluindo microrredes em CC, são investigados e comparados. Além disto, neste trabalho é apresentado o estudo e a implementação prática de uma rede ativa em CC bipolar, centrado principalmente em rendimento da microrrede, ou seja, do ponto de vista das perdas globais do sistema de distribuição. Baseado nestes estudos será realizada a escolha da topologia de retificador que fará a conexão entre a rede principal e a microrrede em corrente contínua. Ao longo do trabalho, será mostrado que o conversor escolhido é o retificador NPC operando em três níveis, devido ao melhor rendimento apresentado. Buscando trazer melhorias para o conversor NPC, nesta tese será proposta uma técnica de modulação para o cancelamento da ondulação de baixa frequência da tensão do ponto central do referido conversor e, conseqüentemente sua melhor adaptação ao fornecimento de energia em barramento CC bipolar. Resultados de simulação e experimentais serão apresentados para demonstrar que a técnica para o cancelamento da ondulação de tensão do ponto central é efetiva. Por fim, será apresentada a proposta de incluir um circuito adicional ao NPC, para executar as funções de cancelamento da corrente de baixa frequência do ponto central da microrrede em toda a faixa de operação do retificador, assim como balancear as tensões dos barramentos parciais, em operação normal. Isto resolve algumas limitações inerentes ao conversor NPC no que se refere à sua capacidade de balanceamento do barramento CC em condições de carregamento desbalanceado. Além disto, em caso de falha de algum braço do retificador, este circuito poderá prover tolerância a falhas.

**Palavras-chave:** Microgeração, Geração Distribuída, Microrrede CC Bipolar, Conversores aplicados à microrrede CC Bipolar, Eficiência de uma Microrrede CC Bipolar, Retificador NPC três níveis, Técnica de Modulação, Ondulação de baixa frequência da tensão, Conversores com tolerância a falhas.



## ABSTRACT

This work presents analysis of bidirectional power rectifiers applied to future dc bipolar active distribution networks, as well as other converters that perform important functions in such systems. Possible arrangements of these converters in active distribution networks, including dc microgrids, are investigated. Moreover, study and practical implementation of a dc bipolar active network, mainly focused on the system-wide efficiency, i.e., from the perspective of the overall system losses is discussed. Based on these losses the rectifier topology is chosen. This rectifier provides the interface between the main network to the dc active network. In the course of the work it is shown that the chosen converter is the three-level/-phase NPC, due to the achievable higher overall efficiency. In order to introduce improvements to the NPC converter, this work proposes a modulation technique for the cancellation of the dc-link center point low frequency current components. Simulation and experiment results are presented to show that the proposed center point cancellation technique is effective. Finally, an additional circuit is presented to be added to the original NPC converter with the function to perform the cancellation of the dc-link center point low frequency current in all operating range of rectifier and provide balance of the dc-link partial voltages, during regular operation. This circuit solves the inherent limitations of the NPC rectifier regarding its ability to control the partial dc-link voltages under highly unbalanced conditions. In case of failure of a rectifier leg this additional circuit can provide fault-tolerant operation.

**Keywords:** Microgeneration, Distributed generation, Dc bipolar microgrid, Converters applied to dc bipolar microgrid, Efficiency of the dc bipolar microgrid, Three-Level NPC rectifier, Modulation technique, Low frequency oscillation, Fault-Tolerant Converters.





## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Sistema básico das microrredes interligadas na rede principal.....	45
Figura 2 – Microrrede CC bipolar [13].....	47
Figura 3 – Microrrede em um prédio.....	54
Figura 4 - Diagrama unifilar da microrrede proposta [42].....	56
Figura 5 - Configurações de uma Microrrede Residencial [13]: (a) Corrente Alternada; (b) Corrente Contínua.....	57
Figura 6 – Comparação de perdas em uma rede CA e CC [13, 48].....	59
Figura 7 – Capacidade de distribuição das redes CA e CC [49].....	60
Figura 8 – Possível configuração da Microrrede CC bipolar.....	64
Figura 9 – Exemplo de distribuição local em CC.....	66
Figura 10 - Configuração da rede de distribuição CC.....	71
Figura 11 – Conversor NPC três fases/níveis/fios [94, 95].....	72
Figura 12 – Conversor fonte de tensão dois níveis (VSR-2L).....	72
Figura 13 – Conversores para o balanceador de tensão da microrrede: (a) VB-1; (b) VB-2.....	73
Figura 14 – Conversores para redistribuir a corrente da microrrede: (a) CR-1; (b) CR-2.....	74
Figura 15 – Arranjos dos conversores para a configuração 1 na microrrede.....	75
Figura 16 – Arranjos dos conversores para a configuração 7 na microrrede.....	76
Figura 17 – Perdas totais dos retificadores com a variação de frequência (o retificador NPC opera com carga única em seu barramento).....	83
Figura 18 – Perdas das configurações para o cenário 1 em função do comprimento dos cabos.....	85
Figura 19 – Perdas das configurações para o cenário 2 em função do comprimento dos cabos.....	86
Figura 20 - Perdas das configurações para o cenário 3 em função do comprimento dos cabos.....	86
Figura 21 – Perdas totais das configurações em função do desequilíbrio de potência das cargas.....	88
Figura 22 - Perdas totais das configurações em função do desequilíbrio de potência das gerações.....	89
Figura 23 - Configuração da microrrede CC bipolar implementada em laboratório.....	90
Figura 24 – Conversores empregados na implementação prática da microrrede CC bipolar. a) retificador; b) balanceador de tensão; c) redistribuidor de corrente.....	90
Figura 25 - Visão geral da microrrede na bancada.....	91
Figura 26 – Conversor mNPC-3L implementado em laboratório.....	91
Figura 27 – Potências medidas em cada uma das etapas dos ensaios da microrrede CC bipolar.....	95
Figura 28 – Elementos empregados na implementação prática da microrrede.....	96
Figura 29 – a) correntes das fases <i>a</i> , <i>b</i> e <i>c</i> para o retificador VSR-2L em 30 kHz; b) correntes das fase <i>a</i> , <i>b</i> e <i>c</i> para o retificador VSR-2L em 60 kHz; c) correntes	

das fases *a*, *b* e *c* para o retificador NPC-3L em 30 kHz; d) corrente e tensão de entrada da fase *a* do retificador VSR-2L e tensão total do barramento CC; e) corrente e tensão de entrada da fase *a* do retificador NPC-3L e tensão total do barramento CC. Escalas: tempo de 4,0 ms/div.,  $i_a = 10$  A/div.;  $v_a = 100$  V/div;  $v_{DC} = 100$  V/div. ....98

Figura 30 – a) corrente e tensão de entrada da fase *a* do retificador mNPC-3L e tensão total do barramento CC para fluxo de potência do lado CA para o lado CC; b) corrente e tensão de entrada da fase *a* do retificador mNPC-3L e tensão total do barramento CC para fluxo de potência do lado CC para o lado CA. Escalas: tempo de 4,0 ms/div.,  $i_a = 10$  A/div.;  $v_a = 100$  V/div;  $v_{DC} = 100$  V/div. ....99

Figura 31 – Distorção harmônica total (THD) da corrente de entrada do retificador para a fase *a*, todas as configurações e com 200 metros de cabo. ....99

Figura 32 – Perdas medidas na experimentação das configurações da microrrede para o cenário 1 para 0, 100 e 200 metros de cabos..... 101

Figura 33 – Perdas medidas na experimentação das configurações da microrrede para o cenário 2 para 0, 100 e 200 metros de cabos..... 102

Figura 34 – Perdas medidas na experimentação das configurações da microrrede para o cenário 3 para 0, 100 e 200 metros de cabos..... 102

Figura 35 – Perdas medidas na experimentação das configurações da microrrede para o cenário 4 para 0, 100 e 200 metros de cabos..... 103

Figura 36 – Perdas medidas na experimentação das configurações da microrrede para o cenário 5 para 0, 100 e 200 metros de cabos..... 103

Figura 37 – Perdas medidas na experimentação das configurações da microrrede para os cenários 1, 2 e 3 e 200 metros de cabos. .... 104

Figura 38 – Rendimento global das configurações da microrrede para o cenário 1 para 0, 100 e 200 metros de cabos. .... 105

Figura 39 – Rendimento global das configurações da microrrede para o cenário 2 para 0, 100 e 200 metros de cabos. .... 105

Figura 40 – Rendimento global das configurações da microrrede para o cenário 3 para 0, 100 e 200 metros de cabos. .... 106

Figura 41 – Tensão do barramento positivo na carga/microgeração para a Cf-1 e Cf-3 e 100 metros de cabo. .... 106

Figura 42 – Tensão do barramento negativo na carga/microgeração para a Cf-1 e Cf-3 e 100 metros de cabo. .... 107

Figura 43 – Tensão do barramento negativo na carga/microgeração para a Cf-1 para 100 metros e 200 metros de cabo..... 107

Figura 44 – Tensão do barramento negativo na carga/microgeração para a Cf-3 para 100 metros e 200 metros de cabo..... 108

Figura 45 – Tensão do barramento negativo na carga/microgeração ( $v_{0n}$ ) e na saída de VB-1 ( $v_n$ ) para a Cf-1 e 200 metros de cabo. .... 108

Figura 46 – Tensão do barramento negativo na carga/microgeração ( $v_{0n}$ ) e na saída de VB-1 ( $v_n$ ) para a Cf-3 e 200 metros de cabo. .... 109

Figura 47 – Perfil da Tensão eficaz da fase *a* da entrada do retificador para Cf-8. .... 109

Figura 48 – Conversor NPC três fios/fases/níveis [95].....	114
Figura 49 – Diagrama dos vetores de espaço do conversor NPC-3L [149]. ....	119
Figura 50 – Região de cancelamento da corrente BF com modulação SV [146, 151].....	120
Figura 51 – Tensão de linha $v_{AB}$ : Modulação NTSV convencional (esquerda); e a proposta (direita) em [155]. ....	122
Figura 52 – Razão Cíclica (direita) para a modulação proposta em [100]......	125
Figura 53 – Conversor NPC-3L com interruptores unipolares com três terminais. ....	129
Figura 54 – Corrente do ponto central do conversor NPC.....	130
Figura 55 – Diagrama de blocos da modulação proposta. ....	137
Figura 56 – Cargas conectadas no lado CC da microrrede que podem injetar corrente de baixa frequência no ponto central (0) do conversor NPC três níveis. ....	137
Figura 57 – Formas de onda teóricas com cargas equilibradas Sc-1: (a) corrente de baixa frequência do ponto central do NPC-3L; (b) sinais das razão cíclicas para a fase $a$ para a modulação proposta.....	138
Figura 58 – Curva teórica do máximo índice de modulação em função de $\Phi$ . 141	141
Figura 59 – Curva teórica do máximo desbalanço de potência em função do ângulo $\Phi$ . ....	142
Figura 60 – Curva Teórica do máximo índice de modulação em função do desequilíbrio. ....	143
Figura 61 – Simulação com cargas equilibradas: (a) corrente e tensão de entrada do retificador fase $a$ e (b) sinais razão cíclicas para a fase $a$ .....	145
Figura 62 – Simulação com cargas equilibradas SPWM: (a) Correntes de entrada do retificador; (b) Corrente do ponto central; (c) Tensões parciais; (d) Tensão de linha $v_{AB}$ . ....	146
Figura 63 – Simulação com cargas equilibradas modulação proposta: (a) Correntes de entrada do retificador; (b) Corrente do ponto central; (c) Tensões parciais; (d) Tensão de linha $v_{AB}$ . ....	147
Figura 64 – Transitório SPWM para modulação proposta: (a) Correntes de entrada do retificador; (b) Corrente do ponto central; (c) Tensões parciais; (d) Tensão de linha $v_{AB}$ do retificador.....	147
Figura 65 – FFT da corrente do capacitor barramento positivo: (a) SPWM convencional e (b) modulação proposta.....	148
Figura 66 – Simulação cargas equilibradas Tensão de modo comum: (a) SPWM; (b) Modulação Proposta; FFT tensão do modo comum: (c) SPWM; (d) Modulação Proposta. ....	149
Figura 67 – Simulação com cargas desequilibradas: (a) corrente e tensão de entrada do retificador fase $a$ e (b) sinais razão cíclicas para a fase $a$ . ....	150
Figura 68 – Simulação com cargas desequilibradas modulação proposta: (a) Correntes de entrada do retificador; (b) Corrente do ponto central; (c) Tensões parciais; (d) Tensão de linha $v_{AB}$ do conversor NPC-3L. ....	150

Figura 69 – Transitório SPWM para modulação proposta e para cargas desbalanceadas: (a) Corrente fase <i>a</i> do retificador; (b) Corrente do ponto central; (c) Tensões parciais; (d) Tensão de linha do conversor NPC-3L.....	151
Figura 70 – Simulação do transitório de carga. Modulação SPWM: (a) Corrente da fase <i>a</i> ; (b) Tensões parciais; Modulação proposta: (c) Corrente da fase <i>a</i> ; (d) Tensões parciais.....	152
Figura 71 – Simulação do transitório de carga em um barramento: a) SPWM; (b) Modulação proposta.....	153
Figura 72 – Simulação com cargas equilibradas: (a) corrente e tensão de entrada do retificador fase <i>a</i> e (b) sinais razão cíclicas para a fase <i>a</i> . ....	154
Figura 73 – Simulação com cargas equilibradas modulação proposta: (a) Correntes de entrada do retificador; (b) Corrente do ponto central; (c) Tensões parciais; (d) Tensão de linha $v_{AB}$ do conversor NPC-3L. ....	154
Figura 74 – Resultado de simulação apresentando o sobressinal na modulação para $\Phi$ igual a $-50^\circ$ : (a) Sinal de eixo zero; (b) Razão cíclica para a fase <i>a</i> . ....	156
Figura 75 – Curva prática do máximo índice de modulação em função de $\Phi$ . ....	156
Figura 76 – Simulação com cargas equilibradas: (a) Corrente e tensão de entrada do retificador fase <i>a</i> e (b) sinais razão cíclicas para a fase <i>a</i> .....	157
Figura 77 – Simulação com cargas equilibradas modulação proposta: (a) Correntes de entrada do retificador; (b) Corrente do ponto central; (c) Tensões parciais; (d) Tensão de linha $v_{AB}$ do conversor NPC-3L. ....	157
Figura 78 – Simulação com cargas desequilibradas: (a) Corrente e tensão de entrada do retificador fase <i>a</i> e (b) sinais razão cíclicas para a fase <i>a</i> .....	158
Figura 79 – Simulação $\alpha_p$ igual 0,40 para a modulação proposta Sc-1: (a) Correntes de entrada do retificador; (b) Corrente do ponto central; (c) Tensões parciais; (d) Tensão de linha $v_{AB}$ do conversor NPC-3L. ....	159
Figura 80 – Conversor mNPC-3L implementado em laboratório para obtenção dos resultados experimentais da modulação proposta. ....	160
Figura 81 – Fluxograma do algoritmo implementado no DSP para a modulação proposta. ....	161
Figura 82 – Resultado experimental com fator de potência unitário e $\alpha_p = 0,0$ : (a) razão cíclica da SPWM; (b) razão cíclica de eixo zero; (c) razão cíclica da para a modulação proposta. ....	163
Figura 83 – Resultado experimental com fator de potência unitário e $\alpha_p = 0,0$ : (a) SPWM; (b) Modulação Proposta. Escalas: tempo de 5,0 ms/div., $i_a = 10$ A/div.; $v_a = 100$ V/div; $v_{p0}$ e $v_{0n} = 5$ V/div. ....	164
Figura 84 – Resultado experimental com fator de potência unitário e $\alpha_p = 0,0$ : (a) SPWM; (b) Modulação proposta. Escalas: tempo de 5,0 ms/div., $i_a = 10$ A/div.; $v_a = 100$ V/div; $v_{AB} = 350$ V/div. ....	165
Figura 85 – Distorção harmônica total da corrente de entrada do retificador com fator de potência unitário e $\alpha_p = 0,0$ : (a) SPWM; (b) Modulação proposta. ....	166
Figura 86 – Resultado experimental com fator de potência unitário e $\alpha_p = 0,0$ : (a) FFT da corrente do capacitor com a modulação SPWM; (b) FFT da corrente do capacitor com a modulação proposta. ....	167

Figura 87 – Resultado experimental com fator de potência unitário e $\alpha_p = 0,0$ : Transiente da modulação SPWM para a modulação proposta. Escalas: tempo de 10,0 ms/div., $i_a = 10$ A/div.; $v_a = 100$ V/div; $v_{p0}$ e $v_{0n} = 5$ V/div.....	168
Figura 88 – Resultados experimentais para o comportamento do transitório para degrau de cargas. Modulação SPWM: (a) 100% para 50% de carga; (b) 50% para 100% de carga; Modulação proposta: (c) 100% para 50% de carga; (d) 50% para 100% de carga. Escalas: tempo de 50,0 ms/div., $i_a = 10$ A/div.; $v_a = 200$ V/div; $v_{p0}$ e $v_{0n} = 50$ V/div.....	169
Figura 89 – Resultado experimental com fator de potência unitário e $\alpha_p = 0,0$ : (a) Tensão de modo comum para SPWM; (b) Tensão de modo comum modulação proposta. Escalas: tempo de 10,0 ms/div., $v_{mc} = 200$ V/div.....	170
Figura 90 – Resultado experimental com fator de potência unitário e $\alpha_p = 0,0$ : (a) FFT tensão de modo comum para SPWM; (b) FFT tensão de modo comum para modulação proposta.....	171
Figura 91 – Resultado experimental com fator de potência unitário e $\alpha_p = -0,25$ : (a) razão cíclica da SPWM; (b) razão cíclica de eixo zero; (c) razão cíclica da para a modulação proposta.....	172
Figura 92 – Resultado experimental com fator de potência unitário e $\alpha_p = -0,25$ : (a) SPWM; (b) Modulação Proposta. Escalas: tempo de 5,0 ms/div., $i_a = 10$ A/div.; $v_a = 100$ V/div; $v_{p0}$ e $v_{0n} = 5$ V/div.....	173
Figura 93 – Resultado experimental com fator de potência unitário e $\alpha_p = -0,25$ : (a) SPWM; (b) Modulação proposta. Escalas: tempo de 5,0 ms/div., $i_a = 10$ A/div.; $v_a = 100$ V/div; $v_{AB} = 350$ V/div.....	174
Figura 94 – Distorção harmônica total da corrente de entrada do retificador com fator de potência unitário e $\alpha_p = -0,25$ : (a) SPWM; (b) Modulação proposta.....	175
Figura 95 – Resultado experimental com fator de potência unitário e $\alpha_p = -0,25$ : FFT da corrente do capacitor com SPWM; (b) FFT da corrente do capacitor com a modulação proposta.....	176
Figura 96 – Resultado experimental com fator de potência unitário e $\alpha_p = -0,40$ : (a) razão cíclica SPWM; (b) razão cíclica de eixo zero; (c) razão cíclica da.....	177
Figura 97 – Resultado experimental com fator de potência unitário e $\alpha_p = -0,40$ : (a) SPWM; (b) Modulação Proposta. Escalas: tempo de 5,0 ms/div., $i_a = 10$ A/div.; $v_a = 100$ V/div; $v_{p0}$ e $v_{0n} = 5$ V/div.....	178
Figura 98 – Resultado experimental com fator de potência unitário e $\alpha_p = -0,40$ : (a) SPWM; (b) Modulação proposta. Escalas: tempo de 5,0 ms/div., $i_a = 10$ A/div.; $v_a = 100$ V/div; $v_{AB} = 350$ V/div.....	179
Figura 99 – Distorção harmônica total da corrente de entrada do retificador com fator de potência unitário e $\alpha_p = -0,40$ : (a) SPWM; (b) Modulação proposta.....	180
Figura 100 – Resultado experimental com fator de potência unitário e $\alpha_p = -0,40$ : FFT da corrente do capacitor com SPWM; (b) FFT da corrente do capacitor com a modulação proposta.....	181
Figura 101 – Resultado experimental com fator de potência 0,707 e $\alpha_p = 0,0$ : (a) razão cíclica SPWM; (b) razão cíclica de eixo zero; (c) razão cíclica da.....	182

Figura 102 – Resultado experimental com fator de potência 0,707 e $\alpha_p = 0,0$ : (a) SPWM; (b) Modulação Proposta. Escalas: tempo de 5,0 ms/div., $i_a = 10$ A/div.; $v_a = 100$ V/div; $v_{p0}$ e $v_{0n} = 5$ V/div. ....	183
Figura 103 – Resultado experimental com fator de potência 0,707 e $\alpha_p = 0,0$ : (a) SPWM; (b) Modulação proposta. Escalas: tempo de 5,0 ms/div., $i_a = 10$ A/div.; $v_a = 100$ V/div; $v_{AB} = 350$ V/div. ....	184
Figura 104 – Distorção harmônica total da corrente de entrada do retificador com fator de potência 0,707 e $\alpha_p = 0,0$ : (a) SPWM; (b) Modulação proposta. ....	185
Figura 105 – Resultado experimental com fator de potência 0,707 e $\alpha_p = 0,0$ : (a) FFT da corrente do capacitor com SPWM; (b) FFT da corrente do capacitor com a modulação proposta. ....	186
Figura 106 – Topologia básica do retificador <i>Vienna</i> . ....	187
Figura 107 – Sinais de razão cíclica para a fase <i>a</i> . ....	188
Figura 108 – Resultado de simulação: (a), (b), (c) e (d) mostram as principais formas de onda do retificador <i>Vienna</i> para a modulação SPWM sem compensação. Em (e), (f), (g) e (h) mostram as mesmas formas de onda do retificador <i>Vienna</i> empregando a modulação proposta. ....	189
Figura 109 – Sistema três fases/-níveis/-fios <i>Back-to-Back</i> com base no conversor NPC para acionamento de motor CA. ....	191
Figura 110 – Diagrama de blocos do controle do sistema <i>Back-to-Back</i> . O controle do retificador é implementado em $\alpha\beta$ , incluindo a modulação proposta. Também pode ser visto o controle da velocidade do motor através da transformada de Park ( <i>dq0</i> ). ....	194
Figura 111 – Sinais das razões cíclicas para a fase <i>a</i> do retificador do sistema <i>Back-to-Back</i> . ....	196
Figura 112 – Resultados de simulação: (a), (b), (c), (d) e (e) mostram as formas de onda do sistema <i>Back-to-Back</i> para a modulação SPWM sem compensação. Em (f), (g), (h), (i) e (j) mostram as formas de onda do sistema <i>Back-to-Back</i> para o retificador empregando a modulação proposta. ....	197
Figura 113 – FFT da corrente do capacitor do barramento positivo para o sistema <i>Back-to-Back</i> : (a) Retificador empregando a modulação SPWM convencional e (b) retificador empregando a modulação proposta. ....	198
Figura 114 – Comportamento do transitório da modulação SPWM convencional para a modulação proposta em 0,6 s: (a) correntes de entrada do retificador; (b) corrente de saída do inversor; (c) corrente do capacitor $i_{cs1}$ do barramento positivo e valor médio instantâneo da corrente do capacitor $\langle i_{cs1} \rangle$ ; (d) tensões parciais do barramento; (e) tensão de linha do retificador; (f) sinal de razão cíclica para a fase <i>a</i> . ....	199
Figura 115 – Arranjo dos capacitores: eletrolítico (parte superior); filme (parte inferior). Todas as dimensões estão em milímetro (mm). As figuras, incluindo as em 3-D, estão na mesma escala e ângulo de visualização. ....	204
Figura 116 – Comparação em termos percentuais de custo, de volume e de perdas para o banco de capacitores do sistema <i>Back-to-Back</i> para acionamento de máquina CA. ....	205

Figura 117 – Resultado de simulação empregando a modulação proposta e capacitores de filme no barramento: (a) correntes de entrada do retificador; (b) corrente de saída do inversor; (c) corrente do capacitor $i_{cs1}$ do barramento positivo e valor médio instantâneo da corrente do capacitor $\langle i_{cs1} \rangle$ ; (d) tensões parciais do barramento; (e) tensão de linha do retificador; (f) sinal de referência cíclica para a fase $a$ .....	206
Figura 118 – Simulação da partida do motor da modulação SPWM convencional para a modulação proposta em 2,0 s empregando capacitores de filme no barramento CC: (a) corrente da fase $a$ do retificador; (b) corrente da fase $a$ do inversor (motor); tensões parciais do barramento CC; (d) velocidade angular do motor.....	207
Figura 119 – Fotografia do protótipo implementado em laboratório para obtenção dos resultados experimentais da modulação proposta para o sistema back-to-back baseado no conversor NPC três níveis. ....	208
Figura 120 – Resultado experimental sistema <i>back-to-back</i> : (a) SPWM em ambos os conversores; (b) Modulação proposta aplicada ao retificador e SPWM ao inversor. Escalas: tempo de 5,0 ms/div., $v_{p0} = 50$ V/div.; $v'_{AB} = 200$ V/div.; $i'_a = 5$ A/div.; $i'_a = 5$ A/div. ....	209
Figura 121 – Conversor NPC-3L com um braço adicional a três níveis.....	218
Figura 122 – Circuito simplificado do conversor NPC-3L com o braço adicional. ....	220
Figura 123 – Diagrama de Blocos para o controle do braço adicional.....	223
Figura 124 – Níveis de tensão sobre o indutor $L_4$ para o braço adicional operando em três níveis. ....	230
Figura 125 – Média quadrática das correntes eficazes dos semicondutores que compõem o braço adicional. ....	238
Figura 126 – Diagrama do lugar das raízes para a malha de controle do equilíbrio das tensões parciais do barramento ( $v_{p0} - v_{0n}$ ) e para o controle da tensão total do barramento ( $v_{p0} + v_{0n}$ ).....	243
Figura 127 – Resultados de simulação com cargas equilibradas e fator de potência unitário: (a) corrente total injetada ( $i_4$ ) no ponto central pelo braço adicional; (b) corrente do indutor $L_4$ ( $i_{LA}$ ).....	244
Figura 128 – Resultados de simulação com cargas desequilibradas e fator de potência unitário: a) e b) tensão e corrente do indutor para o quarto braço operando a dois níveis; c) e d) tensão e corrente do indutor para o quarto braço operando a três níveis. ....	245
Figura 129 – Resultados de simulação com o quarto braço inoperante, cargas equilibradas e fator de potência unitário: (a) correntes de entrada do retificador; (b) tensões parciais; (c) componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do retificador $\langle i_{s0} \rangle$ ; (d) corrente do capacitor e componente de baixa frequência da corrente do capacitor $\langle i_{cs1} \rangle$ .....	245
Figura 130 – Resultados de simulação com a operação do quarto braço, com cargas equilibradas e fator de potência unitário: (a) correntes de entrada do retificador; (b) tensões parciais; (c) componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do retificador $\langle i_{s0} \rangle$ e componente de baixa frequência	

da corrente do ponto central oriunda do quarto braço $\langle i_4 \rangle$ ; (d) corrente do capacitor e componente de baixa frequência da corrente do capacitor $\langle i_{cs1} \rangle$ .	246
Figura 131 – FFT da corrente do capacitor do barramento positivo: a) sem compensação, FP unitário e cargas equilibradas; b) com compensação, FP unitário e cargas equilibradas.	247
Figura 132 – Resultados de simulação com a operação do quarto braço no cenário 1: (a) correntes de entrada do retificador; (b) tensões parciais; (c) componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do retificador $\langle i_{s0} \rangle$ e componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do quarto braço $\langle i_4 \rangle$ ; (d) corrente do capacitor e componente de baixa frequência da corrente do capacitor $\langle i_{cs1} \rangle$ .	248
Figura 133 – FFT da corrente do capacitor do barramento positivo para a operação no cenário 1.	248
Figura 134 – Comportamento do transitório do sistema proposto: (a) correntes de entrada do retificador; (b) tensões parciais do barramento; (c) componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do retificador $\langle i_{s0} \rangle$ e componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do quarto braço $\langle i_4 \rangle$ (d) corrente do capacitor $i_{cs1}$ do barramento positivo e valor médio instantâneo da corrente do capacitor $\langle i_{cs1} \rangle$ .	249
Figura 135 – Resultados de simulação com a operação do quarto braço no cenário 2: (a) corrente e tensão da fase <i>a</i> de entrada do retificador; (b) tensões parciais; (c) componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do retificador $\langle i_{s0} \rangle$ e componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do quarto braço $\langle i_4 \rangle$ ; (d) corrente do capacitor e componente de baixa frequência da corrente do capacitor $\langle i_{cs1} \rangle$ .	250
Figura 136 – Resultados de simulação com a operação do quarto braço no cenário 3: (a) corrente e tensão da fase <i>a</i> de entrada do retificador; (b) tensões parciais; (c) componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do retificador $\langle i_{s0} \rangle$ e componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do quarto braço $\langle i_4 \rangle$ ; (d) corrente do capacitor e componente de baixa frequência da corrente do capacitor $\langle i_{cs1} \rangle$ .	251
Figura 137 – FFT da corrente do capacitor do barramento positivo para a operação no cenário 3.	251
Figura 138 – Resultados de simulação com a operação do quarto braço com fator de potência nulo: (a) corrente e tensão da fase <i>a</i> de entrada do retificador; (b) tensões parciais; (c) componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do retificador $\langle i_{s0} \rangle$ e componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do quarto braço $\langle i_4 \rangle$ ; (d) corrente do capacitor e componente de baixa frequência da corrente do capacitor $\langle i_{cs1} \rangle$ .	252
Figura 139 – FFT da corrente do capacitor do barramento com fator de potência nulo: (a) sem compensação; (b) com compensação pelo quarto braço.	253
Figura 140 – Comportamento transitório com fator de potência igual a 0,5: (a) correntes de entrada do retificador; (b) tensões parciais do barramento; (c) componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do retificador $\langle i_{s0} \rangle$ e componente de baixa frequência da corrente do ponto central	



oriunda do quarto braço $\langle i_4 \rangle$ (d) corrente do capacitor $i_{cs1}$ do barramento positivo e valor médio instantâneo da corrente do capacitor $\langle i_{cs1} \rangle$ . .....	254
Figura 141 – FFT da corrente do capacitor do barramento positivo para fator de potência igual a 0,5: (a) sem compensação e com cargas equilibradas; (b) com compensação e cargas equilibradas; (c) com compensação e cargas desequilibradas. ....	255
Figura 142 – Resultados de simulação para a modulação DPWM no retificador: (a) corrente e tensão de entrada do retificador fase $a$ e (b) sinais razão cíclicas para a fase $a$ . ....	257
Figura 143 – Comportamento do transitório para a modulação DPWM aplicada ao retificador com fator de potência unitário: (a) correntes de entrada do retificador; (b) tensões parciais do barramento; (c) componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do retificador $\langle i_{s0} \rangle$ e componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do quarto braço $\langle i_4 \rangle$ (d) corrente do capacitor $i_{cs1}$ do barramento positivo e valor médio instantâneo da corrente do capacitor $\langle i_{cs1} \rangle$ . ....	258
Figura 144 – FFT da corrente do capacitor do barramento positivo empregando a modulação DPWM o fator de potência unitário: (a) sem compensação e com cargas equilibradas; (b) com compensação e cargas equilibradas; (c) com compensação e cargas desequilibradas. ....	259
Figura 145 – Resultados de simulação com a operação do quarto braço com fator de potência nulo e modulação DPWM aplicada ao retificador: (a) corrente e tensão da fase $a$ de entrada do retificador; (b) tensões parciais; (c) componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do retificador $\langle i_{s0} \rangle$ e componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do quarto braço $\langle i_4 \rangle$ ; (d) corrente do capacitor e componente de baixa frequência da corrente do capacitor $\langle i_{cs1} \rangle$ . ....	260
Figura 146 – FFT da corrente do capacitor do barramento positivo empregando a modulação DPWM e fator de potência zero: (a) sem compensação; (b) com compensação. ....	260
Figura 147 – Circuito adicionais com braços em paralelo. ....	262
Figura 148 – Solução 1 para reconfiguração do NPC convencional [181]. ....	264
Figura 149 – Solução 3 para reconfiguração do NPC convencional [181]. ....	265



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Reações humanas à circulação de corrente [56].	61
Tabela 2 – Parâmetros de projeto para a rede microrrede bipolar CC.	79
Tabela 3 – Perdas totais de cada conversor de acordo com os cenários.	82
Tabela 4 – Parâmetros microrrede CC bipolar implementada em laboratório.	92
Tabela 5 – Perdas Teóricas do conversor NPC-3L a partir das técnicas de modulação analisadas.	143
Tabela 6 - Parâmetros para simulação do retificador NPC-3L.	144
Tabela 7 - Parâmetros elétricos do protótipo implementado.	162
Tabela 8 - Perdas e rendimento resultado experimental do conversor mNPC-3L a partir das técnicas de modulação.	162
Tabela 9 – Parâmetros simulação do sistema <i>Back-to-Back</i> baseado no conversor NPC três níveis.	196
Tabela 10 – Parâmetros do motor síncrono trifásico de ímã permanente.	201
Tabela 11 – Principais características dos capacitores analisados.	203
Tabela 12 – Comparação de preço, de volume e de perdas para o banco de capacitores do sistema <i>Back-to-Back</i> para acionamento de máquina CA.	204
Tabela 13 – Parâmetros elétricos para obtenção dos resultados experimentais do sistema <i>Back-to-Back</i> baseado no conversor NPC três níveis.	208
Tabela 14 – Parâmetros elétricos para a simulação do sistema operando com o quarto braço.	227
Tabela 15 – Dados do núcleo magnético empregado para o indutor $L_4$ .	231
Tabela 16 - Valor dos parâmetros elétricos do indutor para a metodologia I.	232
Tabela 17 - Especificações do indutor $L_4$ do quarto braço para a metodologia I.	233
Tabela 18 - Especificações do indutor $L_4$ do quarto braço para a metodologia I.	233
Tabela 19 - Valor dos parâmetros elétricos do indutor para a metodologia II.	234
Tabela 20 - Especificações do indutor $L_4$ do quarto braço para a metodologia II.	235
Tabela 21 - Especificações do indutor $L_4$ do quarto braço para a metodologia II.	235
Tabela 22 - Esforços de corrente nos componentes do quarto braço com total desequilíbrio entre barramentos parciais.	237
Tabela 23 - Esforços de corrente nos componentes do quarto braço com total desequilíbrio entre barramentos parciais.	237
Tabela 24 – Perdas totais dos semicondutores do quarto braço empregando os dados da metodologia I de projeto do indutor.	240
Tabela 25 – Perdas totais dos semicondutores do quarto braço empregando os dados da metodologia II de projeto do indutor.	240
Tabela 26 – Perdas totais para o braço adicional operando em dois e três níveis com os dados da metodologia I de projeto do indutor.	241
Tabela 27 – Perdas totais para o braço adicional operando em dois e três níveis com os dados da metodologia II de projeto do indutor.	241



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

DER	<i>Distributed Energy Resources</i>
DG	<i>Distributed Generation</i>
DS	<i>Distributed Storage</i>
PV	<i>Photovoltaic</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ADS	<i>Active Distribution System</i>
PCC	<i>Point of Common Coupling</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
GD	Geração distribuída
TIC	Tecnologia da Informação e Comunicação
LVDC	<i>Low Voltage Direct Current</i>
MT	Média Tensão
BT	Baixa Tensão
CEMIG	Centrais Elétrica de Minas Gerais
COPEL	Companhia Paranaense de Energia
ELETRORÁS	Centrais Elétricas Brasileiras
CPFL	Companhia Paulista de Força e Luz
CERTI	Centro de Referência em Tecnologias Inovadoras
COELCE	Companhia Energética do Ceará
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
EMC	<i>Electromagnetic Compatibility</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
VB	<i>Voltage Balancer</i>
CR	<i>Current Redistributor</i>
VSR	<i>Voltage Source Rectifier</i>
VSR-2L	<i>Voltage Source Rectifier</i> a dois níveis
NPC-3L	<i>Neutral Point Clamped</i> a três níveis
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse-Width Modulation</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
mNPC-3L	<i>Modified Neutral Point Clamped</i> três níveis
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
PRODIST	Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica
BF	Baixa Frequência
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
NTSV	<i>Nearest Three Space Vector</i>

<i>npf</i>	<i>neutral point fluctuation</i>
WTHD	<i>Weight Total Harmonic Distortion</i>
HPWM	<i>Hybrid Pulse-Width Modulation</i>
DSPWM	<i>Double-Signal Pulse-Width Modulation</i>
SPTT	<i>Single Pole Triple Throw</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
TI	<i>Texas Instruments</i>
A/D	<i>Analógico/Digital</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
MTBF	<i>Mean Time Between Failure</i>
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i>
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i>
iSGE	<i>Improved Generalized Steinmetz Equation</i>
DPWM	<i>Discontinuous Pulse-Width Modulation</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$v_{DC}$	Tensão do Barramento CC total
$v_{p0}$	Tensão do Barramento CC parcial positivo
$v_{0n}$	Tensão do Barramento CC parcial negativo
$P_l$	Potência barramento parcial negativo
$P_h$	Potência barramento parcial positivo
$\bar{I}_{gp}$	Corrente média do barramento parcial positivo
$\bar{V}_{p0}$	Tensão média do barramento parcial positivo
$\bar{I}_{gn}$	Corrente média do barramento parcial negativo
$\bar{V}_{0n}$	Tensão média do barramento parcial negativo
$P_o$	Potência de saída da microrrede
$P_u$	Desequilíbrio de potência
$\alpha_p$	Razão de desequilíbrio de potência
$T_{amax}$	Temperatura ambiente máxima
$T_{j,max}$	Temperatura máxima de junção do semiconductor
$f_{sc}$	Frequência de comutação dos conversores CC-CC
$f_{sr,NPC}$	Frequência de comutação do retificador NPC-3L
$f_{sr,VSR}$	Frequência de comutação do retificador VSR-2L
$v_{ac,rms}$	Tensão eficaz de linha do lado CA
FP	Fator de potência de entrada
$P_{S/D,con}$	Perdas por condução dos semicondutores
$i_{S/D}$	Corrente instântanea dos semicondutores
$v_{S/D}$	Tensão em condução dos semicondutores
$k_{S/D}$	Coefficiente dos semicondutores associados às perdas por condução
$e_{on}$	Energia associada as perdas na entrada em condução dos semicondutores
$e_{off}$	Energia associada as perdas na saída em condução dos semicondutores
$e_{rr}$	Energia associada a recuperação reversa dos diodos
$k_{on}$	Coefficiente dos transistores associados às perdas por comutação na entrada em condução
$k_{off}$	Coefficiente dos transistores associados às perdas por comutação na saída em condução
$k_{rr}$	Coefficientes dos diodos associados às perdas por comutação na recuperação reversa
$i_S$	Corrente instânea do transistor
$i_D$	Corrente instânea do diodo
$P_w$	Perdas por comutação dos semicondutores
$f_s$	Frequência de comutação dos semicondutores
$P_{o\_max}$	Potência máxima de saída da microrrede

$R_{dc}$	Resistência CC do cabo
$l_w$	Comprimento total do cabo
$S_w$	Área do cabo
$\rho_w$	Resistividade do material
$R_{dc_{150mm^2}}$	Resistência CC do cabo de 150 mm <sup>2</sup>
$R_{dc_{2.5mm^2}}$	Resistência CC do cabo de 2.5 mm <sup>2</sup>
$P_{ac}$	Potências ativa de entrada do retificador
$\eta_{sc1}$	Rendimento do sistema para o Cenário 1
$\eta_{sc2}$	Rendimento do sistema para o Cenário 2
$\eta_{sc3}$	Rendimento do sistema para o Cenário 3
$\vec{V}_x$	Tensão Vetorial
$v_{AB}$	Tensão de linha entre a fase $a$ e $b$
$npf$	Flutuação da tensão do ponto central do conversor NPC
$d_0$	Razão cíclica de eixo zero
$M$	Índice de Modulação
$v_a$	Tensão instântanea da fase $a$ de entrada do retificador
$v_b$	Tensão instântanea da fase $b$ de entrada do retificador
$v_c$	Tensão instântanea da fase $c$ de entrada do retificador
$V_p$	Pico da tensão de fase da rede CA
$S_j$	IntERRUPTORES do conversor NPC
$s_{jk}$	Sinais de comutação
$i_{sp}$	Corrente do ponto positivo do conversor NPC
$i_{sn}$	Corrente do ponto negativo do conversor NPC
$i_{s0}$	Corrente do ponto central do conversor NPC
$s_{j0}$	Função de comutação dos interruptores SPTT para o ponto central
$i_{s0}$	Corrente instantânea do ponto central do conversor NPC
$i_a$	Corrente instântanea da fase $a$ de entrada do retificador
$i_b$	Corrente instântanea da fase $b$ de entrada do retificador
$i_c$	Corrente instântanea da fase $c$ de entrada do retificador
$T_s$	Período de comutação
$d_{x0}$	Razão cíclica dos interruptores do conversor NPC referente ao ponto central
$\bar{x}(t)$	Valor médio durante o período de comutação
$d_a$	Razão cíclica da fase $a$ dos interruptores do conversor NPC
$d_b$	Razão cíclica da fase $b$ dos interruptores do conversor NPC
$d_c$	Razão cíclica da fase $c$ dos interruptores do conversor NPC
$\langle i_{s0} \rangle$	Valor médio quase instantâneo da corrente do ponto central
$T^{-1}$	Matriz da transformada inversa de Clarke
$d_\alpha$	Razão cíclica do conversor NPC na coordenada $\alpha$
$d_\beta$	Razão cíclica do conversor NPC na coordenada $\beta$
$d_0$	Razão cíclica de eixo zero do conversor NPC
$i_\alpha$	Corrente do conversor NPC na coordenada $\alpha$



$i_\beta$	Corrente do conversor NPC na coordenada $\beta$
$i_0$	Corrente de eixo zero do conversor NPC
$\bar{I}_{g0}$	Corrente de desbalanço de carga do conversor NPC
$f_1$	Função modular 1
$f_2$	Função modular 2
$f_3$	Função modular 3
$ x $	Valor absoluto
$\emptyset$	Conjunto Vazio
$C_{ia}$	Compensador da corrente $CA$ do NPC na coordenada $\alpha$
$C_{i\beta}$	Compensador da corrente $CA$ do NPC na coordenada $\beta$
$C_{vdc}$	Compensador da tensão total do barramento CC do conversor NPC
$C_{vp,n}$	Compensador da tensão parcial CC do conversor NPC
$d_0^{canc}$	Razão cíclica de eixo zero que cancela a ondulação de baixa frequência das tensões parciais do barramento CC do conversor NPC
$\Phi$	Ângulo de defasagem entre a corrente e a tensão de entrada do retificador NPC
$\bar{I}$	Pico da corrente de entrada do retificador
$\alpha_{p,max}$	Máximo desbalanço de potência de saída da microrrede
$\alpha_{p,max}^{SPWM}$	Máximo desbalanço de potência de saída da microrrede utilizando a modulação SPWM
$L$	Indutor de entrada do retificador NPC
$C_s$	Capacitor do barramento
$f_r$	Frequência da rede elétrica
$d_{0,avg}$	Razão cíclica de eixo zero para compensação das tensões parciais
$d_{a,SPWM}$	Razão cíclica da fase $a$ empregando a modulação SPWM
$S$	Potência nominal do retificador
$f_{sr,NPCm}$	Frequência de comutação retificador mNPC
$P_{ac}$	Potência de entrada do retificador mNPC-3L
$P_{out}$	Potência de saída do retificador mNPC-3L
$\eta$	Rendimento global do retificador mNPC-3L
$d_\alpha^r$	Razão cíclica na coordenada $\alpha$ do retificador no sistema <i>back-to-back</i>
$d_\beta^r$	Razão cíclica na coordenada $\beta$ do retificador no sistema <i>back-to-back</i>
$d_0^r$	Razão cíclica de eixo zero do retificador no sistema <i>back-to-back</i>

$i_\alpha^r$	Corrente na coordenada $\alpha$ do retificador no sistema <i>back-to-back</i>
$i_\beta^r$	Corrente na coordenada $\beta$ do retificador no sistema <i>back-to-back</i>
$d_\alpha^i$	Razão cíclica na coordenada $\alpha$ do inversor no sistema <i>back-to-back</i>
$d_\beta^i$	Razão cíclica na coordenada $\beta$ do inversor no sistema <i>back-to-back</i>
$d_0^i$	Razão cíclica de eixo zero do inversor no sistema <i>back-to-back</i>
$i_\alpha^i$	Corrente na coordenada $\alpha$ do inversor no sistema <i>back-to-back</i>
$i_\beta^i$	Corrente na coordenada $\beta$ do inversor no sistema <i>back-to-back</i>
$\langle i_{s0}^r \rangle$	Valor médio quase instantâneo da corrente do ponto central oriunda do retificador no sistema <i>back-to-back</i>
$\langle i_{s0}^i \rangle$	Valor médio quase instantâneo da corrente do ponto central oriunda do retificador no sistema <i>back-to-back</i>
$d_{0\_r}^{\text{canc}}$	Razão cíclica de eixo zero que cancela a ondulação de baixa frequência das tensões parciais do barramento CC aplicado ao retificador do sistema <i>back-to-back</i>
$\varepsilon_{or}$	Erro da velocidade angular do motor
$\omega_{rpm}$	Velocidade angular de referência
$\omega_{rpm}$	Velocidade angular do motor
$C_{iq}^i$	Compensador de corrente de eixo em quadratura do inversor do sistema <i>back-to-back</i>
$C_{id}^i$	Compensador de corrente de eixo direto do inversor do sistema <i>back-to-back</i>
$d_q^i$	Razão cíclica de eixo em quadratura do inversor do sistema <i>back-to-back</i>
$d_d^i$	Razão cíclica de eixo direto do inversor do sistema <i>back-to-back</i>
$d_a^i$	Razão cíclica da fase $a$ do inversor do sistema <i>back-to-back</i>
$d_b^i$	Razão cíclica da fase $b$ do inversor do sistema <i>back-to-back</i>
$d_c^i$	Razão cíclica da fase $c$ do inversor do sistema <i>back-to-back</i>
$C_{i\alpha}^r$	Compensador de corrente na coordenada $\alpha$ do retificador do sistema <i>back-to-back</i>
$C_{i\beta}^r$	Compensador de corrente na coordenada $\beta$ do retificador do sistema <i>back-to-back</i>

$\varepsilon_{vp,n}$	Erro das medidas de tensões parciais
$d_{0,avg}^r$	Razão cíclica de eixo zero para compensação das tensões parciais aplicado ao retificador no sistema <i>back-to-back</i>
$d^{anc}_{0,r}$	Razão cíclica da fase <i>a</i> para aplicado ao retificador no sistema <i>back-to-back</i>
$f_s^r$	Frequência de comutação do retificador
$f_s^i$	Frequência de comutação do inversor
$f_r^r$	Frequência da rede elétrica (retificador)
$f_m^r$	Frequência de saída do inversor (motor)
$C_{s1}$	Capacitor de barramento
$C_{s2}$	Capacitor de barramento
$i_{cs1}$	Corrente instantânea que circula pelo capacitor $C_{s1}$
$\langle i_{cs1} \rangle$	Corrente de baixa frequência que circula pelo capacitor $C_{s1}$
$P_m$	Potência nominal mecânica do motor
$F_m$	Frequência nominal do motor
$V_{Lm}$	Tensão de linha nominal do motor
$T_m$	Torque nominal do motor
$\omega_{rpm}$	Velocidade angular nominal do motor
$R_s$	Resistência síncrona do motor
$L_d$	Indutância de eixo em quadratura do motor
$L_d$	Indutância de eixo direto do motor
$P$	Número de Polos do motor
$P_{cap}$	Perdas totais para o capacitor
$ESR_h$	Resistência série equivalente na frequência da harmônica <i>h</i>
$I_h$	Corrente que circula pelo capacitor na frequência da harmônica <i>h</i>
$L_4$	Indutor do quarto braço
$S_{04}$	Interruptor ligado ao ponto zero do quarto braço
$S_p$	Interruptor ligado ao ponto positivo do quarto braço
$S_n$	Interruptor ligado ao ponto negativo do quarto braço
$i_{L4}$	Corrente do indutor do quarto braço
$i_{s04}$	Corrente do interruptor ligado ao ponto zero do quarto braço
$i_4$	Soma das correntes do indutor do quarto braço e do interruptor $S_{04}$
$\langle i_{S_{04}} \rangle$	Valor médio quase instantâneo da corrente do interruptor $S_{04}$
$d_{04}$	Razão cíclica do interruptor $S_{04}$
$d_{p4}$	Razão cíclica do interruptor $S_p$
$d_{n4}$	Razão cíclica do interruptor $S_n$
$\langle i_4 \rangle$	Valor médio quase instantâneo da corrente $i_4$
$\bar{I}_p$	Corrente média da carga do barramento positivo da microrrede
$\bar{I}_n$	Corrente média da carga do barramento negativo da microrrede

$i_{4\_med}$	Corrente média no ramo 4
$C_{i4}$	Compensador do valor médio quase instantâneo da corrente
$i_4$	
$\tilde{x}(t)$	Perturbação da variável $x(t)$
$\Delta_{iL4}$	Ondulação de alta frequência da corrente
$i_{L4\_med}$	Corrente média do indutor $L_4$
$\langle i_{L4} \rangle$	Ondulação de baixa frequência da corrente do indutor $L_4$
$t_{04\%}$	Relação de tempo, ao período de comutação, em que o quarto braço aplica nível de tensão zero sobre o indutor
$f_{s,4L}$	Frequência de comutação do quarto braço
$P_v$	Perdas volumétricas em um núcleo em função da variação do fluxo magnético
$B$	Densidade de fluxo magnético
$\Delta B$	Ondulação da densidade de fluxo magnético
$I_{med\_quad\_ef}$	Média quadrática das correntes eficazes dos semicondutores que compõem o quarto braço
$I_{ef\_s41}$	Corrente eficaz do interruptor $S_{41}$ do quarto braço
$I_{ef\_s42}$	Corrente eficaz do interruptor $S_{42}$ do quarto braço
$I_{ef\_s43}$	Corrente eficaz do interruptor $S_{43}$ do quarto braço
$I_{ef\_s44}$	Corrente eficaz do interruptor $S_{44}$ do quarto braço
$I_{ef\_d41}$	Corrente eficaz do diodo $D_{41}$ do quarto braço
$I_{ef\_d42}$	Corrente eficaz do diodo $D_{42}$ do quarto braço
$v_{L4}$	Tensão sobre o indutor $L_4$
$d_{0,DPWM}$	Razão cíclica de eixo zero para a modulação DPWM
$d_{a,DPWM}$	Razão cíclica da fase $a$ para a modulação DPWM

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO GERAL.....</b>	<b>41</b>
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO .....	41
1.2	MOTIVAÇÕES .....	46
1.3	OBJETIVOS.....	48
1.4	CONTRIBUIÇÕES DESTE TRABALHO.....	48
1.5	ESTRUTURA DA TESE .....	49
<b>2</b>	<b>A REDE ELÉTRICA COM FOCO EM MICRORREDES .....</b>	<b>51</b>
2.1	INTRODUÇÃO .....	51
2.2	DEFINIÇÃO DAS MICRORREDES E MICROGERAÇÕES.....	52
2.3	MICRORREDE CC .....	57
2.3.1	Microrrede CC Bipolar .....	63
2.4	CONCLUSÃO .....	67
<b>3</b>	<b>CONVERSÃO ESTÁTICA PARA REDES CC BIPOLARES DE DISTRIBUIÇÃO</b>	<b>69</b>
3.1	INTRODUÇÃO .....	69
3.2	CONVERSORES DE POTÊNCIA PARA A REDE BIPOLAR.....	69
3.3	CONFIGURAÇÕES PARA A REDE CC BIPOLAR .....	74
3.4	CENÁRIOS PARA ANÁLISE DE PERDAS DA REDE CC BIPOLAR .....	77
3.5	RESULTADOS TEÓRICOS PARA AS PERDAS .....	78
3.6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA PERDAS .....	89
3.6.1	Implementação prática da microrrede CC Bipolar .....	89
3.6.2	Resultados experimentais da microrrede CC bipolar implementada .....	97
3.7	CONCLUSÃO .....	110
<b>4</b>	<b>TÉCNICA DE MODULAÇÃO PARA A REDUÇÃO DE ONDULAÇÃO DA</b>	<b>113</b>
	<b>TENSÃO DO BARRAMENTO CC DO CONVERSOR NPC TRÊS NÍVEIS.....</b>	<b>113</b>
4.1	INTRODUÇÃO .....	113
4.2	TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PARA CONVERSORES TRÊS NÍVEIS PARA REDUÇÃO DA ONDULAÇÃO NAS TENSÕES PARCIAIS .....	115
4.2.1	Técnicas de modulação space vector para redução de ondulação nas tensões parciais .....	118
4.2.2	Técnicas de modulação baseadas em portadoras para redução de ondulação nas tensões parciais.....	123
4.3	PROPOSTA DE TÉCNICA DE MODULAÇÃO PARA CANCELAMENTO DE ONDULAÇÃO NAS TENSÕES PARCIAIS .....	128

4.3.1	Análise da técnica de modulação proposta .....	138
4.4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA A TÉCNICA DE MODULAÇÃO PROPOSTA .....	144
4.4.1	Resultados de simulação para o fluxo de potência da rede CA para a rede CC.....	145
4.4.2	Resultados de simulação para o fluxo de potência da rede CA para a rede CC.....	153
4.4.3	Resultados de simulação para outros pontos de operação	155
4.5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA A MODULAÇÃO PROPOSTA	159
4.5.1	Resultados experimentais para fluxo de potência da rede CA para a rede CC.....	162
4.5.2	Resultados experimentais para outros pontos de operação	176
4.6	OUTRAS APLICAÇÕES PARA A MODULAÇÃO PROPOSTA .....	186
4.6.1	Aplicação da modulação proposta no conversor unidirecional três níveis do retificador Vienna .....	187
4.6.2	Aplicação da modulação proposta em um sistema Back-to-Back baseado no conversor NPC três níveis para acionamento de motor em corrente alternada .....	190
4.7	TÉCNICA DE MODULAÇÃO PARA A REDUÇÃO DE ONDULAÇÃO DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC DO CONVERSOR TRÊS NÍVEIS COM ABORDAGEM EM ABC.....	209
4.8	CONCLUSÃO .....	211
<b>5</b>	<b>PROPOSTA DE CIRCUITO ADICIONAL AO NPC-3L.....</b>	<b>215</b>
5.1	INTRODUÇÃO .....	215
5.2	CIRCUITO PROPOSTO ADICIONAL AO NPC-3L.....	216
5.3	EQUACIONAMENTO DO BRAÇO ADICIONAL PARA A OPERAÇÃO EM TRÊS NÍVEIS.....	219
5.3.1	Funções de transferências para os compensadores do braço adicional	224
5.4	ANÁLISE E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA O BRAÇO ADICIONAL .....	226
5.4.1	Análise do tempo do nível zero da tensão sobre o indutor	228
5.4.2	Projeto físico do indutor do quarto braço .....	230
5.4.3	Esforços de correntes e análises de perda .....	236
5.4.4	Comparação das operações do braço adicional .....	240
5.4.5	Controle – Malha de tensão do braço adicional.....	242
5.4.6	Resultados de simulação .....	243

5.4.7	Resultados de simulação para o cenário 1 .....	247
5.4.8	Resultados de simulação para o cenário 2 .....	249
5.4.9	Resultados de simulação para o cenário 3 .....	250
5.4.10	Resultados de simulação para outros pontos de operação da microrrede.....	251
5.5	BRAÇOS EM PARALELO.....	261
5.6	TOLERÂNCIA À FALHA .....	263
5.7	CONCLUSÃO .....	266
<b>6</b>	<b>CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>267</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>273</b>





# 1 INTRODUÇÃO GERAL

## 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

A demanda por eletricidade está crescendo continuamente e continuará a crescer nas próximas décadas em um ritmo mais acelerado que nas décadas passadas, com uma taxa duas vezes maior do que o crescimento atual do consumo total de energia (todas as fontes de energia somadas), segundo previsões [1, 2].

Assim sendo, os sistemas elétricos de potência mundial e brasileiro vêm passando por profundas mudanças nos últimos anos, especialmente na área tecnológica, no sentido de melhoria e modernização de tais sistemas. Impulsionados principalmente graças aos incentivos governamentais de muitos países pela necessidade de buscas de novas fontes de energia renováveis, limpas, seguras (no sentido de continuidade de fornecimento), etc [3-5].

No que concerne às modernas fontes de energia renováveis, tem-se preocupado especialmente com as restrições ambientais, ou seja, além de serem renováveis, almejam-se fontes de energia limpas, com ênfase no desenvolvimento sustentável. Isto no sentido de baixas emissões de carbono se comparadas as atuais fontes de energia, que são baseadas, sobretudo, no uso de combustíveis fósseis.

Busca-se, também, minimizar os grandes impactos ambientais causados por grandes construções, caso das usinas hidroelétricas que, apesar de serem fontes renováveis e com baixa emissão de carbono, provocam enormes mudanças ao meio ambiente ao seu redor, devido à necessidade de alagamento para construção de um reservatório.

Ainda, apesar da evolução tecnológica das novas gerações (III+ e IV) de reatores nucleares, no sentido de serem mais modernas e mais seguras [6], devido à grande preocupação com vazamento radioativo e armazenamento dos resíduos, inúmeros debates com relação ao uso deste tipo de combustível para a geração de energia elétrica têm sido realizados. Especialmente após o recente desastre socioambiental causado pela exposição ao vazamento de material radioativo da usina nuclear de Fukushima no Japão.

Inserido neste contexto, muitos têm sido os estímulos da integração de recursos de energia distribuída (DER – *Distributed Energy Resources*) nas redes de distribuição do sistema elétrico, em nível de baixa e média tensão. Estes recursos são formados por geração de energia de forma distribuída (DG – *Distributed Generation*), microgerações (*microsources*) e unidades distribuídas de

armazenamento (DS – *Distributed Storage*). A inclusão de DER tende a modificar de modo expressivo os aspectos elétricos e energéticos dos atuais sistemas de distribuição.

Com respeito às possibilidades de geração distribuída, existe atualmente uma gama enorme de tipos de microgerações que podem ser incluídas nas redes, tais como:

- Sistemas de conversão eólica;
- Solar fotovoltaica (PV – *Photovoltaic*);
- Células a combustível;
- Biomassa;
- Microturbinas a gás;
- Geradores a Diesel/Biodiesel;
- Marés, ondas marítimas, correnteza de mar ou rio (Hidrocinética);
- Energia oriunda das vibrações (piezoelétrico);
- Veículos Elétricos;
- Outras formas.

Que tange aos tipos de armazenamento de energia que podem ser incluídos estão:

- Baterias:
  - Chumbo Ácido;
  - Ions de Lítio;
  - Fluxo Redox (*Flow Battery*);
- Supercapacitores;
- *Flywheels*;
- Ar comprimido;
- Supercondutores Magnéticos;
- Baterias dos Veículos Elétricos;
- Outras formas.

Recentemente, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) estabeleceu, via resolução normativa (REN) nº 482 e atualizada em 24/11/2015 pela REN nº 687, as condições gerais para o acesso de microgeração e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica [7]. O intuito principal da resolução é facilitar o uso de fontes de energia renováveis pelos consumidores, como microturbinas eólicas e painéis fotovoltaicos. Os consumidores que optarem pela microgeração, receberão descontos na conta de energia elétrica, proporcionais à geração produzida (medição líquida ou *net metering*). Contudo, o sistema de compensação de energia criada pela ANEEL não estabelece transação financeira da concessionária para o

consumidor/microgerador. Em caso do microgerador produzir mais energia que consumiu, o excedente pode ser acumulado em forma de créditos e descontado nos próximos meses, que terão a validade de 60 meses.

Segundo as Resoluções Normativas definiu-se microgeração distribuída e minigeração distribuída, conforme segue:

**“Microgeração Distribuída:** Central geradora de energia elétrica, com potência instalada menor ou igual a 75 kW e que utilize cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, ou fontes renováveis de energia elétrica, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras.”

**“Minigeração Distribuída:** Central geradora de energia elétrica, com potência instalada superior a 75 kW e menor ou igual a 3 MW para fontes hídricas ou menor ou igual a 5 MW para cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, ou para as demais fontes renováveis de energia elétrica, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras.”

Percebe-se que os órgãos nacionais responsáveis na área de energia elétrica, assim como em outros países, estão tentando superar as limitações técnicas. Porém, a grande maioria destas nações, inclusive o Brasil, ainda não tem uma regulamentação específica para microrrede.

Existem muitas razões para a inserção nas redes de distribuição de microgerações ou pequenas gerações de maneira distribuída. No entanto, o que chama mais a atenção neste sentido é a possibilidade do aumento da eficiência do sistema elétrico de distribuição, através da redução das perdas de transmissão/distribuição da energia elétrica, o menor impacto ambiental e o menor custo da implantação das microgerações.

Portanto, com a inclusão da DG no sistema elétrico, o fluxo de potência em nível de distribuição deverá ser bidirecional e não mais unidirecional como é a rede de energia elétrica convencional. Todavia, a integração das fontes de energia distribuídas no sistema de energia elétrica trará alguns desafios que deverão ser equacionados, dentre os quais podem ser destacados:

- Controle da tensão da rede;
- Controle da frequência da rede;
- Comportamento da rede local em caso de falta da rede principal;
- Atenuação da flutuação (*flicker*) da tensão no ponto de conexão das microgerações intermitentes.

- Amortecimento de conteúdo harmônico.

O levantamento destas questões é ocasionado principalmente pela diferença de localização e operação entre as unidades de gerações distribuídas, as características elétricas e construtivas da rede elétrica de distribuição, as gerações convencionais e as cargas [3]. Para sobrepujar tais questões, haverá a necessidade de investimentos e pesquisas em técnicas de controle, tecnologia da informação, alto nível de automação, dentre outros.

Inclusão de recursos de energia distribuídos juntamente com a pesquisa em novas tecnologias e melhorias das atuais, permitirá que a rede de distribuição atue como um conjunto de pequenos sistemas de distribuição/geração inseridos no sistema principal. Constituem, assim, o que se denominam como microrredes (*microgrid*) e originando o conceito de redes ativas de distribuição (ADS – *Active Distribution System*). Desta forma, as redes elétricas poderão ser mais inteligentes (*smartgrid*) e, neste contexto, as microrredes se apresentam como uma das alternativas para o atendimento da expansão do mercado de energia elétrica [8].

De modo ilustrativo, a Figura 1 apresenta um exemplo de sistema básico das microrredes interligadas com o sistema principal de distribuição (rede primária). Durante as condições normais de funcionamento, a microrrede está conectada na rede principal no ponto de acoplamento comum (PCC – *Point of Common Coupling*) e as cargas (críticas e controláveis) são alimentadas através de fontes locais (geração despachável e/ou geração intermitente) e, se necessário, também a partir da rede primária. Se a energia gerada pelas fontes de microgeração exceder à consumida pelas cargas, esta pode ser exportada para a rede principal [9]. Em caso de falta desta, a microrrede deverá operar de maneira ilhada (*islanded*) e as fontes locais fornecerão energia para as cargas, dentro de suas capacidades nominais. Então, haverá a necessidade de controlar os níveis de tensão da microrrede, fluxo de potência, frequência da microrrede (caso ser em corrente alternada) e, se for o caso, retirar/colocar cargas/fontes da microrrede, dentre outras funções necessárias para o funcionamento adequado desta.

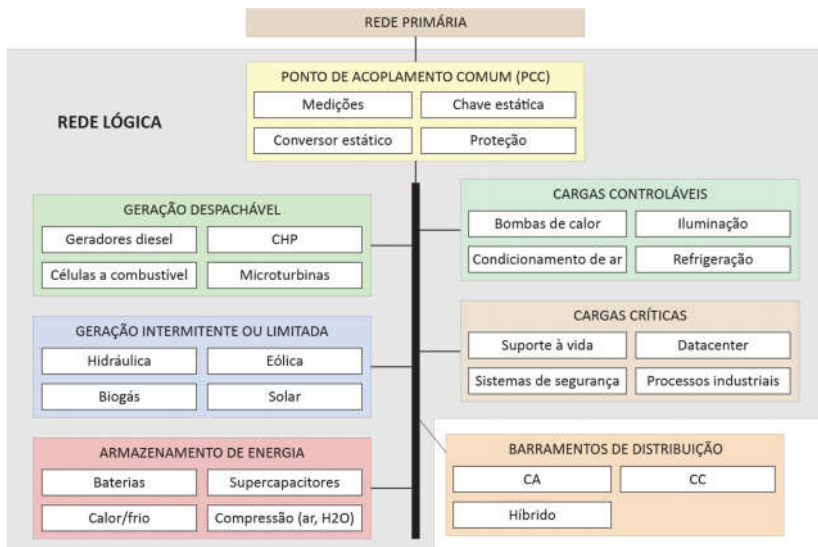


Figura 1 – Sistema básico das microrredes interligadas na rede principal.

Os clientes inseridos na rede elétrica não são mais simples consumidores finais, mas tem a capacidade de gerar energia elétrica, de maneira a contribuir para o seu consumo e, em alguns casos, repassar a geração de energia excedente para a rede de distribuição. Criou-se até um novo termo para este novo conceito de consumidor, o *prosumer* (*producer* + *consumer*), os quais participarão de maneira ativa no sistema de potência.

Neste contexto, outro termo que surgiu nos últimos anos é o *Zero-Energy Building*, ou seja, prédios com zero de consumo, certificados, onde a energia consumida pelas cargas é toda produzida pelas microgerações existentes localmente. Como exemplo, pode ser citado o prédio construído do *PNC Financial Services Group Inc.*, na cidade de Fort Lauderdale, nos EUA.

A grande maioria das unidades de geração distribuída é conectada na rede elétrica através de conversores estáticos de potência. A principal tarefa do conversor é converter a potência disponível em sua forma primária para a tensão e a frequência nominais da rede elétrica a ser conectada. Isto se deve graças principalmente aos avanços tecnológicos significativos dos dispositivos semicondutores de potência nas últimas décadas, no tocante à capacidade de processamento de energia, confiabilidade, desempenho, custo, dentre outros.

A eletrônica de potência é chave para a integração entre as novas fontes de energia, as fontes de armazenamento, os veículos elétricos e as microrredes e/ou as redes convencionais. O uso da eletrônica de potência, de tecnologias de comunicação e de automação serão as peças fundamentais para as soluções inovadoras para a modernização dos sistemas de potência, como as melhorias na confiabilidade e qualidade da energia.

Muitas pesquisas realizadas nas mais diversas instituições ao redor do mundo vêm analisando qual é a melhor maneira de operar a microrrede, no que tange à forma de distribuição. A grande maioria das microrredes estudadas e propostas até o momento estão sendo implementadas em corrente alternada (CA) [10-12].

No entanto, o interesse em corrente contínua (CC) para implementar sistemas de redes de distribuição ativa tem aumentado nos últimos anos. Isto se deve à necessidade de melhorar o desempenho em aspectos como eficiência, custo, confiabilidade, ocupação de espaço, etc [13].

A distribuição em corrente contínua não é um conceito novo e tem sido amplamente utilizada em embarcações, sistemas de tração, redes de telecomunicações, *data centers*, dentre outros exemplos [14].

Um sistema em CC pode ser preferível a um sistema CA convencional em muitas aplicações (hospitais, escolas, acionamento de motores nas indústrias, escritórios, residências, dentre outros), principalmente onde haja a predominância de cargas eletrônicas e/ou se deseja alta qualidade no fornecimento de energia [10].

## 1.2 MOTIVAÇÕES

No transcurso das últimas décadas, estudos de novas topologias e de estratégias de controle de conversores estáticos foram focos constantes dos pesquisadores e, desta maneira, atingiu-se alto grau de maturidade na Eletrônica de Potência. Assim, nos últimos anos as pesquisas em novas topologias de conversores estáticos industriais perderam espaço para a pesquisa em conversores aplicados aos sistemas de energia elétrica [15, 16]. Dentre outros desafios importantes, podem ser destacados: a melhoria em eficiência e desempenho, a integração de sistemas, a confiabilidade, as técnicas de controle aplicadas às redes de distribuição, microrredes e *smart grid*, a redução de custo e a tarifação (medição).

A comunidade da área de eletrônica de potência está constantemente trabalhando para aumentar a eficiência dos conversores

estáticos através do uso de dispositivos mais rápidos na comutação, melhores tecnologias dos semicondutores, técnicas de controle avançadas, técnicas de comutação suave, etc [4].

Apresentando-se como possíveis soluções para a melhoria dos sistemas de potência, aumento da confiabilidade e menor impacto ambiental se enquadram as microrredes em corrente contínua.

Muitos aspectos da tecnologia de rede de distribuição em corrente contínua têm sido discutidas na literatura [17, 18] e algumas implementações teóricas e experimentais destas redes foram propostas [19-25]. Ainda assim, estudos comparando as diferentes alternativas de conversão de energia para orientar a definição de arquiteturas de rede ainda não são encontrados na literatura.

Alta confiabilidade e baixas perdas de transmissão podem ser atingidas com as redes CC empregando uma arquitetura bipolar. Para fazer a interface entre a rede CA principal e a rede CC bipolar, há a necessidade de um conversor estático de potência, também conhecido como retificador. Visando facilitar a compreensão, a Figura 2 apresenta uma microrrede CC bipolar, onde se pode observar a utilização do retificador bidirecional, as possíveis cargas e a fonte local de geração, representada por painéis fotovoltaicos.

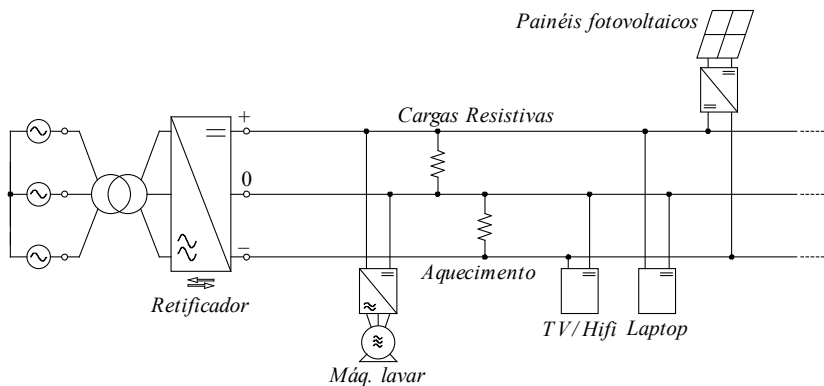


Figura 2 – Microrrede CC bipolar [13].

No entanto, não está completamente esclarecido na literatura como especificar e escolher os conversores de energia em uma rede desse tipo, no sentido que diferentes topologias de conversores levam a diferentes características da rede e as possibilidades de otimização de determinados atributos. Por exemplo, como gerar as linhas bipolares, onde conversores simples e/ou complexos, que fornecem características básicas ou avançadas, poderiam ser empregados.

Ademais, devido ao fato do tema deste trabalho estar enquadrado em um tópico relativamente recente, os trabalhos encontrados na literatura são predominantemente teóricos, carecendo de resultados em nível prático/experimental.

### 1.3 OBJETIVOS

O objetivo principal desta tese é o estudo e implementação de conversores CA-CC (retificadores) bidirecionais aplicados a uma microrrede CC bipolar. Nisto se enquadram os objetivos específicos, tais como apresentar melhorias e inovações no conversor escolhido.

Além disto, propõem-se neste trabalho o estudo e a implementação de uma microrrede em corrente contínua bipolar, centrado principalmente em eficiência energética, porém sem deixar de lado a qualidade de fornecimento de energia elétrica, confiabilidade, dentre outros aspectos.

### 1.4 CONTRIBUIÇÕES DESTE TRABALHO

As potenciais contribuições desta tese de doutorado podem ser destacadas, em ordem de importância:

- Proposta de melhorias no retificador *Neutral Point Clamped* (NPC) três fases/níveis/fios e da microrrede CC bipolar:
  - Proposta de uma nova técnica de modulação:
    - Para redução da ondulação de baixa frequência das tensões parciais, baseada em portadoras;
    - Aplicações da nova técnica de modulação em outros casos, por exemplo, em um sistema de acionamento de máquinas baseado na conexão *back-to-back* do conversor NPC-3L (NPC a três níveis).
  - Proposta de inclusão de circuito adicional e respectivas funcionalidades:
    - Função de cancelamento da ondulação de baixa frequência das tensões parciais da microrrede;
    - Função de regulação das tensões parciais com total desequilíbrio de potência nos barramentos;
    - Prover tolerância a falhas do retificador NPC-3L.
- Estudo de sistemas de conversores CA-CC bidirecionais e potenciais funções na microrrede proposta;



- Estudo comparativo de perdas de conversão em uma microrrede com diferentes arquiteturas, envolvendo os cabos condutores e os conversores que poderão fazer parte da microrrede proposta;

- Estudo, proposta e avaliação teórica e prática da infraestrutura elétrica de uma microrrede CC bipolar.

No decorrer do trabalho foram publicados alguns artigos científicos em congressos internacionais, relacionados ao tema da tese de doutorado, conforme:

- *International Conference Industrial Technology (ICIT 2015) - "Scalar modulation technique applied to a three-level/-phase/-wire back-to-back converter system with reduced dc-link capacitance for AC drives"*.

- *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2013) - "Three-phase five-level active-neutral-point-clamped converters for medium voltage applications"*

- *European Conference Power Electronics and Applications (EPE 2013) - "Three-level NPC-based bidirectional PWM converter operation for high availability/power quality bipolar DC distribution networks"*

- *Internacional Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG 2012) - "Comparison of Three-Phase PWM Rectifiers to Interface Ac Grids and Bipolar Dc Active Distribution Networks"*.

- *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2012) - "Three-level/-phase PWM converters DC-link voltages ripple reduction technique in the  $\alpha\beta$  reference frame"*.

- *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP 2011) - "Neutral point clamped converter DC-link center point current analysis in the dq0 reference frame"*.

- *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2011) - "Evaluation of power converters to implement bipolar DC active distribution networks — DC-DC converters"*.

## 1.5 ESTRUTURA DA TESE

A organização deste trabalho está dividida da seguinte forma: o capítulo 2 aborda as redes de distribuição ativas, incluindo as microrredes, suas vantagens e desafios as serem superados, definições, possíveis configurações elétricas, dentre outros.

No capítulo 3 apresentam-se os possíveis conversores que poderão fazer parte de uma microrrede CC bipolar, estudo teórico e levantamento experimental das perdas de tal microrrede, com a definição dos arranjos de conversores e os cenários de estudo. Perdas, principalmente as dos semicondutores, ou seja, as perdas de condução e de comutação, e as perdas dos cabos que compõem a microrrede são avaliadas.

No capítulo 4 é tratado o conversor NPC-3L, onde é apresentada uma nova técnica de modulação para redução da ondulação de tensão do barramento CC de tal conversor. Para comprovação da modulação proposta, resultados de simulação e experimentais são apresentados. Neste capítulo, uma revisão bibliográfica sobre as técnicas de modulação referente a redução de tal ondulação será apresentada. Ainda, a técnica de modulação proposta é derivada para outras aplicações, como, por exemplo, um sistema *back-to-back* baseado no NPC-3L para alimentação de motores CA,

No capítulo 5 é sugerido um circuito adicional ao conversor NPC-3L, buscando apresentar melhorias para a microrrede, através de definições de algumas funções a serem executadas por este circuito.

Por fim, na conclusão geral é realizada uma reflexão acerca dos estudos e resultados obtidos na tese e apresentação de sugestões para trabalhos futuros, relacionados aos temas que são abordados.

## 2 A REDE ELÉTRICA COM FOCO EM MICRORREDES

### 2.1 INTRODUÇÃO

A maioria das propostas recentes na área de redes de distribuição ativas seja em corrente alternada ou em corrente contínua, tem por objetivo incluir fontes de geração distribuída (GD). Ainda, envolve uma grande quantidade de tecnologia da informação e comunicação (TIC) e técnicas de controle [26, 27], também conhecidas como tecnologias habilitadoras das iniciativas para modernização dos sistemas elétricos de potência, comumente chamadas como *smart grid* [28]. A ideia da inclusão de GD ao nível de distribuição será, principalmente, com ênfase no desenvolvimento sustentável, de fontes de energia limpa e renovável.

Estas redes devem efetivamente ajudar na modernização dos sistemas de potência, que atualmente são tipicamente implementados em correntes alternadas, incluindo geração, transmissão e distribuição de energia elétrica.

Entretanto, o interesse em corrente contínua para implementar sistemas de redes de distribuição ativa tem aumentado nos últimos anos [19-25], devido especialmente à necessidade de melhorar o desempenho (eficiência, custo, confiabilidade, ocupação de espaço, etc) e a disponibilidade dos dispositivos de eletrônica de potência com melhor desempenho e menor custo.

Neste contexto, ao longo deste capítulo, será realizada uma breve revisão das microrredes (redes ativas com capacidade de operação em modo de ilhamento através da utilização de TIC), apresentando as vantagens e os desafios da implementação das mesmas, principalmente com foco nas microrredes CC.

Redes em corrente CC em nível de distribuição (LVDC – *Low Voltage Direct Current*) aparecem como uma solução tecnicamente viável para várias aplicações, variando desde sistemas de energia industriais, suprimento de energia em *data centers*, fornecimento de energia em áreas remotas, fornecimento de energia com alta qualidade/confiabilidade, tecnologia veicular em prédios comerciais/residenciais [29, 30].

Contudo, apenas as redes CC bipolares serão de interesse neste trabalho, uma vez que estas apresentam baixas perdas de transmissão, capacidade de transferência de altos níveis de potência, dentre outros fatores fundamentais para os modernos sistemas de distribuição de alta qualidade [13].

## 2.2 DEFINIÇÃO DAS MICRORREDES E MICROGERAÇÕES

De um modo geral, a definição de microrrede engloba a integração de vários recursos de geração distribuída e um conjunto de cargas em uma pequena rede local (*microgrid*), formado por redes de média (MT) e baixa tensão (BT). A microrrede deve estar preparada para operar conectada na rede de distribuição principal e, em casos de falta desta, possuir a capacidade de funcionar de maneira ilhada [31].

Uma microrrede é composta de uma parte do sistema de distribuição de energia elétrica localizada à jusante da subestação de distribuição, incluindo uma variedade de tecnologias de microgeração, de unidades de armazenamento e dos consumidores (residencial, comercial e/ou industrial), com algum tipo de comunicação entre as partes envolvidas. Do ponto de vista do sistema elétrico, a microrrede pode ser considerada uma carga variável ou uma fonte de energia elétrica variável.

A microrrede assume um conjunto de cargas e/ou microgeração em um único sistema controlável, que fornece energia para a sua área local. A microrrede pode ser pensada como uma célula controlada do sistema de energia. Por exemplo, esta célula pode ser controlada como uma única carga despachável, que pode reagir, em segundos, para satisfazer as necessidades do sistema de transmissão/distribuição. Para o consumidor, a microrrede pode ser projetada para cumprir as suas necessidades, tais como aumentar a confiabilidade do fornecimento local ou oferecer funções de alimentação ininterrupta na falta da rede principal [31-33].

A implantação das microrredes nos sistemas de distribuição de energia elétrica apresenta algumas vantagens, tanto do ponto de vista da transmissão/distribuição quanto do consumidor, tais como [34]:

- Redução nas perdas de transmissão e distribuição;
- Redução no custo do sistema de transmissão;
- Redução de picos de demanda;
- Menor impacto ambiental das microgerações;
- Possibilidade de gerar energia elétrica renovável;
- Melhoria na qualidade de energia elétrica da rede;
- Aumento da confiabilidade do sistema como um todo;
- Aumento de reserva de energia;
- Aumento da capacidade do sistema como um todo;

- Possibilidade de fornecer serviços ancilares (controle de frequência, de tensão e suporte de reativo na rede);
- Modernização do sistema elétrico.

Como as microgerações estão localizadas próximas ao consumidor final haverá a redução na distância necessária para a energia elétrica percorrer. A consequência direta deste fato é a redução das perdas de transmissão e de distribuição. Ainda, as gerações distribuídas podem colaborar com a melhoria no perfil da tensão no sistema de distribuição, ajuste de frequência e melhoria no suporte de reativo na rede (serviços ancilares). As redes de distribuição, no entanto, não poderão mais ser passivas e seu controle deverá da mesma forma, ser ativo e distribuído.

A estabilidade do sistema não estará, então, somente dependente dos operadores regionais e nacionais do sistema, mas também nas unidades de geração distribuída. Contudo, os operadores deverão também apresentar estratégias de colaboração para a melhoria dinâmica.

Por outro lado, existem alguns desafios a serem superados na implantação das microrredes, dentre os quais se destacam:

- Elevados custos das tecnologias de microgeração;
- Padronização das microrredes (ainda em aberto na maioria dos países);
- Limitações técnicas;
- Estudos confiáveis de implementação de uma microrrede;
- Falta de legislação e regulamentação das microrredes;
- Comunicação e gerenciamento de alto desempenho entre diversos estágios do Sistema Elétrico de Potência.

Atualmente, um dos grandes gargalos para a disseminação das gerações distribuídas e das microrredes reside no elevado custos das tecnologias de microgeração. Pelo fato de serem, em sua maioria, relativamente novas e em desenvolvimento, o dispêndio na aquisição e instalação de uma fonte de microgeração ainda é elevado. Porém com as pesquisas de novas soluções e melhorias das atuais, produção em escala industrial e incentivos governamentais, espera-se que este custo se reduza em um futuro breve e as microgerações se tornem economicamente viáveis.

No que concerne às limitações técnicas, ainda não se tem conhecimento de como será o gerenciamento e a operação de grandes quantidades de microgerações e veículos elétricos *plug-and-play* conectados à rede de distribuição. No entanto, grandes esforços estão

sendo realizados por pesquisadores e estudiosos em muitos países, no intuito de diminuir este obstáculo [12, 35-38].

As soluções que serão apresentadas para gerenciamento das microrredes necessitam de aplicações em tempo real para tratar de questões como a monitoração, controle e proteção, exigindo tecnologia de comunicação e informação, funcionando de maneira adequada.

Existem algumas maneiras de se implementar uma microrrede, no que diz respeito à arquitetura e a tecnologia, a qual irá depender de como a mesma será aplicada. De maneira geral, a microrrede pode ser comunitária/da distribuidora, comercial/industrial/residencial, institucional/campus universitário/hospital, um sistema isolado, um sistema militar, entre outros.

A Figura 3 apresenta um exemplo de uma microrrede que pode ser instalada em um prédio comercial ou residencial. No caso de ser uma microrrede com barramento em CC, para realizar a interface entre esta e a rede de distribuição principal, haverá a necessidade de conversores estáticos de potência, assim como entre as microgerações/cargas e a microrrede.

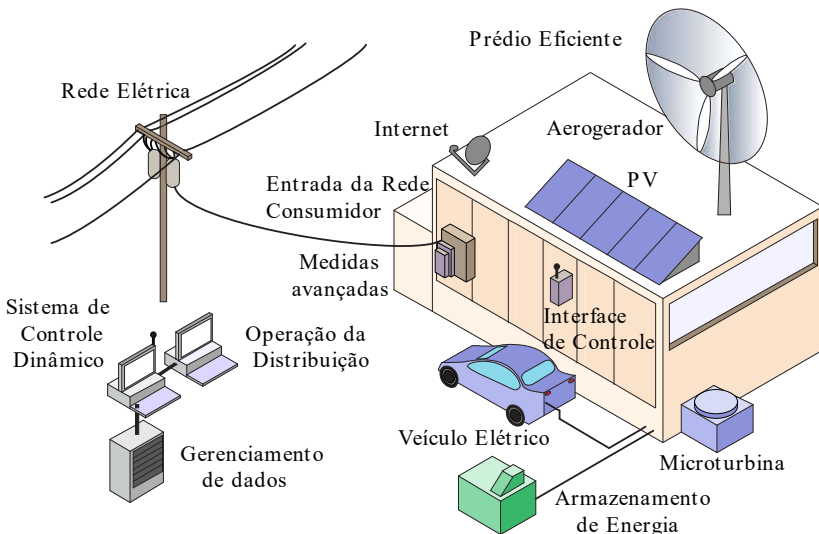


Figura 3 – Microrrede em um prédio.

Alguns estudos recentes sobre microrredes estão sendo realizados nas mais diversas instituições de pesquisas, e parte destes estão apresentados em [11]. A empresa *Navigant Research* identificou até o quarto quadrimestre de 2015 no mundo 1.437 projetos de microrredes,

representando aproximadamente 13,40 GW, em operação, em desenvolvimento e em fase de proposta. Cabe ressaltar que este estudo da Navigant contempla microrredes com características muito diferentes entre si, bem como redes sem capacidade de operação ilhada. Dentre várias, como exemplos, podem ser citadas as seguintes microrredes:

- *Sendai Project*, no Japão;
- *Bronsbergen Holiday Park Microgrid*, na Holanda;
- *The Residential Microgrid of Am Steinweg*, na Alemanha;
- *Kythnos Island Microgrid*, na Grécia;
- *CESI RICERCA DER Test Microgrid*, na Itália;
- *Aichi Microgrid Project*, no Japão;
- *Kyoto Eco-Energy Project*, no Japão;
- *University of Manchester Microgrid*, no Reino Unido;
- *The CERTS Testbed*, nos Estados Unidos.

Este segmento da área de energia é um mercado que gira em torno dos 4,3 bilhões de dólares atualmente, mas que poderá chegar às cifras de 20 bilhões de dólares em 2020, em um cenário conservador e em torno dos 40 bilhões de dólares em um cenário mais agressivo [39].

Em âmbito nacional, algumas concessionárias de energia vêm estudando os impactos da inclusão das microrredes e/ou microgeração na rede de distribuição. Como no caso da CEMIG (Centrais Elétricas de Minas Gerais), da COPEL (Companhia Paranaense de Energia), da Eletrobrás (Centrais Elétricas Brasileiras), da CPFL Energia (Companhia Paulista de Força e Luz), Centrais Elétricas Light, entre outras [40, 41].

Em nível de implementação prática de microrredes no Brasil, já existe uma pesquisa coordenada pela Fundação Certi (Centro de Referência em Tecnologias Inovadoras) em parceria com a Universidade Federal de Santa Catarina, com aporte financeiro da empresa Tractebel Energia. O objetivo da pesquisa é criar ferramentas para viabilizar as (micro)redes elétricas inteligentes em diversos aspectos desta tecnologia. Nestes se incluem: sistemas de conversores estáticos, controle de microfuentes, controle de sistema de armazenamento, utilização e avaliação de barramentos CA (60 Hz) e CC na mesma rede, equipamento de conexão/reconexão com capacidade de controle de inversores e conversores CC distribuídos na microrrede, proposta e implementação de técnica de *droop* para rede híbrida (CA+CC), implementação de rede de comunicação, sistema de controle central da microrrede, sistema de despacho otimizado de energia da microrrede, funcionalidades para operação conectada e ilhada, técnicas de detecção





distribuída e sistema de armazenamento, estabelecendo assim procedimentos, definir equipamentos e dispositivos capazes de promover um ilhamento forçado ou em caso de interrupção.

### 2.3 MICRORREDE CC

Com o conceito da microrrede consolidado, discutem-se os modos de implementá-la de maneira eficiente e confiável. No que tange à forma de distribuir a energia, muito se tem pesquisado considerando qual é a melhor maneira de operar uma microrrede, em corrente alternada (CA), corrente contínua (CC) ou híbrida (CA + CC) [13, 44-46].

A Figura 5 apresenta duas possibilidades para a instalação de uma microrrede em uma residência, podendo ser em corrente alternada, conforme mostrado na Figura 5(a), ou em corrente contínua, conforme mostrado na Figura 5(b). Observa-se que há uma grande quantidade de equipamentos que podem ser alimentados diretamente em corrente contínua, caso das televisões, computadores, sistemas de iluminação, etc.

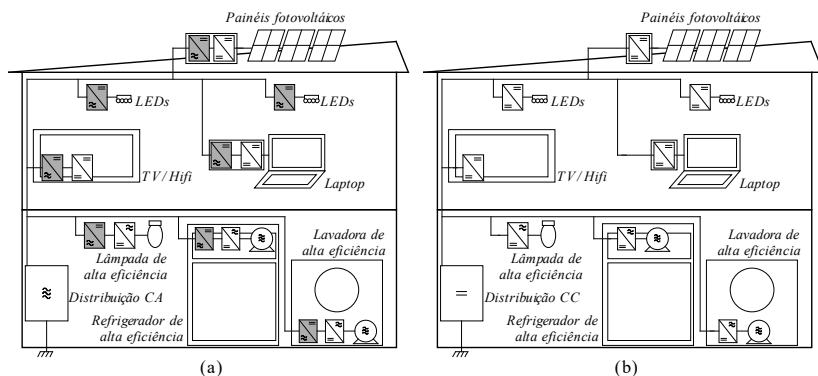


Figura 5 - Configurações de uma Microrrede Residencial [13]: (a) Corrente Alternada; (b) Corrente Contínua.

A concepção da microrrede apresentada neste exemplo pode ser facilmente estendida para uma comunidade, com residências, unidades comerciais e industriais ou até mesmo um sistema isolado ou um campus universitário.

Inicialmente, a ideia de microrredes surgiu com base em CA e vários projetos pilotos estão sendo testados mundialmente nesta tecnologia [11, 13, 28]. No entanto, devido às experiências bem sucedidas com a transmissão HVDC (*High Voltage Direct Current*) e

graças ao desenvolvimento tecnológico dos conversores estáticos de potência nas últimas décadas, a distribuição de energia elétrica em corrente contínua ganha importância novamente [13].

De acordo com estudos apresentados em [13, 18, 24, 25, 44, 47-54], as redes de distribuição em CC proporcionam algumas vantagens relevantes sobre redes CA, principalmente em se tratando de geração distribuída/microgerações, dentre as quais:

- Menores perdas com cargas CC [48];
- Maior capacidade de distribuição de energia para uma mesma linha [49];
- Menor número de conversões CA-CC nas cargas;
- Menor número de conversões CC-CA nas unidades de fontes para cogeração;
- Inexistência de correntes reativas;
- Controle apenas do nível de tensão, não sendo necessário o controle da frequência e sincronismo;
- Maior facilidade de interconexão de sistema de armazenamento de energia;
- Flexibilidade quanto à expansão da rede;
- Maior grau de segurança para os seres humanos.

Com relação ao primeiro item, em [48] é apresentado um estudo comparativo do ponto de vista de perdas no sistema e pode ser visualizado na Figura 6. Comparando uma rede CA com uma CC e considerando o rendimento médio dos conversores CC-CC (interface carga-rede) de 95%, as perdas na rede CA se tornam maiores quando há mais de 60% de cargas CC sendo alimentadas por esta rede. Esta taxa apresenta variação inversamente proporcional ao rendimento dos conversores CC-CC.

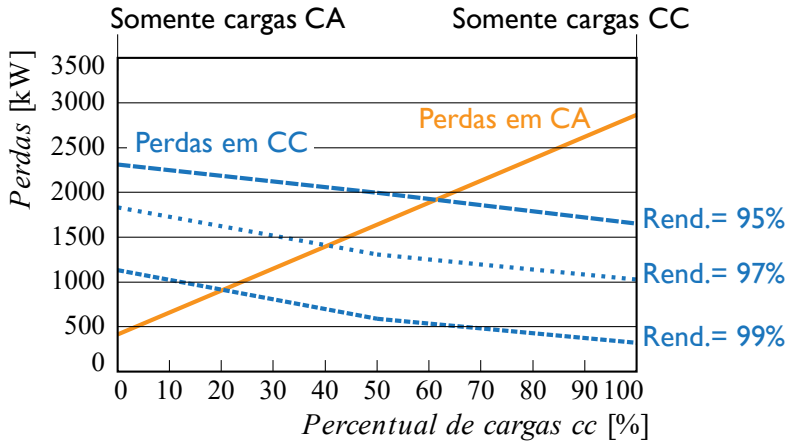


Figura 6 – Comparação de perdas em uma rede CA e CC [13, 48].

Conforme abordado anteriormente, atualmente há um enorme número de cargas que são alimentadas em CC e nos últimos anos é verificado o crescente aumento da taxa de equipamentos alimentados em CC. Para se ter uma ideia, em 2002 já havia mais de 6 bilhões de fontes chaveadas em uso no mundo [13]. Atualmente, estes equipamentos fazem uso de um retificador para a interface com a rede CA e, eliminando este conversor, aumenta-se a eficiência do sistema. Outro ponto importante a se observar é que a grande maioria dos conversores estáticos utilizados em acionamentos de média e alta potência necessita de alimentação em corrente contínua.

De maneira lógica, o estudo comparativo apresentado em [48] mostra que um sistema de distribuição com cargas predominantemente em CC se favorece de uma distribuição em corrente contínua e, do mesmo modo, a analogia se aplica para o sistema CA. Percebe-se que o grau de inserção do tipo de cargas e o rendimento dos conversores é o que determina qual dos dois sistemas terão menores perdas.

Portanto, caso as cargas alimentadas em CC sejam predominantes sobre as cargas alimentadas em CA e o rendimento de conversão dos conversores estáticos CC-CC seja tipicamente alto (>95%), justifica-se o uso de uma rede em corrente contínua, pois será observada uma melhor eficiência. Ainda, não se deve esquecer que as microgerações como célula a combustível, solar fotovoltaica, e os sistemas de armazenamento, como baterias (bancos ou veículos elétricos), etc, são naturalmente em CC. Mesmo as fontes de microgeração típicas em CA, como sistemas eólicos, apresentam frequência variável, necessitando de um conversor para conexão tanto com a rede CA quanto com a rede CC.

Para corroborar o estudo apresentado em [48], algumas medidas realizadas em [18] apontam que a maioria dos equipamentos nas residências atuais pode ser alimentada em CC. Já a referência [55] mostra que várias cargas foram ensaiadas e modeladas para utilização em uma rede CC, como reatores eletrônicos, lâmpadas, computadores, monitores, fornos elétricos, etc.

No intuito de reforçar a proposição do uso da rede em CC, outro ponto importante é a maior capacidade de distribuição de energia que uma mesma linha de distribuição CC apresenta frente a CA. Em [49] é apresentado um estudo comparativo de capacidade de transmissão das redes CA diante das redes CC unipolar e bipolar (2 e 3 fios respectivamente). Este estudo é sumarizado na Figura 7 e nota-se que a capacidade de distribuição de potência de uma rede CC (unipolar ou bipolar) supera em muito a de uma rede CA.

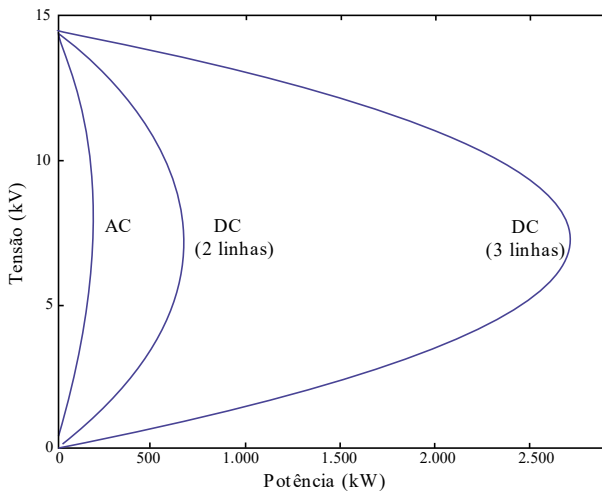


Figura 7 – Capacidade de distribuição das redes CA e CC [49].

Quando se trata de mudança de concepção, deve-se sempre buscar um grau de segurança elétrica igual ou maior que o atual. Neste contexto, sabe-se desde o século 19, quando Thomas Edison defendia a distribuição de energia elétrica em corrente contínua, que esta apresenta menores riscos para as pessoas no tocante a tolerância da circulação de corrente pelo corpo humano [56]. A Tabela 1 apresenta as reações dos seres humanos à circulação de corrente.

Tabela 1 – Reações humanas à circulação de corrente [56].

<b>Efeito no Corpo</b>	<b>CC (0Hz)</b>	<b>CA (60 Hz)</b>	<b>CA (10 kHz)</b>
<b>Sensação leve na mão</b>	Homem=1,0 mA Mulher=0,6 mA	Homem=0,4 mA Mulher=0,3 mA	Homem=7,0 mA Mulher=5,0 mA
<b>Limitação para percepção</b>	Homem=5,2 mA Mulher=3,5 mA	Homem=1,1 mA Mulher=0,7 mA	Homem=12,0 mA Mulher=8,0 mA
<b>Dor, porém com controle voluntário</b>	Homem=62,0 mA Mulher=41,0 mA	Homem=9,0 mA Mulher=6,0 mA	Homem=55,0 mA Mulher=37,0 mA
<b>Dor, porém sem controle voluntário</b>	Homem=76,0 mA Mulher=51,0 mA	Homem=16,0 mA Mulher=10,5 mA	Homem=75,0 mA Mulher=50,0 mA
<b>Dor severa, com dificuldade respiratória</b>	Homem=90,0 mA Mulher=60,0 mA	Homem=23,0 mA Mulher=15,0 mA	Homem=94,0 mA Mulher=63,0 mA
<b>Possível fibrilação após 3 segundos</b>	Homem=0,5 A Mulher=0,5 A	Homem=0,1 A Mulher=0,1 A	

No entanto, para implementação de microrredes em CC, existem vários aspectos que carecem de avaliação profunda, como [13, 57]:

- Necessidade de estudos de confiabilidade das redes em corrente contínua;
- Necessidade de estudos para desenvolvimento de tecnologias para a proteção de sistemas CC;
- Necessidade de estudos de métodos adequados de aterramento;
- Necessidade de estudos para adequar a rede com fluxo bidirecional de potência, fato que acontecerá em pontos da rede de distribuição;
- Necessidade de estudos dos efeitos de campos eletromagnéticos gerados por correntes contínuas no ambiente de instalações elétricas.
- Necessidade de estudos acerca dos conversores estáticos de potência a serem utilizados.

Por outro lado, a distribuição em corrente contínua apresenta algumas desvantagens se comparada à distribuição em corrente alternada, dentre as quais podem ser citadas:

- Grande dificuldade de se interromper uma corrente contínua;
- Utilização de conversores estáticos no lugar de transformadores, levando tipicamente à redução de confiabilidade;

- Mudança de conceito, que perdura por mais de um século, levando à necessidade de substituição de equipamentos em larga escala.

Com relação ao último tópico, deve-se ficar claro que a intenção não é substituir as redes CA atuais por redes CC, mas implementar distribuição ou microrredes locais em corrente contínua com microgeração, de maneira que estas venham a trazer alguma melhoria ou benefício para o sistema elétrico.

Devido à inviável utilização direta de transformadores em sistemas CC, necessita-se o uso de conversores estáticos de potência do tipo CC-CC, elevando assim os custos iniciais de implantação de uma microrrede CC. Ainda, se comparados aos transformadores, estes conversores apresentam menor confiabilidade.

Quanto à dificuldade em se interromper correntes contínuas, vários fabricantes já possuem dispositivos de proteção (disjuntores e fusíveis) adequados [58, 59] e as iniciativas de pesquisa neste tópico se avolumam [9, 60-65]. Ainda, existem algumas técnicas para limitar a corrente de falta via conversores estáticos de potência.

Contudo, as vantagens da construção de uma microrrede em CC ante uma microrrede CA parecem superar as desvantagens, no que concerne a eficiência energética, a controlabilidade do sistema e a segurança para os seres humanos. Deste modo, o foco deste trabalho é direcionado para o estudo de microrredes em corrente contínua.

Atualmente poucos exemplos de implementação de microrredes em corrente contínua podem ser citados, pois a grande maioria se encontra em laboratórios de pesquisas, em escala reduzida, como em [66]. Porém, alguns exemplos práticos têm surgido, caso da empresa Nextek Power Systems, que está implementando no campus universitário da Wayne State University, o projeto *NextEnergy Center DC Microgrid* [67] na cidade de Detroit, nos EUA. A ideia é empregar a tensão contínua de 24 V para iluminação e ventiladores e a tensão de 380 V para as cargas que demandam maior potência, caso do *data center*. A microgeração ficará a cargo de painéis fotovoltaicos e o sistema de armazenamento de energia será realizado por baterias. A tensão de 24 V tem sido preferida para a aplicação em iluminação no interior dos prédios.

Outro exemplo de microrrede em CC se encontra no campus universitário da Xiamen University, localizada na China, cujo nome do projeto é *The Xiamen University Direct-Current Microgrid*. Este é o primeiro projeto de microrrede em corrente contínua da China. O sistema funciona de forma parecida com o caso anterior, onde as cargas mais pesadas, como condicionadores de ar, veículos elétricos, *data*

*center*, etc são alimentadas em 380 V e na iluminação é empregada a tensão de 24V. Existem painéis fotovoltaicos instalados sobre o telhado de um prédio com potência de 150 kWp. O sistema de armazenamento de energia se dá através de baterias.

### 2.3.1 Microrrede CC Bipolar

Uma vez apresentados os benefícios de se implementar uma rede CC, serão agora discutidas algumas possibilidades de implementação da mesma, como a configuração e os possíveis níveis de tensões a serem aplicados.

No que diz respeito à configuração a ser utilizada em uma microrrede CC, basicamente, há duas formas de implementá-la em baixa tensão (BT), unipolar ou bipolar. Neste trabalho, será considerada como BT em CC tensões até 1.500 V, conforme norma NBR IEC 61643-1 e NBR5410.

Uma rede unipolar é formada por um único barramento, utilizando-se dois fios, que alimenta as cargas ou recebe a energia das fontes de microgeração. Na grande maioria dos estudos apresentados até o momento na literatura, a rede unipolar é a mais utilizada, conforme [18, 19, 21, 51, 53, 68-74]. Esta configuração de rede já vem sendo empregada há algum tempo, principalmente em *data centers* e em sistema de telecomunicações [51, 75, 76].

Na rede bipolar existem dois barramentos, com três condutores disponíveis, onde são conectadas as cargas em um dos barramentos ou utilizando ambos, em caso de cargas com potência elevada [13, 24, 25, 77-84]. A vantagem da implementação de uma microrrede bipolar se comparada com uma unipolar reside no fato que as perdas de transmissão são reduzidas, pois as linhas conduzem metade da corrente para uma mesma carga. A consequência direta deste fato é que a área de cabo pode ser reduzida, diminuindo assim o custo de construção da microrrede. Alguns trabalhos [19, 25] mostram que a rede bipolar é capaz de trazer alguns benefícios, como menor custo de manutenção e reparo, menor investimento inicial, dentre outros, sendo com isto, para determinadas aplicações como distribuição industrial, *datacenters*, *green buildings*, aviões e etc, ser economicamente vantajoso frente à unipolar.

É possível comparar o sistema CC bipolar com um sistema CA trifásico e um sistema CC unipolar a um sistema CA monofásico. Há algumas décadas são conhecidas as vantagens do sistema CA trifásico frente ao sistema CA monofásico no que se refere à transmissão/distribuição de energia. Ainda, conforme apresentado na

Figura 7, a capacidade de distribuição de energia elétrica em uma rede CC bipolar é aumentada se comparada com uma rede CC unipolar [48]. Deste modo, será adotada neste trabalho uma microrrede CC bipolar.

A fim de implementar a mesma, existem diferentes possibilidades com relação ao nível de tensão a ser utilizado na rede bipolar, dentre os quais se destacam na literatura [13, 77, 81]:  $\pm 750$  V,  $\pm 400$  V,  $\pm 380$  V,  $\pm 320$  V,  $\pm 170$  V.

A Figura 8 apresenta uma possível configuração para a microrrede CC bipolar com tensão de saída em  $\pm 320$  V. Nota-se que na entrada da microrrede haverá a necessidade de um conversor CA-CC (retificador) com fluxo bidirecional de potência.

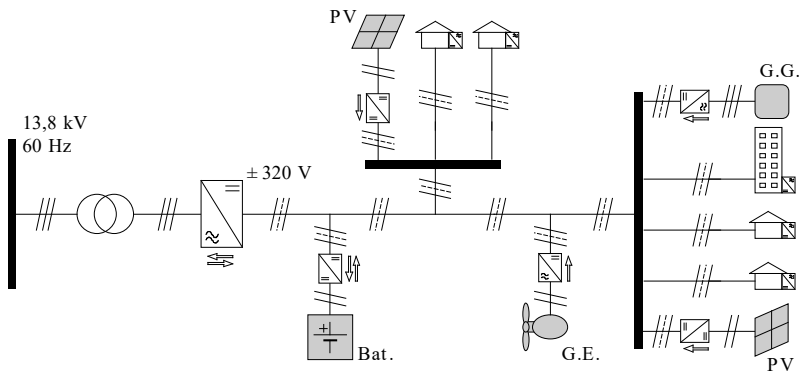


Figura 8 – Possível configuração da Microrrede CC bipolar.

A tensão de  $\pm 750$  V apresenta como principal vantagem as menores perdas de distribuição e a possibilidade de redução de área dos cabos para implementação. Outra vantagem deste nível de tensão é a aplicação onde se empregam as normas européias [19]. Porém este nível de tensão causa tensões mais perigosas para os seres humanos em caso de falta de um terminal a terra [13]. Esta tensão tem sido preferida na implementação de sistemas de distribuição em corrente contínua [77, 85]. Ainda, como o nível de tensão é elevado, as atuais cargas com estágio CC em geral não podem ser conectadas diretamente ao barramento, necessitando de um conversor estático de potência.

Outro nível de tensão para implementação da microrrede CC bipolar é  $\pm 380$  V. Aqui, cabe uma breve explanação sobre este valor de tensão. O nível de tensão de 380 V tem sido o preferido por muitos pesquisadores [72, 86, 87] e pela Emerge Alliance, uma associação aberta com mais de cem empresas que tem trabalhado no desenvolvimento de padrões para a adoção de distribuição de energia em



CC, como prédios comerciais/residenciais, indústrias, *data centers*, etc. Ainda, as empresas envolvidas vêm desenvolvendo produtos comerciais aplicados para a distribuição em CC, como conversores de potência, disjuntores em CC, conectores para padrão CC, fusíveis, medições elétricas em CC, dentre outros.

Este valor de tensão tomou força nos últimos anos para a implementação local de uma rede elétrica em nível de distribuição ou de uma microrrede em CC, especialmente por apresentar ótimo rendimento, pela simplicidade (baixo custo) de fabricação dos conversores conectados neste nível de tensão [72, 86] e por se apresentar como uma solução global de baixo custo.

Desta forma, existem alguns exemplos de implementação prática de distribuição em CC a dois fios (unipolar), como o *data center* do Lawrence Berkeley National Laboratory, onde foi comprovado que o consumo de energia ficou entre 10% a 15% menor se comparado com a rede CA [88]. Ainda, existem outros *data centers* espalhados pelo mundo de empresas com o mesmo nível e forma de tensão, podendo ser citadas a Nextek, SAP, Intel, Duke Energy, Universidade da Califórnia, France Telecom, NTT Group, China Mobile, China Telecom, European Telecom, North American Telecom, Taiwan IT, New Zealand Telecom, etc [89].

Outro exemplo interessante de distribuição local CC unipolar em 380 V é a fábrica de montagem da Ford Motor em Michigan, Estados Unidos [89]. A Figura 9 apresenta a configuração da rede elétrica, o sistema de armazenamento de energia e a microgeração a partir de painéis solares. Percebe-se que a distribuição em CC ficou restrita a um prédio da fábrica e que o nível de tensão para a iluminação interna é de 24 V. Portanto, a fábrica possui uma rede elétrica híbrida.

Neste nível de tensão os conversores CC-CC apresentam menores perdas de comutação se comparados com os que utilizam a tensão de  $\pm 400$  V. Nestes dois casos, os atuais equipamentos que fizeram uso de retificadores com correção do fator de potência podem ser conectados diretamente ao barramento, sem a necessidade de modificações.

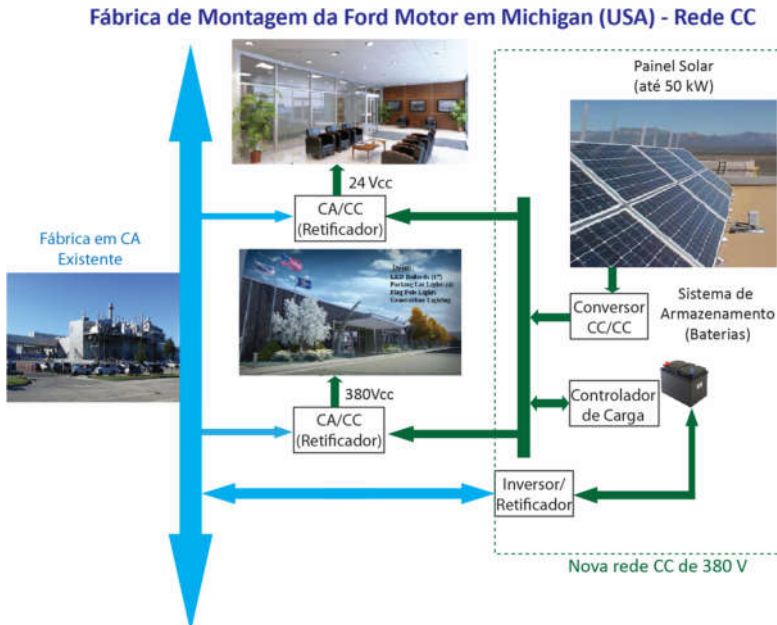


Figura 9 – Exemplo de distribuição local em CC.

Deve ficar claro que estes exemplos não são microrredes com todas as funcionalidades destas, mas sim exemplos de distribuição local em CC. No entanto, este é o primeiro passo para as futuras implementações práticas das microrredes em corrente contínua, uma vez que utilizando esta forma de distribuição, busca-se a melhor compreensão do funcionamento desta, a fim de tornar tais redes mais eficientes e inteligentes e assim poder finalmente operar como uma microrrede. Exemplos de implementação de microrredes que empregam CC e que utilizam a tensão de 380 V foram apresentados ao final das seções anteriores (exemplos nacionais e internacionais), com arquitetura unipolar.

Outra solução seria a implementação da rede em  $\pm 320$  V, com características semelhantes a rede de  $\pm 380$  V, porém com perdas de distribuição maiores. Por outro lado, as cargas que hoje utilizam a rede elétrica CA com valores eficazes de 220-240 V, podem ser conectadas diretamente na configuração de  $\pm 320$  V.

Já a rede bipolar em  $\pm 170$  V apresenta as maiores perdas de distribuição dentre os níveis de tensão citados, elevando muito os níveis de corrente.

Considerando as questões de segurança, aterramento do sistema, aplicação em geração distribuída e eficiência, a referência [90] mostra que os níveis de tensão em CC recomendados variam de 300 V até 420 V.

Levando em conta tudo isto, neste trabalho, o foco inicial de estudo será a implementação de uma microrrede em  $\pm 380$  V, devido às vantagens e tendências mundiais por este nível de tensão citadas anteriormente.

Deve ficar claro que a escolha do nível de tensão empregada precisará ser realizada com base em análises técnico-econômicas e de segurança. As perdas de distribuição são dependentes dos níveis de tensão, rendimento dos conversores empregados, grau de inserção de cargas CC, quantidade de fontes distribuídas e as distâncias envolvidas, conforme apresentado ao longo desta seção. Esta mesma avaliação pode ser estendida para a escolha da topologia bipolar ou unipolar.

## 2.4 CONCLUSÃO

Tem se notado nos últimos anos um grande interesse em melhorias no sistema de transmissão e distribuição de energia elétrica, no que diz respeito à eficiência, qualidade da energia, confiabilidade, inserção de fontes renováveis e limpas, dentre outros. Neste propósito é que as microrredes (*microgrids*) e as redes inteligentes (*smart grid*) se incluem.

Neste capítulo, verificaram-se vários benefícios que as microrredes podem trazer aos sistemas atuais de distribuição e de transmissão de energia elétrica. Ainda, foram apresentadas algumas maneiras de implementar uma microrrede, no que diz respeito à forma de energia (CC ou CA) e às vantagens da microrrede CC bipolar em relação à eficiência energética de modernos sistemas de distribuição.

Por fim, escolheu-se o nível de tensão de  $\pm 380$  V para o estudo e implementação da microrrede CC bipolar, devido às vantagens e tendências mundiais por este nível de tensão citadas anteriormente.



### 3 CONVERSÃO ESTÁTICA PARA REDES CC BIPOLARES DE DISTRIBUIÇÃO

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Para a implementação de uma microrrede CC bipolar, faz-se necessário o uso de conversores estáticos de potência CA-CC, os quais farão a interligação entre a rede de distribuição CA e a microrrede CC. Estes conversores também são conhecidos como retificadores. Como há a possibilidade de inclusão de microgeração na rede CC e a consequente exportação de energia desta para a rede CA, as estruturas destes retificadores devem ser bidirecionais em potência.

Portanto, o intuito deste capítulo é apresentar a escolha da estrutura do conversor CA-CC bidirecional a ser utilizado na implementação de uma rede CC, baseado principalmente na eficiência global<sup>1</sup> da mesma. Também serão apresentados os conversores CC-CC que poderão fazer parte de uma microrrede bipolar e suas funções na mesma, uma vez que a utilização e a escolha destes impactam consideravelmente nos níveis de eficiência atingidos.

#### 3.2 CONVERSORES DE POTÊNCIA PARA A REDE BIPOLAR

A configuração dos conversores estáticos de potência nas futuras redes de distribuição ativas CC bipolares terá influência nas funções desempenhadas por tais redes e também na eficiência global da conversão e da distribuição.

Algumas características são importantes na implementação de uma rede CC bipolar através de conversores de potência. Da mesma forma, diferentes aplicações exigem funções específicas a serem incluídas no sistema. A lista preliminar de características relevantes para os dispositivos de conversão inclui:

- Função de conversão de energia básica, ou seja, um retificador deve gerar CC à partir de CA;
- Bidirecionalidade em fluxo de potência;
- Eficiência na conversão (baixas perdas);

---

<sup>1</sup> Eficiência global do sistema, neste trabalho, leva em conta as perdas dos conversores e dos cabos para alguns cenários específicos de operação da microrrede em estudo. No entanto, é sabido que análises em vários cenários são necessárias para obter um estudo completo de eficiência energética do sistema, especialmente dos conversores.

- Capacidade de incorporar diferentes funções para o sistema;
- Capacidade de impor correntes de alta qualidade;
- Volume total e peso;
- O volume e peso dos componentes passivos, incluindo filtros de EMC (*Electromagnetic Compatibility*);
- O custo do sistema completo;
- Confiabilidade;
- Segurança elétrica e aterramento;
- Complexidade.

Como a avaliação de todas estas características leva a tarefas altamente desafiadoras, este trabalho se limita a avaliar as perdas dos semicondutores de potência dos conversores estáticos que serão apresentadas nesta seção, mais as perdas dos cabos empregados para implementação da microrrede CC.

Portanto, esta seção tem por objetivo apresentar os conversores para implementar redes de distribuição ativa CC bipolar e, com isto, realizar comparações teóricas e práticas no que se refere às perdas gerais no sistema. O escopo desta seção está limitado à análise de retificadores PWM (*Pulse-Width Modulation*) bidirecionais, que parecem adequados para alta eficiência, qualidade de energia e operação de rede confiável com base na ampla utilização industrial de tais retificadores. Ainda, serão analisados alguns conversores CC-CC que poderão fazer parte da microrrede.

As principais funções do(s) conversor(es) na rede de distribuição CC podem ser citadas como:

- Controlar o fluxo de potência;
- Regular a tensão de barramento total;
- Criar o balanço parcial das tensões de barramento;
- Garantir correntes senoidais no lado CA;
- Promover o equilíbrio de correntes nos três condutores no lado CC;
- Fornecer potência reativa para a rede do lado CA, se necessário;
- Operar como filtro ativo, se necessário.

A Figura 10 apresenta uma arquitetura generalizada da rede bipolar de tensão CC a partir da rede trifásica CA, seguida de um retificador bidirecional e um balanceador de tensão<sup>2</sup>. Ainda, percebe-se

---

<sup>2</sup> Conversor capaz de criar dois barramentos a partir de um. Dispositivo capaz de equilibrar as tensões em ambos os barramentos da rede bipolar.

que a linha bipolar é composta por três condutores que transmitem energia para/das cargas/fontes distribuídas.

Como as cargas/fontes de microgeração podem apresentar potências desequilibradas, balanceadores de tensão (VB – do inglês *Voltage Balancer*) [19, 24, 25, 80] e/ou redistribuidores de corrente<sup>3</sup> (CR – do inglês *Current Redistributor*) [91] podem ser empregados para equilibrar tensões parciais do barramento e/ou as correntes das linhas de alimentação no lado CC, conseqüentemente reduzindo as perdas.

A partir da Figura 10 podem ser geradas algumas possibilidades de conversores para a construção da rede CC bipolar.

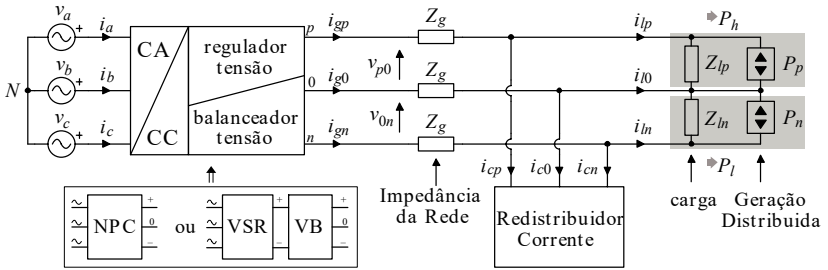


Figura 10 - Configuração da rede de distribuição CC.

Deve-se salientar que nem todos os blocos funcionais apresentados na Figura 10 são necessários para gerar uma rede CC bipolar. Além disso, alguns tipos de conversores são capazes de fornecer mais de uma função para a rede. Por exemplo, um retificador três níveis trifásico a três fios é capaz de gerar duas tensões na saída CC, o que poderia alimentar diretamente uma rede bipolar desde que a carga seja equilibrada ou limitada em uma faixa de desequilíbrio, como será visto no próximo capítulo. Em tal situação, um balanceador de tensão não se faz necessário. Isto é levado em conta na análise a seguir, onde as diferentes características dos conversores considerados serão avaliadas.

Diferentes topologias de conversores são capazes de implementar os três blocos funcionais (retificador, balanceador de tensão e redistribuidor de corrente) incluídos na Figura 10. Entretanto, somente algumas topologias são largamente empregadas em sistemas de alta potência, devido à comprovada eficiência, custo e confiabilidade.

Para o bloco CA-CC (retificador), como se deseja fluxo bidirecional de potência e alto fator de potência no lado CA, é

<sup>3</sup> Conversor que tem a função de manter o equilíbrio das correntes no barramento positivo e negativo, mantendo a corrente no ponto central (0) igual a zero, diminuindo as perdas nos cabos e otimizando a eficiência da microrrede CC bipolar.

comumente apresentado na literatura o conversor VSR (*Voltage Source Rectifier*) a dois níveis e o conversor NPC (*Neutral Point Clamped*) a três níveis, conforme [92, 93]. Atualmente, são estes dois os mais difundidos conversores trifásicos PWM bidirecionais empregados na indústria.

Quanto à aplicação em rede CC bipolar, da mesma maneira, o conversor VSR dois níveis (VSR-2L) e conversor NPC três níveis (NPC-3L) são os mais citados na literatura para gerar as tensões dos barramentos CC, de acordo com [18, 69, 77]. A Figura 11 apresenta o conversor NPC trifásico a três níveis/fios [94, 95] e a Figura 12 apresenta o conversor VSR trifásico a dois níveis e três fios no lado CA (sem neutro).

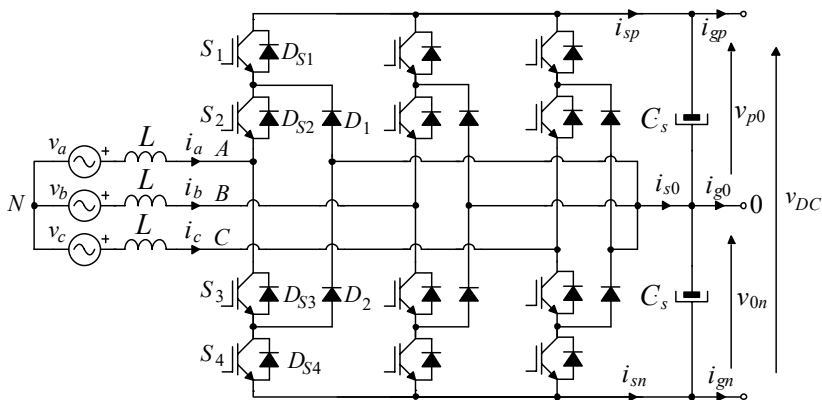


Figura 11 – Conversor NPC três fases/níveis/fios [94, 95].

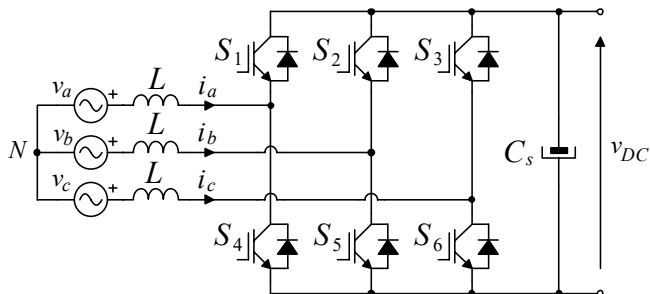


Figura 12 – Conversor fonte de tensão dois níveis (VSR-2L).

Para a rede bipolar formada com o conversor VSR-2L há a necessidade de um segundo conversor para gerar dois barramentos a partir do barramento de saída do retificador e também garantir o



equilíbrio das tensões. Este conversor será nomeado neste trabalho como balanceador de tensão (VB).

Com relação ao balanceador de tensão, [24, 77, 80] propõem a utilização de um balanceador de tensão a dois níveis, conforme pode ser visualizado na Figura 13(a) e neste trabalho esta topologia será chamada de VB-1. Em [96] foi proposto o conversor da Figura 13(b) como balanceador de tensão e neste trabalho será chamado de VB-2. Observa-se que para VB-2 a tensão de saída do retificador deverá ser maior que a tensão total do barramento CC bipolar, ou seja, a topologia sugerida funciona como um conversor abaixador (*Buck*). Uma vantagem da utilização de VB-2 perante VB-1 é que o primeiro pode prover desconexão entre o retificador e a rede CC de maneira rápida, através do interruptor  $S_3$ . Além disto, o VB-2 é capaz de realizar pós-regulação da tensão completa do barramento e não somente equilibrar as tensões parciais.

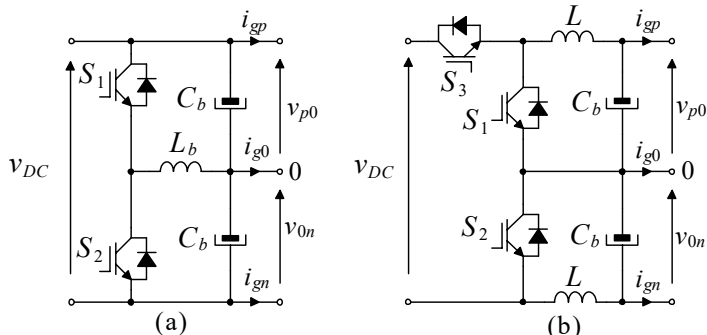


Figura 13 – Conversores para o balanceador de tensão da microrrede: (a) VB-1; (b) VB-2.

O redistribuidor de corrente para o equilíbrio das correntes dos cabos da rede CC bipolar foi introduzido em [91, 97]. A função principal de tal conversor é manter o equilíbrio das correntes no barramento positivo e negativo, mantendo a corrente no ponto central (0) igual a zero, diminuindo as perdas nos cabos e otimizando a eficiência da microrrede CC bipolar. No intuito de minizar as perdas nos cabos, este conversor deve estar localizado o mais próximo possível das cargas. Ainda, podem-se colocar vários redistribuidor de corrente, dispersos pela microrrede, próximos às cargas, minizando assim as perdas nos cabos. A Figura 14(a) apresenta uma topologia do redistribuidor de corrente que neste trabalho será chamado CR-1 e a Figura 14(b) apresenta outra possível topologia do redistribuidor de corrente que será chamado neste trabalho de CR-2.

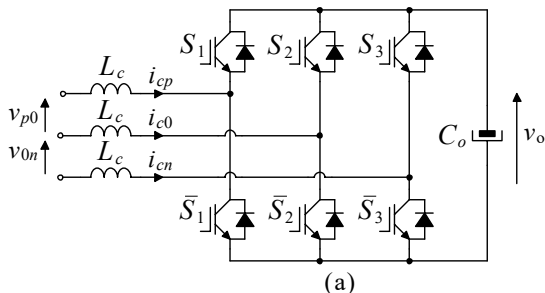


Figura 14 – Conversores para redistribuir a corrente da microrrede: (a) CR-1; (b) CR-2.

De acordo com [97] existem algumas vantagens de se utilizar o redistribuidor de corrente CR-1 ante ao CR-2, como a capacidade de contribuir na melhoria da estabilidade dos barramentos CC (amortecimento ativo) e a possibilidade de recriar o barramento bipolar para as cargas no caso de perda de um dos barramentos. Por exemplo, se um dos cabos se rompe ou é desconectado devido à atuação de alguma proteção do sistema, o redistribuidor tem a capacidade de recriar o barramento interrompido como um segundo modo de operação. No entanto, para o funcionamento adequado do redistribuidor em ambos os modos, o conversor deve alternar de maneira confiável o controle entre equilibrar as correntes e recriar o barramento e vice-versa, pois estas duas situações apresentam estratégias de controle completamente diferentes. Além disso, CR-1 pode ser conectado a um dispositivo de armazenamento em seu barramento CC no intuito de aumentar a disponibilidade de energia na microrrede e melhorar o amortecimento ativo para os circuitos equivalentes comuns e diferenciados. Portanto, o uso de tal conversor em aplicações com fornecimento de energia de alta qualidade pode ser justificada.

Definidos os retificadores trifásicos bidirecionais, juntamente com os conversores para a função de balanceador de tensão e redistribuidores de corrente, pode-se agora determinar os arranjos dos conversores para implementar a microrrede CC bipolar. As configurações dos arranjos serão apresentadas na próxima seção.

### 3.3 CONFIGURAÇÕES PARA A REDE CC BIPOLAR

Uma vez determinados os conversores a serem estudados no intuito de formar a rede bipolar CC proposta, parte-se para os possíveis

arranjos destes conversores, que serão chamados neste trabalho de configurações.

Assim, consideram-se neste trabalho as seguintes possibilidades de configurações de conversores estáticos para a rede bipolar:

- Cf-1: Retificador PWM dois níveis (VSR-2L) + balanceador de tensão VB-1;
- Cf-2: Retificador PWM dois níveis (VSR-2L) + balanceador de tensão VB-2;
- Cf-3: Retificador PWM dois níveis (VSR-2L) + balanceador de tensão VB-1 + redistribuidor de corrente CR-1;
- Cf-4: Retificador PWM dois níveis (VSR-2L) + balanceador de tensão VB-2 + redistribuidor de corrente CR-1;
- Cf-5: Retificador PWM dois níveis (VSR-2L) + balanceador de tensão VB-1 + redistribuidor de corrente CR-2;
- Cf-6: Retificador PWM dois níveis (VSR-2L) + balanceador de tensão VB-2 + redistribuidor de corrente CR-2;
- Cf-7: Retificador PWM três níveis (NPC-3L) + redistribuidor de corrente CR-1;
- Cf-8: Retificador PWM três níveis (NPC-3L) + redistribuidor de corrente CR-2.

Para melhor visualização dos arranjos dos conversores que formarão a microrrede, a Figura 15 apresenta a configuração 1 e a Figura 16 apresenta a configuração 7.

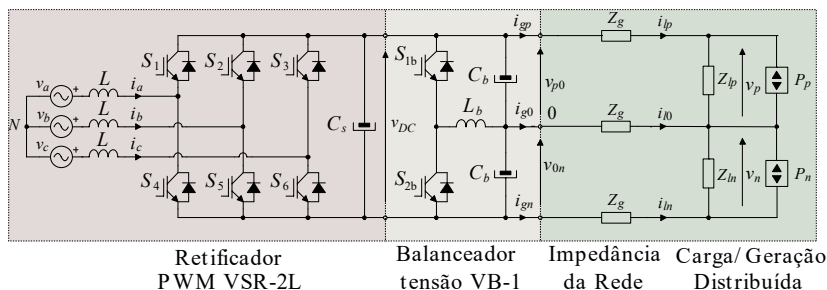


Figura 15 – Arranjos dos conversores para a configuração 1 na microrrede.

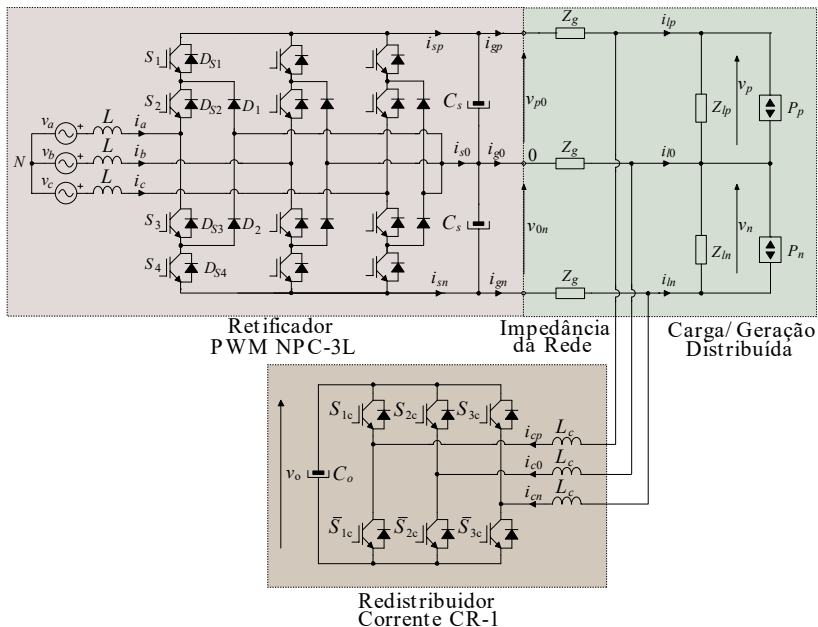


Figura 16 – Arranjos dos conversores para a configuração 7 na microrrede.

Nas configurações de 1 a 6, o retificador VSR-2L tem a função de criar o barramento total  $v_{DC}$  e garantir as correntes senoidais no lado CA, independentemente do fluxo de potência. Neste caso, há a necessidade de um balanceador de tensão para criar o barramento bipolar, ou seja, as tensões parciais  $v_{p0}$  e  $v_{0n}$  e também o balanço destas tensões, de acordo com a Figura 15.

Para as configurações 7 e 8, esta tarefa cabe ao retificador NPC-3L, tanto para criar o barramento bipolar como para garantir o alto fator de potência no lado CA, conforme pode ser visualizado na Figura 16. Para estas duas configurações, faz-se necessário um redistribuidor de corrente ou um balanceador de tensão para a situação de desequilíbrio de cargas/fontes submetidas aos barramentos parciais  $v_{p0}$  e  $v_{0n}$ . Isto se deve ao fato de que o NPC-3L é limitado em uma faixa ao qual ele consegue compensar desequilíbrio mantendo as correntes senoidais no lado CA. A vantagem do uso do redistribuidor neste caso é que este executa duas funções simultaneamente, ou seja, compensando o desequilíbrio das correntes nos cabos do barramento bipolar, habilita o retificador a manter o equilíbrio das tensões nos barramentos parciais.

Outro ponto já apresentado é que as configurações que utilizem o redistribuidor de corrente CR-1 possuem a capacidade de compensar um

cabo aberto da microrrede CC bipolar, ou seja, manter um barramento parcial funcionando.

A partir da perspectiva dos esforços dos semicondutores de potência e eficiência, a próxima seção apresentará os cenários para a análise das perdas do sistema da microrrede bipolar.

### 3.4 CENÁRIOS PARA ANÁLISE DE PERDAS DA REDE CC BIPOLAR

O projeto dos conversores CC-CC e do retificador dependem da maneira que a rede de distribuição está prevista para operar, assim como suas perdas. Deste modo, serão definidos três cenários que representam os piores casos do ponto de vista de perdas dos semicondutores de potência nos conversores e nos cabos da rede.

Visualizando a Figura 10, tem-se  $P_l$  como a potência do barramento parcial  $v_{0n}$ ,  $P_h$  a potência do barramento parcial  $v_{p0}$  e  $P_o$  a potência de saída da microrrede, que é a soma das potência  $P_l$  e  $P_h$ . Portanto, tem-se:

$$P_h = \bar{I}_{gp} \bar{V}_{p0} \quad (1)$$

$$P_l = \bar{I}_{gn} \bar{V}_{0n} \quad (2)$$

$$P_o = P_h + P_l \quad (3)$$

O desbalanço de potência, ou seja, a diferença entre a potência  $P_h$  e  $P_l$  será aqui definida como  $P_u$ , conforme a equação (4):

$$P_u = P_h - P_l \quad (4)$$

E a razão de desequilíbrio de potência  $\alpha_p$  será definida como:

$$\alpha_p = \frac{P_u}{P_o} \quad (5)$$

A rede bipolar CC é projetada para fornecer uma potência  $P_o$  nominal sob extremo desequilíbrio de potência entre os barramentos  $v_{p0}$  e  $v_{0n}$ . Deste modo, são definidos os seguintes cenários para a avaliação de perdas:

- Cenário 1(Sc-1) – Desbalanço extremo entre as cargas:

Neste cenário, há carga de potência nominal em um barramento parcial ( $v_{p0}$  ou  $v_{0n}$ ), por exemplo,  $P_h=P_o$  e  $P_l=0$ . Para este caso, a operação dos semicondutores do lado superior, tanto para os redistribuidores de corrente como para os balanceadores de tensão, representa uma condição de alto nível de carregamento com relação a

esforços de corrente. Neste cenário, o fluxo de potência é no sentido da rede CA para a rede CC, sem microgeração inserida na microrrede.

- Cenário 2(Sc-2) – Desbalanço extremo entre as cargas/fontes geração:

Neste cenário, há carga com metade da potência nominal definida em um barramento parcial ( $v_{p0}$  ou  $v_{0n}$ ), por exemplo,  $P_h = P_o/2$  e no outro barramento ( $v_{0n}$  neste exemplo) recebe energia de uma fonte na metade da potência nominal, ou seja,  $P_l = -P_o/2$ . Para esta situação, a operação dos semicondutores tanto para os redistribuidores de corrente como para os balanceadores de tensão, em ambos os lados destes conversores, processam altos valores de potência. Neste cenário, não há fluxo de potência da rede CA para a rede CC ou vice-versa, pois a energia gerada pelas microgerações é consumida pelas cargas conectadas na microrrede.

- Cenário 3(Sc-3) – Desbalanço extremo entre as fontes de geração:

Neste cenário, um barramento parcial recebe energia de uma fonte na totalidade da potência máxima, por exemplo,  $P_l = -P_o$  e  $P_h = 0$ . Em tal situação, a operação dos semicondutores do lado inferior, tanto para os redistribuidores de corrente como para os balanceadores de tensão estão fortemente sobrecarregados no tocante a esforços de corrente. Neste cenário, o fluxo de potência é no sentido da rede CC para a rede CA, sem cargas conectadas na microrrede.

### 3.5 RESULTADOS TEÓRICOS PARA AS PERDAS

Definidos os arranjos dos conversores para a microrrede e os cenários para a análise das perdas do sistema como um todo, a próxima etapa será a realização do cálculo teórico de tais perdas. Portanto, esta seção apresenta uma comparação com base na eficiência dos diferentes cenários de operações considerando as várias configurações de conversores anteriormente apresentadas.

Para a apreciação de perdas gerais da rede, foram consideradas as perdas dos componentes semicondutores para cada configuração e as perdas dos cabos condutores em função do comprimento.

A Tabela 2 apresenta os parâmetros das microrredes consideradas para os cálculos de perdas dos conversores e da rede.

Tabela 2 – Parâmetros de projeto para a rede microrrede bipolar CC.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão parcial do barramento bipolar	$v_{p0}$ e $v_{0n}$	380 V
Potência nominal de saída	$P_o$	152 kW
Temperatura ambiente máxima	$T_{amax}$	50°C
Temperatura máxima de junção semiconductor	$T_{j,max}$	125°C
Frequência de comutação conversores CC-CC	$f_{sc}$	1,25 kHz
Frequência de comutação do retificador NPC-3L	$f_{sr,NPC}$	4,0 kHz
Frequência de comutação do retificador VSR-2L	$f_{sr,VSR}$	8,0 kHz
Tensão Eficaz de Linha do lado CA	$v_{ac,rms}$	380 V
Fator de Potência de Entrada	FP	$\approx 1,0$

A referência [98] mostra de maneira teórica e prática que aproximadamente 70% das perdas em um retificador, aplicado a distribuição local em CC, concentram-se nos semicondutores. Portanto, na análise teórica, não serão computadas as perdas nos elementos passivos dos conversores, como indutores, capacitores, filtros, assim como nas fontes auxiliares de alimentação de baixa tensão dos circuitos adicionais (*drivers* para o comando dos interruptores, microprocessador e etc), pertinentes a cada conversor. Estas perdas serão computadas nos resultados experimentais que serão obtidos na sequência do trabalho.

Em se mantendo a mesma frequência de comutação em ambos os retificadores (dois e três níveis), assim como a potência e as tensões CA e CC e projetando um filtro do tipo LCL para cada retificador, obtendo as mesmas características elétricas das correntes no lado CA, o núcleo do indutor do retificador dois níveis terá, aproximadamente, peso três vezes maior, com o dobro do valor da indutância, de acordo com a referência [85]. Ainda, um filtro do tipo LCL, normalmente utilizado em aplicações em retificadores/inversores conectados com a rede elétrica, tem maiores perdas para o uso no conversor dois níveis se comparado ao filtro empregado no conversor três níveis, para obter correntes com distorções semelhantes [85, 99].

Considerando-se que as dimensões e peso dos conversores são importantes, pois estão diretamente relacionados com os custos destes, os indutores boost e os filtros do lado CA serão mantidos com valores próximos em dimensão, peso e volume. Neste sentido, a frequência de comutação do conversor VSR-2L necessita ser maior que a frequência de comutação do conversor NPC-3L [93, 95, 100]. O espectro harmônico do conversor NPC-3L apresenta componentes em frequência superiores se comparado ao conversor VSR-2L para uma dada frequência de comutação. Portanto, para manter as dimensões e peso dos componentes magnéticos no lado CA, neste trabalho, a frequência de

comutação do conversor dois níveis será o dobro da frequência de comutação do conversor três níveis.

Outro fator importante para cálculo de perdas dos semicondutores é a escolha da modulação a ser utilizada pelo retificador. Por ser uma das modulações mais conhecida na eletrônica de potência, a modulação senoidal por largura de pulsos (SPWM – do inglês *Sinusoidal Pulse-Width Modulation*) é naturalmente a primeira escolha. Outra modulação empregada industrialmente em larga escala e que também é aqui considerada para a análise de perdas é a *Space Vector Modulation* (SVM) baseada em portadoras, conforme [101]. Outras técnicas de modulação poderiam ser abordadas aqui, porém os resultados encontrados para a SPWM e a SVM são suficientes para uma análise dos sistemas de conversão considerados.

Ainda, a escolha dos transistores também está diretamente relacionada com as perdas do sistema. Para esta análise, foram escolhidos transistores e módulos de potência da quarta geração de IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) com base nos esforços de tensão e de corrente aos quais estes estão submetidos. Deste modo, os transistores selecionados foram:

- Para os conversores CC-CC (balanceador de tensão e redistribuidores de corrente) e para o retificador VSR-2L: Módulo de potência IGBT modelo FF300R12ME4 (1.200 V/300 A), do fabricante Infineon, exceto o transistor  $S_{3b}$  do balanceador de tensão VB-2.

- Para o interruptor  $S_{3b}$  de VB-2: foi escolhido com o transistor IGBT modelo FZ400R12KE4 (1.200 V/400 A) do fabricante Infineon.

- Para o retificador NPC-3L: Módulo de potência IGBT modelo F3L300R07PE4 (650 V/300 A), do fabricante Infineon.

Os semicondutores dos conversores apresentam perdas por condução e por comutação. As perdas por condução dos dispositivos semicondutores em regime permanente e operando na região de saturação (transistor conduzindo) são computadas conforme

$$P_{S/D,con} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{S/D} \cdot v_{S/D,on} d\omega t \quad (6)$$

onde  $S$  representa o transistor e  $D$  o diodo a ser calculada a perda por condução. Ainda,

$$v_{S/D,on} = k_{S/D,2} i_{S/D}^2 + k_{S/D,1} i_{S/D} + k_{S/D,0} \quad (7)$$

A equação (7) apresenta a curva polinomial da queda de tensão do semicondutor baseada nas informações contidas nas folhas de dados (*datasheets*) fornecidas pelo fabricante, para diversos valores de



corrente e considerando a temperatura de junção. Percebe-se que o polinômio de segunda ordem da expressão (7) é dependente da corrente instantânea que circula pelo dispositivo em questão. Apesar de tipicamente aproximar-se a queda de tensão de IGBTs e diodos com polinômios de primeira ordem, adota-se aqui uma característica polinomial de segunda ordem de forma a obter-se maior precisão.

Do mesmo modo, as energias de comutação são obtidas a partir dos dados de perdas contidos nas folhas de dados dos componentes. Estas energias são matematicamente expressas como um polinômio de segunda ordem para a entrada em condução ( $e_{on}$ ), saída de condução ( $e_{off}$ ) e a recuperação reversa dos diodos ( $e_{rr}$ ), relacionados ao intervalo de comutação.

Assim, tem-se:

$$e_{on} = k_{on,2} \cdot |i_S|^2 + k_{on,1} \cdot |i_S| + k_{on,0} \quad (8)$$

$$e_{off} = k_{off,2} \cdot |i_S|^2 + k_{off,1} \cdot |i_S| + k_{off,0} \quad (9)$$

$$e_{rr} = k_{rr,2} \cdot |i_D|^2 + k_{rr,1} \cdot |i_D| + k_{rr,0} \quad (10)$$

A perda de comutação para um período completo é dada por

$$P_{sw} = \frac{f_s}{2\pi} \int_0^{2\pi} [e_{on} + e_{off} + e_{rr}] d\omega t \quad (11)$$

onde  $f_s$  é a frequência de comutação do interruptor em questão.

Observa-se pela expressão (11) que as perdas por comutação em um componente semiconductor é diretamente proporcional à frequência de comutação que está sendo aplicada a tal semiconductor. Ainda, estas perdas também estão relacionadas aos aspectos construtivos destes interruptores, que definem as energias associadas a cada comutação e à corrente a ser comutada.

A Tabela 3 mostra as perdas em cada conversor sob os três cenários considerados. Nota-se que os conversores mais complexos, isto é, VB-2 e CR-1 apresentam perdas nos semicondutores maiores do que seus conversores homólogos.

Isto se deve ao fato de que estes conversores apresentam maior número de semicondutores de potência em seus circuitos. Por outro lado, esses conversores são capazes de executar mais funções na rede, sendo capazes de prover o aumento da controlabilidade e da flexibilidade. As funções adicionais de cada um destes conversores foram apresentadas na seção 3.2.

Tabela 3 – Perdas totais de cada conversor de acordo com os cenários.

Conversor	Perdas Sc-1	Perdas Sc-2	Perdas Sc-3
	[W]	[W]	[W]
VSR-2L(SPWM)	2.377,0	0,0	2.454,5
VSR-2L(SVM)	2.354,6	0,0	2.420,0
NPC-3L(SPWM)	1.873,8	0,0	1.998,2
NPC-3L(SVM)	1.841,6	0,0	1.968,6
VB-1 (sem CR/com CR)	966,3/0	966,3/0	966,3/0
VB-2 (sem CR/com CR)	1.451,9/331,3	1.290,8/0	1.374,8/342,9
CR-1	1.746,1	1.746,1	1.746,1
CR-2	966,3	966,3	966,3

Observa-se também na Tabela 3, que os retificadores apresentam perdas menores quando é empregada a modulação SVM baseadas em portadoras, em comparação à modulação SPWM. Isto acontece devido às características de comutação e condução dos semicondutores escolhidos para cada modulação. Neste caso, a diferença está nas perdas em condução, pois estas são um pouco menores para a modulação SVM, se comparada a SPWM.

Com o intuito de observar melhor o efeito da frequência de comutação nas perdas de ambos os retificadores, um estudo neste sentido é apresentado na sequência.

A Figura 17 apresenta as perdas totais de cada retificador em função da variação da frequência de comutação para os parâmetros da Tabela 2, fator de potência unitário, com fluxo de energia da rede CA para a rede CC e modulação senoidal PWM (SPWM). Observa-se que, a partir de aproximadamente 6,5 kHz, as perdas totais do conversor VSR-2L se tornam maiores que o conversor NPC-3L. Para a escolha da frequência de comutação deve ser levado em conta o compromisso entre as perdas totais do conversor em questão e o volume dos elementos passivos, assim como a tecnologia dos transistores utilizados.

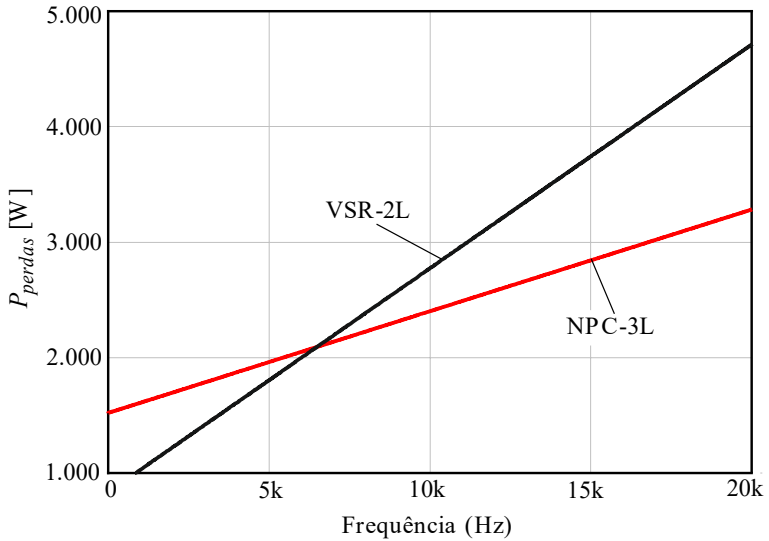


Figura 17 – Perdas totais dos retificadores com a variação de frequência (o retificador NPC opera com carga única em seu barramento).

Para mensurar as perdas totais do sistema, necessita-se dimensionar os cabos condutores a serem utilizados para a implementação da microrrede.

A corrente máxima que circula pelos cabos dos barramentos positivo ( $v_{p0}$ ) e negativo ( $v_{0n}$ ), desconsiderando o uso de redistribuidor de corrente, é definida conforme as equações (12) e (13), respectivamente.

$$\bar{I}_{gp} = \frac{P_{o\_max}}{\bar{V}_{p0}} = 152 \text{ kW} / 380 \text{ V} = 400 \text{ A} \quad (12)$$

$$\bar{I}_{gn} = \frac{P_{o\_max}}{\bar{V}_{0n}} = 152 \text{ kW} / 380 \text{ V} = 400 \text{ A} \quad (13)$$

Deste modo, os cabos da rede foram dimensionados com capacidade de condução de corrente por critério térmico para 400 A. A queda de tensão na rede é limitada a 3% para qualquer cenário e tensão nominal.

De acordo com a norma NBR 5410 (Instalação Elétricas de Baixa Tensão) [102] e considerando três condutores carregados, isolamento em PVC, condutor de cobre e temperatura de condução de 70°C, obtém-se cabos de 150 mm<sup>2</sup> de seção transversal de cobre.

A resistência de um condutor é definida de acordo com a equação (14), onde se observa que a resistência do cabo é diretamente

proporcional ao seu comprimento e como consequência as perdas neste elemento da rede também o são.

$$R_{dc} = \frac{l_w \rho_w}{S_w} \quad (14)$$

onde  $l_w$  é o comprimento total do cabo,  $S_w$  a área do cabo e  $\rho_w$  é a resistividade do material utilizado. Para este último parâmetro, será levado em conta a resistividade do cobre em 70°C e valor é apresentado na equação (15)

$$\rho_w(70^\circ C) \cong 21,271 \cdot 10^{-9} \Omega m \quad (15)$$

Substituindo a equação (15) na equação (14) e considerando a área do cabo escolhido, obtém-se a resistência por unidade de comprimento.

$$R_{dc\_150mm^2} = \frac{142 \mu\Omega}{m} \quad (16)$$

Portanto, o valor da resistência do cabo em função do comprimento é apresentado na equação (17)

$$R_{dc\_150mm^2} = \left( \frac{142 \mu\Omega}{m} \right) l_w \quad (17)$$

Com os conversores e seus semicondutores definidos, assim como as configurações da microrrede, os cenários de operação e os cabos dimensionados, as perdas totais do sistema em questão podem agora ser calculadas. Os resultados das perdas apresentados no restante desta seção são para os retificadores empregando a modulação SVM.

A Figura 18 apresenta as perdas totais da microrrede obtidas para o cenário 1 (desbalanço extremo entre as cargas) para cada configuração dos conversores apresentado na seção 3.3 em função do comprimento de cabo.

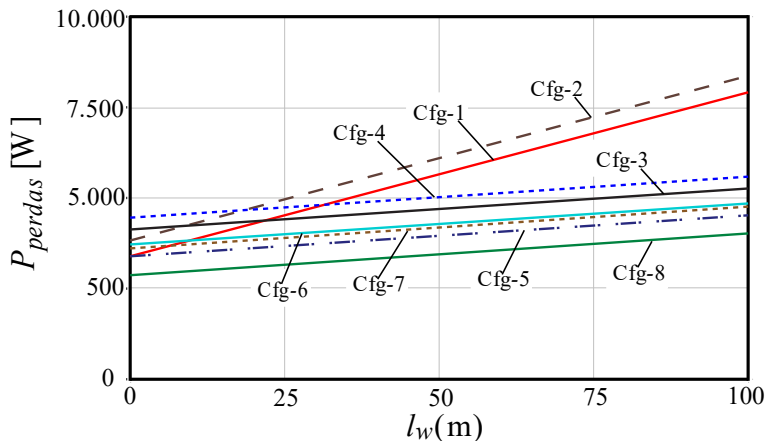


Figura 18 – Perdas das configurações para o cenário 1 em função do comprimento dos cabos.

Observa-se que as configurações Cf-2 e Cf-1, que não utilizam redistribuidor de corrente, apresentam maiores perdas conforme o comprimento dos cabos ao longo da microrrede é aumentado. Para este cenário, por exemplo, uma microrrede construída com 100 metros de cabo, apresenta perdas totais de aproximadamente o dobro utilizando a configuração Cf-2 (VSR-2L + VB-2) diante da configuração Cf-8 (NPC-3L + CR-2). Para o retificador, este fato implica que além de suprir a potência da carga na ausência de microgeração, este conversor deve suprir as perdas dos conversores CC-CC e as perdas dos cabos. Quanto maior forem as perdas destes elementos, maior será a potência que o retificador irá processar, levando ao aumento de peso e do volume, reduzindo o rendimento global, dentre outros.

Percebe-se também que as configurações que apresentam menores perdas para o cenário 1 são, respectivamente, Cf-8 (NPC-3L + CR-2), Cf-5 (VSR-2L + VB-1 + CR-2) e Cf-7 (NPC-3L + CR-1).

A Figura 19 mostra as perdas totais do sistema para o cenário 2 em função do comprimento do cabo. Como não há fluxo de potência entre as redes CA e CC neste cenário, o retificador, idealmente, não apresenta perdas. Nas configurações que dispõem do redistribuidor de corrente, também não há perdas nos balanceadores de tensão. Deste modo, algumas configurações apresentam perdas constantes, pois apresentam somente as perdas do redistribuidor de corrente.

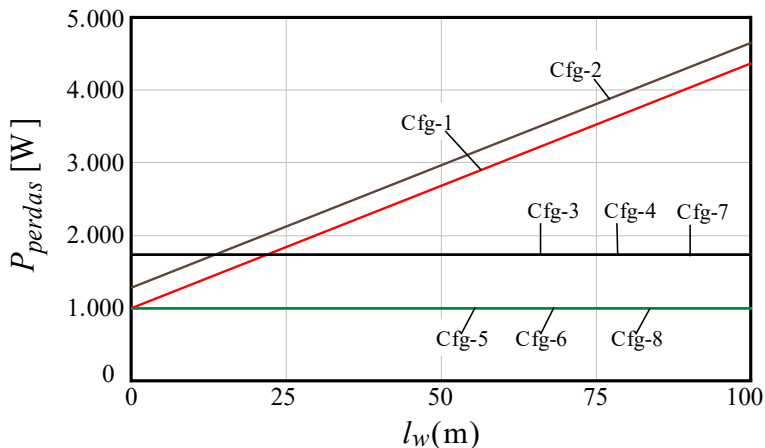


Figura 19 – Perdas das configurações para o cenário 2 em função do comprimento dos cabos.

Para este cenário, as configurações que apresentam menores perdas são cf-5 (VSR-2L + VB-1 + CR-2), Cf-6 (VSR-2L + VB-2 + CR-2) e Cf-8 (NPC-3L + CR-2). Observa-se que a configuração 1 e 2 (sem o redistribuidor de corrente) apresentam perdas maiores que as configurações 3 a 5 a partir de certo comprimento de cabo, justificando o uso deste conversor na microrrede em caso de redes longas.

A Figura 20 apresenta as perdas totais para o sistema no cenário 3 em função do comprimento de cabo. As mesmas conclusões do cenário 1 podem ser estendidas para o cenário 3.

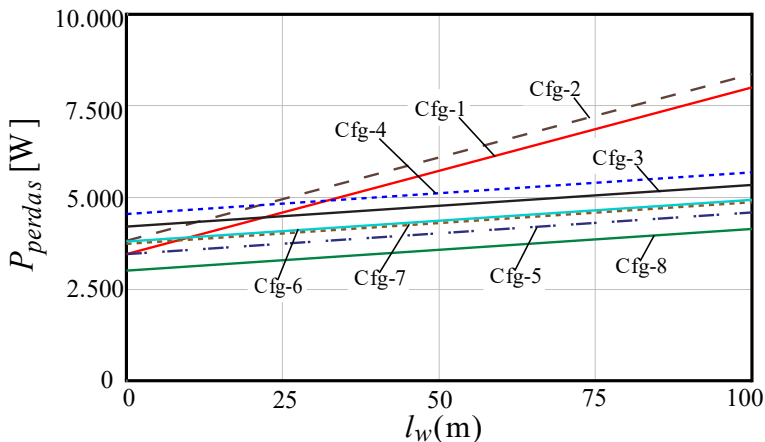


Figura 20 - Perdas das configurações para o cenário 3 em função do comprimento dos cabos.

Através do estudo apresentado, percebe-se claramente que a configuração 8 apresenta as menores perdas em função do comprimento do cabo em ambos os cenários. Para esta configuração é utilizado o conversor NPC-3L e o redistribuidor CR-2.

Outro ponto interessante a se avaliar são as perdas totais do sistema em função da variação do desbalanço ( $\alpha_p$ ) das cargas e/ou fontes de geração. Porém, deve haver o entendimento da variação de  $\alpha_p$ , que pode excursionar entre -1 e +1. Este desbalanço de potência está relacionado sob o ponto de vista dos conversores CC-CC (balanceador de tensão e redistribuidor de corrente) associado à microrrede, conforme as configurações apresentadas anteriormente. A expressão (18) define  $\alpha_p$ .

$$\alpha_p = \frac{P_h - P_l}{P_o} \quad (18)$$

A interpretação da equação (18) leva às seguintes conclusões:

**Microrrede com Somente Cargas:**  $\alpha_p$  varia entre 0 até +1 quando a potência consumida no barramento positivo ( $P_h$ ) será maior que a potência consumida no barramento negativo ( $P_l$ ). No extremo, com  $\alpha_p$  igual a +1, a potência consumida no barramento positivo é igual à potência de saída ( $P_o$ ). Quando  $\alpha_p$  é igual a zero,  $P_h$  é igual a  $P_l$ , ou seja, há o equilíbrio de cargas. Para  $\alpha_p$  variando entre 0 até -1, a potência consumida em  $P_l$  será maior que a potência consumida em  $P_h$ . Quando  $\alpha_p$  igual a -1, a totalidade da potência consumida das cargas se encontra no barramento negativo.

**Microrrede com Somente Microgerações:**  $\alpha_p$  varia entre 0 até +1 quando a potência gerada no barramento positivo ( $P_h$ ) será maior que a potência gerada no barramento negativo ( $P_l$ ). No extremo, com  $\alpha_p$  igual a +1 a potência produzida no barramento positivo é igual à potência negativa de saída ( $-P_o$ ). Quando  $\alpha_p$  é igual à zero, há o equilíbrio na geração de energia na microrrede. Para  $\alpha_p$  variando entre 0 até -1, a potência gerada em  $P_l$  será maior que a potência gerada em  $P_h$ . Quando  $\alpha_p$  igual a -1, a totalidade da potência gerada pelas microfuentes distribuídas se encontra no barramento negativo.

Assim, a variação de  $\alpha_p$  para qualquer outro arranjo envolvendo cargas e fontes inseridas nos barramentos será a combinação da situação 1 com a situação 2. Lembra-se que a potência máxima individual de cada elemento (carga ou geração) nos barramentos será restrita pela potência nominal da microrrede e que leva por base para o projeto dos conversores.

A Figura 21 mostra a curva das perdas do sistema para cada configuração em função da variação do desbalanço ( $\alpha_p$ ) de cargas com potência de saída nominal ( $P_h+P_l = 152$  kW) e comprimento dos cabos em 100 m. Neste caso, para  $\alpha_p$  igual à unidade em módulo (-1 ou +1) se tem o cenário 1, pois para as curvas de perdas para  $\alpha_p$  variando de 0 até -1, nesta situação, basta rebater as curvas da Figura 21.

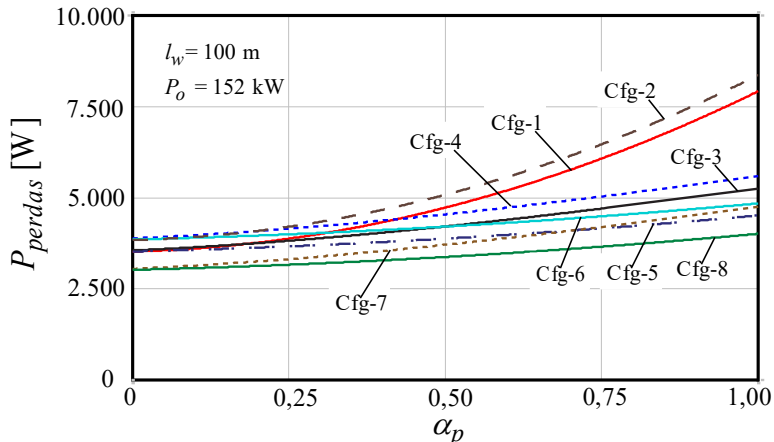


Figura 21 – Perdas totais das configurações em função do desequilíbrio de potência das cargas.

Da mesma forma que no comportamento das perdas do sistema com a variação do comprimento dos cabos, pode-se reparar através da Figura 21 que a configuração 8 apresenta as menores perdas conforme varia o desbalanço de potência nos barramentos.

A Figura 22 destaca a curva das perdas do sistema para as configurações em função da variação do desbalanço ( $\alpha_p$ ) de microgerações com potência de saída nominal ( $P_h+P_l = -152$  kW). Nesta condição, o cenário 3 é observado para  $\alpha_p$  igual à unidade em módulo, pois as perdas para  $\alpha_p$  variando de 0 até +1, para este caso, é rebatida com relação à Figura 22.



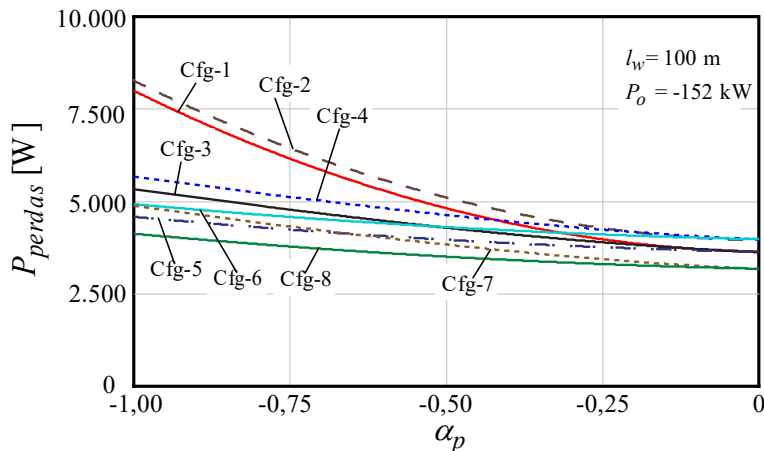


Figura 22 - Perdas totais das configurações em função do desequilíbrio de potência das gerações.

Novamente a configuração 8 apresenta as menores perdas, conforme pode ser verificado na Figura 22, a qual utiliza o retificador NPC-3L. Ainda, de maneira esperada, as configurações 1 e 2 apresentaram as maiores perdas, comprovando que o uso do redistribuidor de corrente é de grande vantagem para uma rede bipolar com possíveis desequilíbrios de carga do ponto de vista de eficiência energética e dimensões do sistema de conversão estática responsável pela retificação bidirecional.

### 3.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA PERDAS

#### 3.6.1 Implementação prática da microrrede CC Bipolar

Para a obtenção dos resultados experimentais para as perdas, foi implementada em bancada uma microrrede CC bipolar, conforme configuração apresentada na Figura 23.

Para operar a microrrede CC bipolar, foram construídos 3 protótipos, nos quais foram implementados os retificadores bidirecionais NPC-3L e VSR-2L, os balanceadores de tensão VB-1 e VB-2 e os redistribuidores de corrente CR-1 e CR-2. Cada protótipo foi construído de tal maneira que fosse possível implementar ambos os conversores homólogos, ou seja, as topologias dos retificadores NPC-3L e VSR-2L no mesmo protótipo, assim como os balanceadores de tensão e os redistribuidores de corrente.

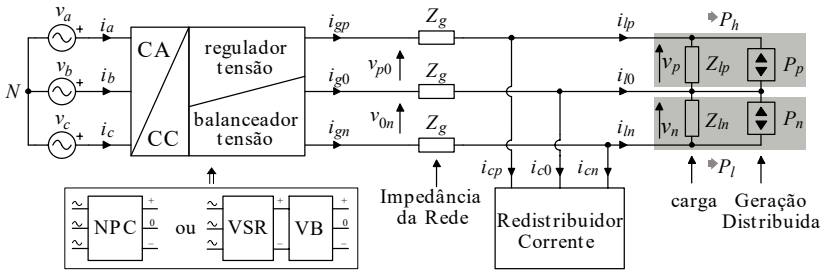


Figura 23 - Configuração da microrrede CC bipolar implementada em laboratório.

De maneira ilustrativa, a Figura 24 apresenta as fotografias dos protótipos de conversores implementados e a Figura 25 apresenta a visão geral da microrrede CC na bancada.

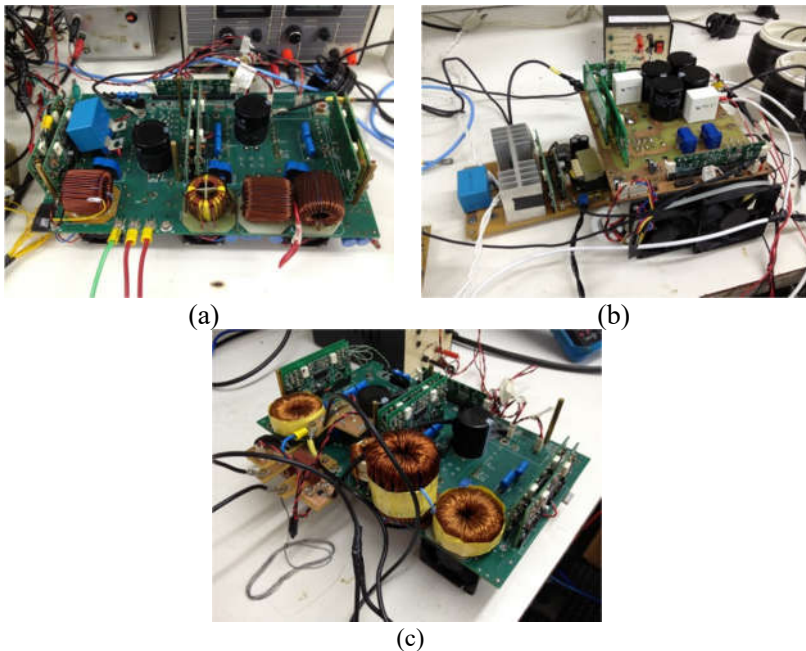


Figura 24 – Conversores empregados na implementação prática da microrrede CC bipolar. a) retificador; b) balanceador de tensão; c) redistribuidor de corrente.

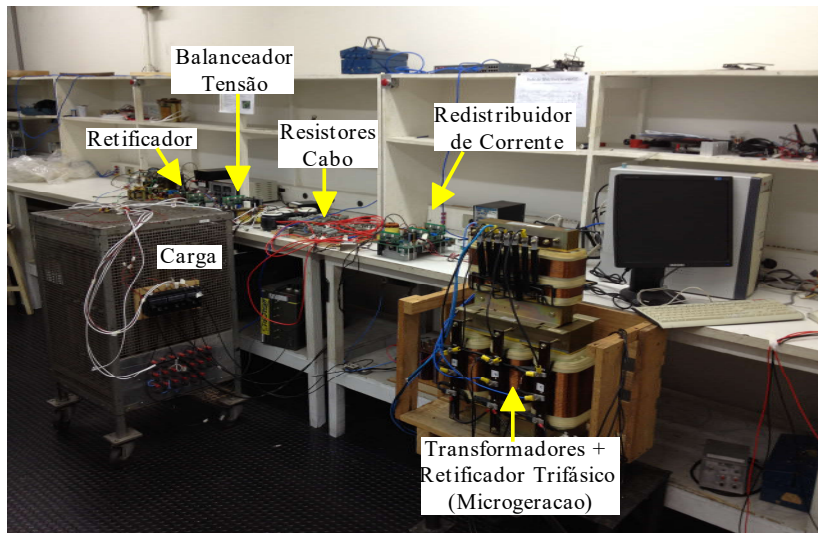


Figura 25 - Visão geral da microrrede na bancada.

O retificador NPC-3L implementado em laboratório foi um pouco diferente da topologia clássica exibida na Figura 11. A Figura 26 apresenta um conversor trifásico bidirecional, três níveis/fios, que será chamado neste trabalho de mNPC-3L [103] e que é comumente chamado por diferentes nomes, dentre eles *T-type converter*.

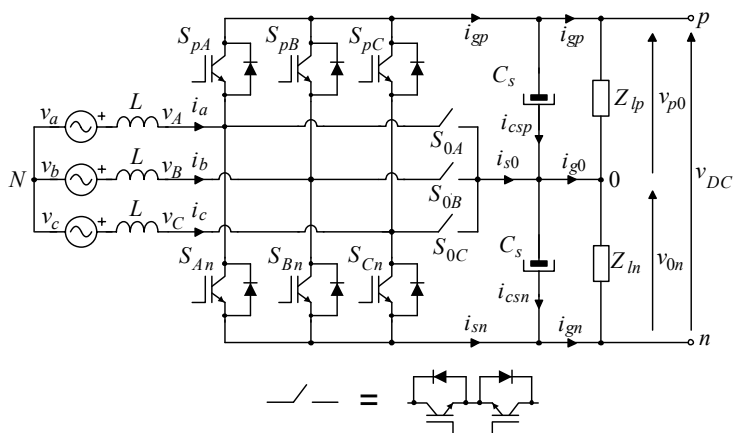


Figura 26 – Conversor mNPC-3L implementado em laboratório.

Apesar de diferente, esta topologia foi utilizada para obtenção dos resultados experimentais, uma vez que suas características externas e princípio de funcionamento são semelhantes ao NPC-3L tradicional.

Ainda, mantendo os interruptores  $S_{0A}$ ,  $S_{0B}$  e  $S_{0C}$  sem operação (abertos), obtém-se a topologia VSR-2L. Desta maneira, puderam-se obter os resultados experimentais da microrrede sem a necessidade da construção de um conversor retificador de dois níveis, reduzindo assim, o tempo de implementação.

Com relação à eficiência das topologias mNPC-3L e NPC-3L tradicional, a referência [104] apresenta um estudo comparativo de rendimento de ambos os conversores. Em tal trabalho é mostrado que os rendimentos destes conversores estão entre 96,0% e 97,0%, mesmo empregando semicondutores de diferentes tensões e modelos, assim como diferentes frequências de comutação e modulações. Portanto, o levantamento das perdas experimentais que será aqui realizado não é comprometido de maneira relevante com a mudança de uma topologia pela outra.

Por questão de capacidade de potência do laboratório e dos conversores, disponibilidade de equipamentos e cargas, dentro outros, a microrrede CC bipolar foi implementada com diferentes especificações das empregadas no estudo teórico da seção anterior. A Tabela 4 apresenta as especificações da microrrede CC implementada em laboratório.

Tabela 4 – Parâmetros microrrede CC bipolar implementada em laboratório.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão parcial do barramento bipolar	$v_{p0}$ e $v_{0n}$	320 V
Potência máxima em cada barramento	$P_h$ , $P_l$	2,0 kW
Potência nominal de Saída	$P_o$	4,0 kW
Frequência de comutação conversores CC-CC	$f_{sc}$	20 kHz
Frequência de comutação do retificador NPC-3L	$f_{sr,NPC}$	30,0 kHz
Frequência de comutação do retificador VSR-2L	$f_{sr,VSR}$	60,0 kHz
Tensão Eficaz de Linha do lado CA	$v_{ac,rms}$	380 V
Fator de Potência de Entrada	FP	$\approx 1,0$

Para os conversores implementados de maneira experimental foram escolhidos transistores do tipo IGBT e diodos para conexão em antiparalelo, pois os modelos de IGBTs escolhidos não os possuem. Deste modo, os transistores e diodos selecionados são assim relacionados:

- VSR-2L: IGBT modelo IGW40N120H3 (1200 V/40 A) do fabricante Infineon e diodo DSEI60-12A (1200 V/52 A) do fabricante IXYS em antiparalelo com todos os IGBTs;
- mNPC-3L: IGBT modelo IRG4PC50W (600 V/27 A) do fabricante International Rectifier para os interruptores que compoem

$S_{0A}$ ,  $S_{0B}$  e  $S_{0C}$  e diodo ISL9R3060G2 (600 V/30 A) do fabricante Fairchild em antiparalelo com estes transistores. IGBT modelo IGW40N120H3 para os restantes dos transistores e diodo DSEI60-12A em antiparalelo com estes transistores.

- VB-1: IGBT modelo IGW15H120H3 (1200 V/15 A), do fabricante Infineon e diodo DSEI60-12A em antiparalelo com todos os IGBTs;

- VB-2: IGBT modelo IGW15H120H3 para os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  e IGBT modelo IGW40N120H3 para o interruptor  $S_3$ . Diodo DSEI60-12A em antiparalelo com todos os modelos de IGBTs;

- CR-1: IGBT modelo IGW40N120H3, para os interruptores  $\bar{S}_2$  e  $S_2$  (braço do meio). Para os outros dois braços, IGBT modelo IGW15H120H3. Diodos DSEI60-12A, em antiparalelo com todos os modelos de IGBTs;

- CR-2: IGBT modelo IGW40N120H3 para ambos os interruptores. Diodos DSEI60-12A em paralelo com os IGBTs.

As cargas foram implementadas utilizando resistores e a modulação empregada para os retificadores foi SVM, baseada em portadoras.

Na microrrede implementada, a corrente máxima que circula pelos cabos dos barramentos positivo ( $v_{p0}$ ) e negativo ( $v_{0n}$ ) é definida conforme as equações (19) e (20), respectivamente.

$$\bar{I}_{gp} = \frac{P_{h\_max}}{\bar{V}_{p0}} = \frac{2 \text{ kW}}{320 \text{ V}} = 6,25 \text{ A} \quad (19)$$

$$\bar{I}_{gn} = \frac{P_{l\_max}}{\bar{V}_{p0}} = \frac{2 \text{ kW}}{320 \text{ V}} = 6,25 \text{ A} \quad (20)$$

Os cabos da microrrede foram dimensionados semelhantemente ao estudo teórico, ou seja, além da capacidade de corrente, limita-se a queda de tensão máxima a 3%. Desta forma, considerando três condutores carregados, isolamento em PVC, condutor de cobre e temperatura de condução de 70°C, obtém-se cabos de 2,5 mm<sup>2</sup> de seção transversal de cobre, para comprimento máximo de 200 m da microrrede. A resistência por unidade de comprimento para o cabo escolhido é apresentado na equação (21).

$$R_{dc\_2.5mm^2} = \frac{8,5 \text{ m}\Omega}{\text{m}} \quad (21)$$

Por questão econômica, os cabos foram substituídos por circuitos com resistores equivalentes, emulando comprimento de 100 e 200 metros. Foram utilizados resistores equivalentes de 0,8  $\Omega$  para 100

metros de cabo do barramento positivo, central e negativo, e  $1,6 \Omega$  para 200 metros.

Os testes das configurações apresentadas na seção anterior foram realizados em cinco etapas, que resultam em cinco cenários diferentes, com duração de 15 minutos cada, seguindo a seguinte sequência:

- Primeira etapa: Carga nominal nos dois barramentos, ou seja, 2 kW em cada um, totalizando 4 kW. Fluxo de potência do lado CA para o lado CC, no valor nominal da microrrede.

- Segunda etapa: Carga com potência de 2 kW no barramento negativo ( $P_l$ ) e o outro a vazio ( $P_h$ ), ou seja, desequilíbrio total de carga. Para realizar este ensaio retira-se a carga do barramento positivo a partir da primeira etapa. Fluxo de potência do lado CA para o lado CC com metade da potência nominal da microrrede.

- Terceira etapa: Carga com potência de 2 kW no barramento negativo ( $P_l$ ) e injeção de microgeração com potência de -2 kW no barramento positivo ( $P_h$ ). Para isto, a partir da segunda etapa, coloca-se uma fonte de tensão injetando potência no barramento positivo. Sem fluxo de potência do lado CA para o CC, somente a microgeração suprindo a carga.

- Quarta etapa: Sem carga nos dois barramentos e injeção de microgeração com potência de -2 kW somente no barramento positivo ( $P_h$ ), ou seja, desequilíbrio de injeção. Fluxo de potência do lado CC para o lado CA com metade da potência nominal da microrrede. Para isto, a partir da terceira etapa, retira-se a carga do barramento negativo.

- Quinta etapa: Sem cargas nos dois barramentos e injeção de microgeração nos dois barramentos com metade da potência nominal da microrrede em cada um, totalizando -4 kW. Fluxo de potência do lado CC para o lado CA com a potência nominal da microrrede. A partir da quarta etapa, retira-se a fonte de microgeração do barramento negativo e conecta-se no barramento total.

A Figura 27 apresenta as etapas dos ensaios realizados na microrrede vistas a partir das potências ativa de entrada do retificador ( $P_{ac}$ ), potência do barramento positivo ( $P_h$ ) e barramento negativo ( $P_l$ ). Percebe-se que o teste para cada configuração previamente apresentada, que foi ensaiada, teve duração de 75 minutos. Considerando os comprimentos de cabo de 0, 100 e 200 metros, a duração foi triplicada para cada configuração.

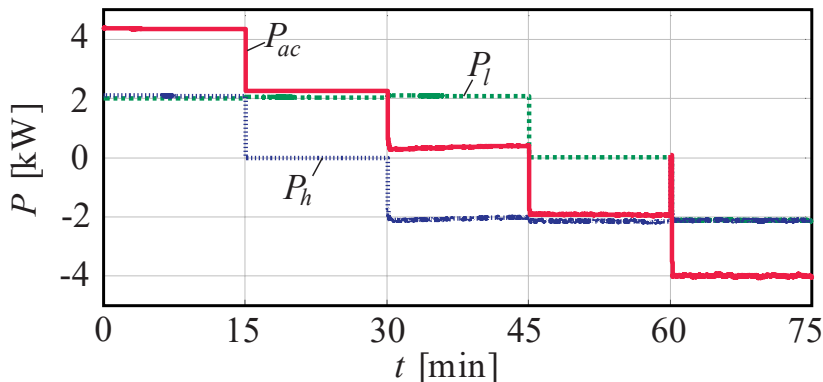


Figura 27 – Potências medidas em cada uma das etapas dos ensaios da microrrede CC bipolar.

A segunda etapa experimental é semelhante ao cenário 1 apresentado nos resultados de perdas teóricas, porém com a metade da potência nominal da microrrede. A terceira e a quarta etapas experimentais são semelhantes aos cenários 2 e 3 do estudo teórico, respectivamente. No entanto, o desequilíbrio de microgeração (quarta etapa) se dá com a metade da potência nominal da microrrede.

A primeira etapa do ensaio, equilíbrio de cargas e a quinta etapa, equilíbrio de injeção de microgeração, serão aqui chamadas de cenários 4 e 5, respectivamente.

Para a injeção de microgeração, devido a problemas encontrados com as fontes comerciais CC no uso da microrrede, foi implementado um retificador trifásico a ponte de diodos, com tensão de entrada variável. Desta forma, nos cenários que demandam a injeção de potência de microgeração, varia-se a tensão de entrada do retificador até que a tensão CC de saída deste seja maior que a tensão CC do barramento da microrrede a se injetar energia. Por questão de limitação de corrente e segurança, na saída da tensão do retificador utilizado na microgeração foi empregado um resistor e um diodo em série.

Na Figura 28 podem ser visualizados todos os elementos utilizados para a implementação prática da microrrede CC bipolar. Percebe-se que foram empregados filtro e fusíveis no lado CA e disjuntores para comutação das cargas no lado CC. Ainda, foram instalados na microrrede capacitores de polipropileno no barramento CC, uma vez que poderia haver interferência (ruído) eletromagnética entre os conversores.

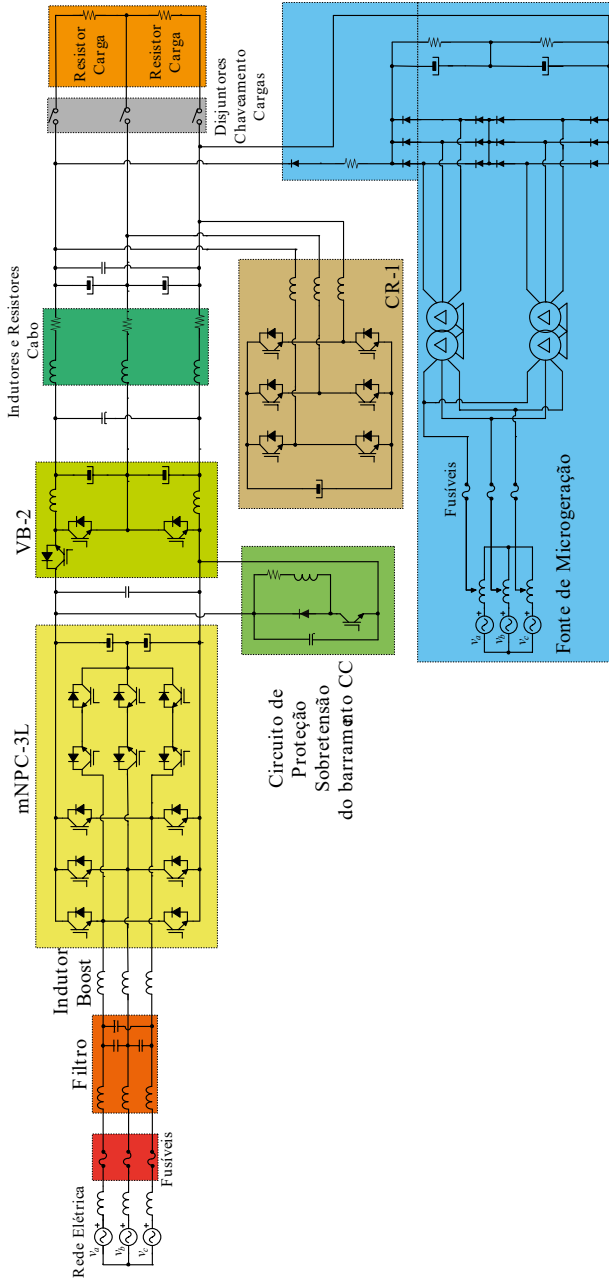


Figura 28 – Elementos empregados na implementação prática da microrrede.



Não estão representados na figura, mas também foram empregados indutores de modo comum nos cabos do barramento CC na saída do retificador e na entrada do balanceador de tensão. Igualmente estes indutores foram empregados para evitar a interferência entre estes dois conversores.

Por último, foi construído um circuito de proteção de sobretensão do barramento CC do tipo *crowbar*. Este circuito se fez necessário quando, por motivo de proteção do *driver* de comando, no momento da injeção de microgeração no barramento na quinta etapa, o balanceador de tensão VB-2 protegia-se aleatoriamente, retirando os pulsos PWM dos interruptores de tal conversor. A partir deste momento, a injeção de corrente da microgeração era feita diretamente sobre os capacitores eletrolíticos do balanceador e por consequência a tensão do barramento CC aumentava, levando à queima destes capacitores. Desta forma, foi implementado este circuito para o momento em que a tensão do barramento CC alcançasse um determinado valor, o interruptor deste circuito era comandado a conduzir, fornecendo caminho para a corrente de injeção da microgeração em uma carga (resistor).

### **3.6.2 Resultados experimentais da microrrede CC bipolar implementada**

Para a medição das variáveis elétricas, tais como correntes (alternada e contínua), tensões (alternada e contínua), potência ativa, reativa, aparente, fator de potência, distorção harmônica, entre outras, foi utilizado um analisador de potência, modelo WT1800 do fabricante Yokogawa, de seis canais. Os canais um e dois foram empregados para as medidas elétricas da entrada trifásica do retificador. Os canais três e quatro foram empregados para as medidas elétricas dos barramentos positivo e negativo, respectivamente, antes dos cabos, redistribuidor de corrente (se existia na configuração) e das cargas. E os canais cinco e seis foram utilizados para as medidas elétricas dos barramentos positivo e negativo na carga/microgeração. As medidas de todos os parâmetros elétricos realizadas pelo analisador de potência eram obtidas a cada 0,5 s e salvas em um arquivo do tipo planilha.

Os dados como perdas e rendimento, foram calculados a partir das medidas do arquivo gerado pelo analisador de potência em cada cenário, em regime permanente, após 15 minutos de ensaio. Em seguida, estes dados eram processados e geradas as curvas, que são apresentadas no decorrer desta seção.

A Figura 29(a) e a Figura 29(b) apresentam as correntes dos indutores boost do retificador VSR-2L operando com frequência de comutação de 30 kHz e 60 kHz, respectivamente. A Figura 29(c) apresenta as mesmas correntes para o retificador mNPC-3L operando com frequência de comutação de 30 kHz. Fica claro nestas formas de ondas que mantendo os valores das indutâncias boost iguais e desejando ondulação semelhante nestas correntes para os retificadores de dois e três níveis, há a necessidade de operar com frequência de comutação diferentes.

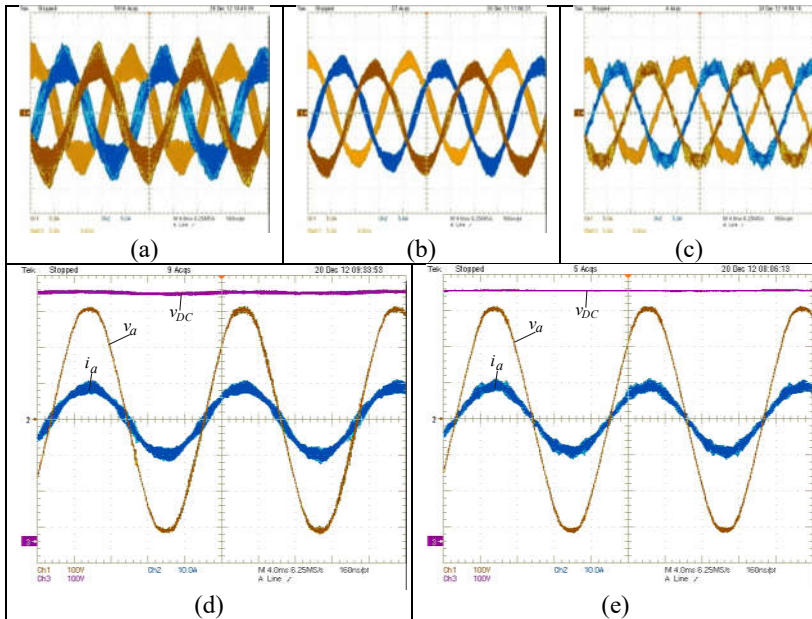


Figura 29 – a) correntes das fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  para o retificador VSR-2L em 30 kHz; b) correntes das fase  $a$ ,  $b$  e  $c$  para o retificador VSR-2L em 60 kHz; c) correntes das fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  para o retificador NPC-3L em 30 kHz; d) corrente e tensão de entrada da fase  $a$  do retificador VSR-2L e tensão total do barramento CC; e) corrente e tensão de entrada da fase  $a$  do retificador NPC-3L e tensão total do barramento CC. Escalas: tempo de 4,0 ms/div.,  $i_a = 10$  A/div.;  $v_a = 100$  V/div;  $v_{DC} = 100$  V/div.

A Figura 29(d) e a Figura 29(e) apresentam a corrente da fase  $a$  ( $i_a$ ) que circula pelo indutor boost, a tensão da fase  $a$  ( $v_a$ ) e a tensão total do barramento ( $v_{DC}$ ) para o retificador VSR-2L e mNPC-3L, respectivamente. Neste caso, o fluxo de potência se dá do lado CA para o lado CC, com potência de 4 kW e fator de potência unitário.

Na entrada do retificador foi utilizado um filtro de linha para eliminar a ondulação de corrente de alta frequência. De maneira ilustrativa, a Figura 30(a) e a Figura 30(b) apresentam as correntes drenada (cenário 4) e injetada (cenário 5) na entrada da microrrede, respectivamente, após a filtragem e empregando o mNPC-3L. Por apresentar resultados semelhantes, as formas de onda para o retificador VSR-2L serão suprimidas, assim como para outros cenários do ensaio.

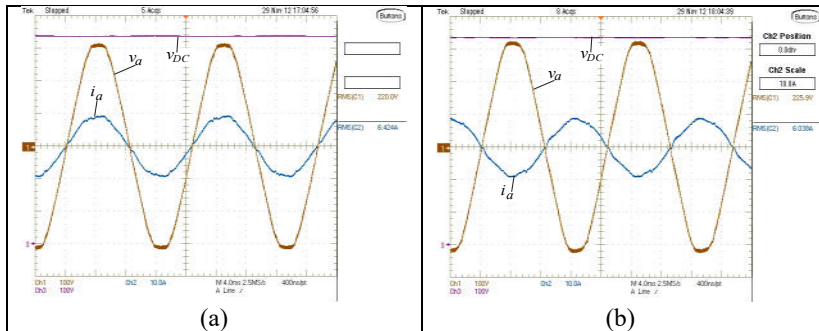


Figura 30 – a) corrente e tensão de entrada da fase  $a$  do retificador mNPC-3L e tensão total do barramento CC para fluxo de potência do lado CA para o lado CC; b) corrente e tensão de entrada da fase  $a$  do retificador mNPC-3L e tensão total do barramento CC para fluxo de potência do lado CC para o lado CA. Escalas: tempo de 4,0 ms/div.,  $i_a = 10$  A/div.,  $v_a = 100$  V/div.;  $v_{DC} = 100$  V/div.

A Figura 31 apresenta a distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*) da corrente de entrada da microrrede, para todos os cenários (exceto Sc-2) e todas as configurações, empregando 200 metros de comprimento de cabo.

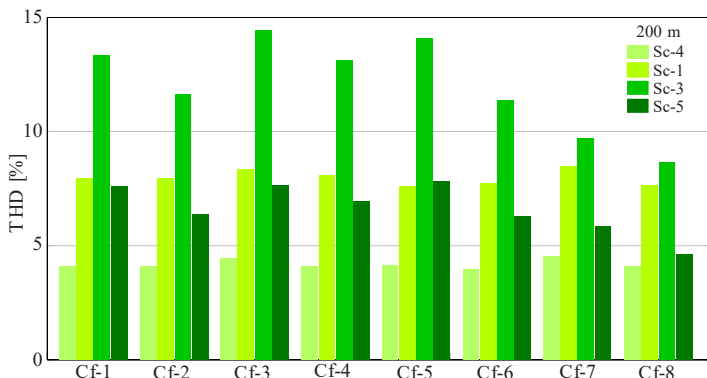


Figura 31 – Distorção harmônica total (THD) da corrente de entrada do retificador para a fase  $a$ , todas as configurações e com 200 metros de cabo.

O cenário 2 (Sc-2) não apresenta corrente significativa na entrada, pois não há fluxo de potência entre a rede principal e a microrrede, uma vez que a microgeração praticamente supre a energia consumida pela carga. Os resultados de THD dos cenários e configurações para 100 metros de cabo, por apresentarem resultados semelhantes, são suprimidos.

Observa-se que a THD, com fluxo do lado CA para o lado CC, está abaixo de 5,0% para potência nominal de operação da microrrede e abaixo de 10,0% para a metade da potência nominal, para todas as configurações. Ainda, no caso do fluxo ser da microrrede para a rede principal, a THD está abaixo de 10,0% para a operação com potência nominal e abaixo de 15,0% com metade da potência. A baixa THD das configurações indica o alto fator de potência de operação da mesma, uma vez que a corrente drenada ou injetada está em fase ou antifase com a tensão da rede elétrica principal. Deve-se ressaltar que a THD, por ser uma medida relativa é tipicamente medida em um retificador apenas na sua condição de maior corrente, uma vez que a distorção de tensão causada pela distorção de corrente é dependente da amplitude dos componentes harmônicos da mesma. Com isto, apresentam-se aqui resultados de THD apenas para fins de comparação dos cenários de medição.

As perdas dos conversores obtidas de maneira experimental estão computadas levando em consideração todas as perdas, incluindo as dos semicondutores, dos elementos magnéticos, dos cabos, dentre outros.

A Figura 32 apresenta as perdas obtidas experimentalmente para as configurações do cenário 1 da microrrede CC proposta, para 0, 100 e 200 metros de comprimento de cabo. Nota-se que as configurações Cf-8 (mNPC-3L + CR-1) e Cf-7 (mNPC-3L + CR-2) apresentam os menores níveis de perdas, vindo de encontro ao estudo teórico. Ainda, percebe-se também, que a configuração Cf-2 (VSR-2L + VB-2) apresenta as maiores perdas empregando 200 metros de cabo, semelhantemente ao estudo teórico.

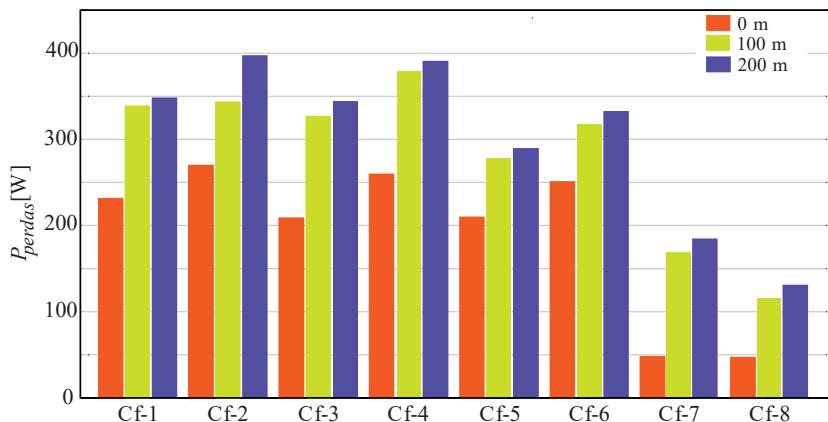


Figura 32 – Perdas medidas na experimentação das configurações da microrrede para o cenário 1 para 0, 100 e 200 metros de cabos.

Outro fato interessante a salientar é o uso do redistribuidor de corrente. Para 100 metros de cabos, a configuração Cf-4 (VSR-2L + VB-2 + CR-1) apresenta as maiores perdas globais, pois emprega os três conversores com os menores rendimentos. Neste caso, as perdas nos cabos são menores que a perda no redistribuidor de corrente utilizado nesta configuração, cenário e comprimento de cabo, e, desta forma, somente do ponto de vista de perdas, não se justifica o uso deste conversor. Já a mudança do redistribuidor, caso de Cf-6 (VSR-2L + VB-2 + CR-2), as perdas são reduzidas consideravelmente tanto para 100 metros, quanto para 200 metros, se comparadas com Cf-4 (VSR-2L + VB-2 + CR-1). Para 200 metros de cabo, a configuração Cf-2 (VSR-2L + VB-2) tem as maiores perdas e, portanto, fica realçada a função mais importante do redistribuidor, que é a redução de perdas da microrrede.

A Figura 33 e a Figura 34 apresentam as perdas experimentais da microrrede para os cenários 2 e 3, respectivamente. O resultado é semelhante ao estudo teórico e os resultados seguem a mesma tendência do cenário 1, ou seja, mostram mais uma vez que as configurações que empregam o mNPC-3L apresentam as menores perdas.

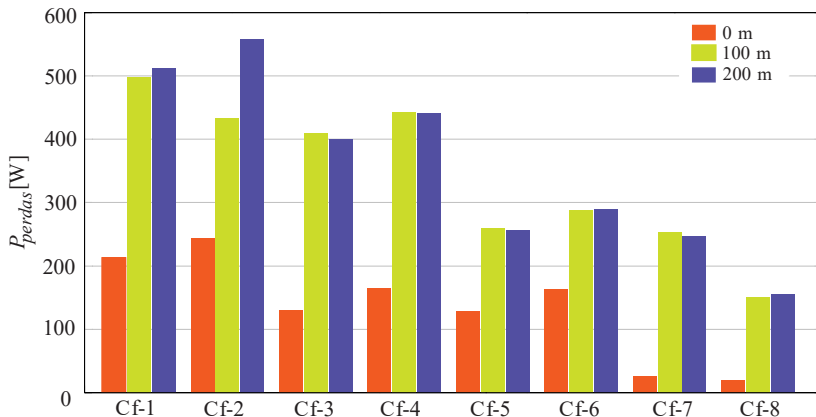


Figura 33 – Perdas medidas na experimentação das configurações da microrrede para o cenário 2 para 0, 100 e 200 metros de cabos.

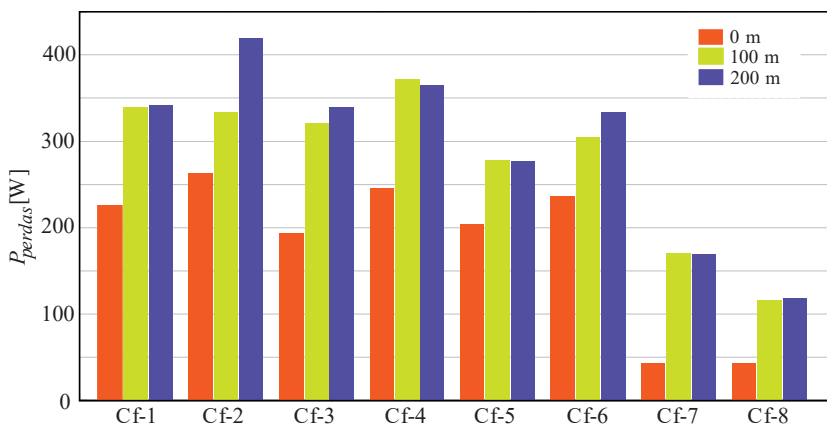


Figura 34 – Perdas medidas na experimentação das configurações da microrrede para o cenário 3 para 0, 100 e 200 metros de cabos.

A Figura 35 e a Figura 36 apresentam as perdas experimentais da microrrede para o cenário 4 e 5, respectivamente. No cenário 4, o fluxo de potência se dá da rede CA para a rede CC e no cenário 5, acontece o oposto, ambos sem desequilíbrio de cargas/microgeração ( $\alpha_p = 0$ ). Nota-se que as maiores perdas estão concentradas nas configurações Cf-6 (VSR-2L + VB-2 + CR-2) e Cf-4 (VSR-2L + VB-2 + CR-1), e as menores perdas estão em Cf-7 (mNPC-3L + CR-1) e Cf-8 (mNPC-3L + CR-2). Nestes cenários, não existe corrente no condutor central (0) e, desta forma, não haveria a necessidade do redistribuidor de corrente. Com isto, a combinação das perdas deste conversor operando sem carga

com as perdas dos conversores menos eficientes, caso de VB-2 (interruptor em série) e VSR-2L (frequência de 60 kHz), resulta em configurações com as maiores perdas em ambos os casos.

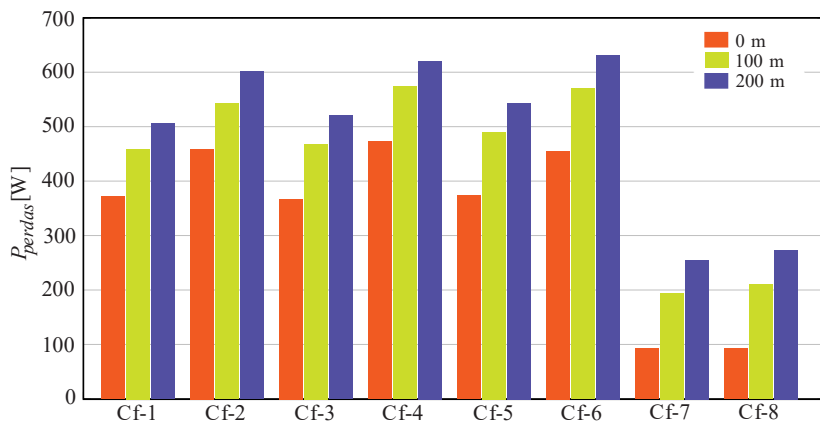


Figura 35 – Perdas medidas na experimentação das configurações da microrrede para o cenário 4 para 0, 100 e 200 metros de cabos.

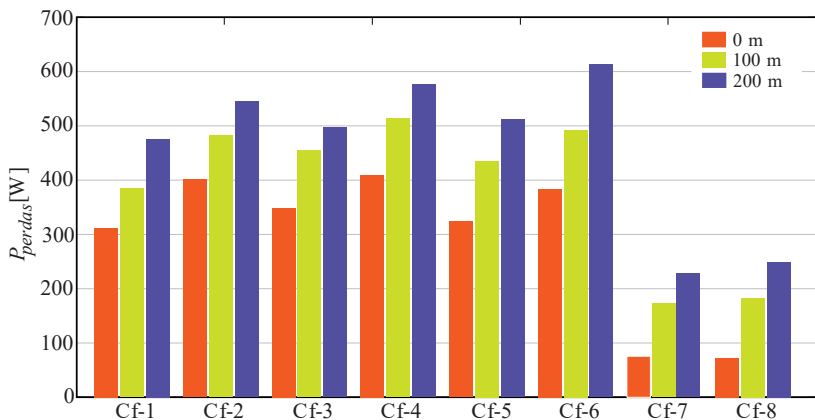


Figura 36 – Perdas medidas na experimentação das configurações da microrrede para o cenário 5 para 0, 100 e 200 metros de cabos.

Comparando as perdas experimentais dos cenário 4 e 5 com as perdas teóricas para  $\alpha_p = 0$ , percebe-se que ambos apresentam resultados semelhantes, tanto para o fluxo de potência do lado CC para o lado CA, quanto vice-versa.

A Figura 37 apresenta as perdas experimentais por segmento da microrrede para os cenários de 1, 2 e 3, 200 metros de cabos e todas as configurações. O primeiro segmento da barra no gráfico diz respeito às

perdas dos conversores CA-CC, ou seja, retificador e balanceador de tensão, se este existir na configuração. Já o segundo segmento diz respeito às perdas dos cabos, mais o redistribuidor de corrente, se este existir na configuração. É interessante observar e comparar as configurações que empregam o redistribuidor de corrente e as que não o empregam. Por exemplo, nas configurações 1, 3 e 5, a diferença entre estas se dá pelo uso ou não deste conversor, sendo que Cf-3 usa o modelo CR-1 e Cf-5 o modelo CR-2. Percebe-se de maneira clara, que a configuração 5 apresenta as menores perdas globais comparativamente às outras duas, pois emprega o redistribuidor de corrente com menores perdas, justificando o uso deste conversor, caso o critério de rendimento seja o prevalente. Comparando Cf-1 e Cf-3, percebe-se que as perdas são semelhantes, com exceção do cenário 2 (Sc-2), mesmo empregando o redistribuidor de corrente em Cf-3. Nesta situação, os outros benefícios apresentados anteriormente deste modelo de redistribuidor de corrente justificam o uso de tal conversor.

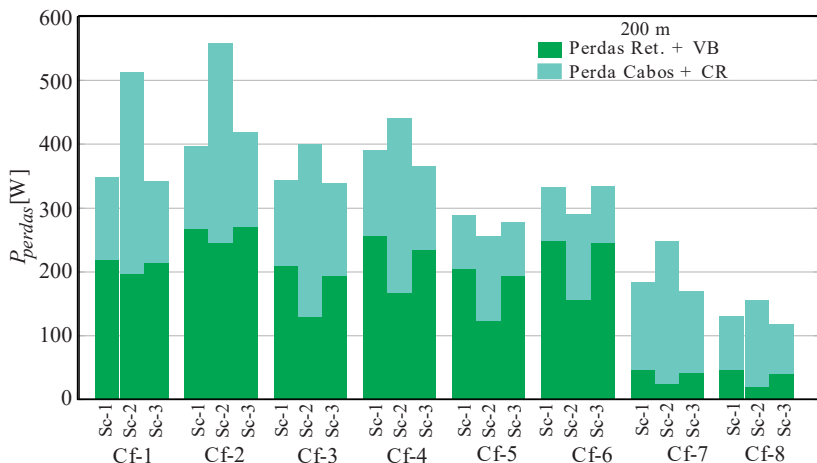


Figura 37 – Perdas medidas na experimentação das configurações da microrrede para os cenários 1, 2 e 3 e 200 metros de cabos.

Após apresentadas as perdas experimentais da microrrede, traçaram-se os gráficos de rendimento de cada configuração nos cenários. As equações (22), (23) e (24) apresentam a definição do rendimento para o cenário 1, 2 e 3 respectivamente:

$$\eta_{-sc1} = \frac{P_h + P_l}{P_{ac}} \quad (22)$$



$$\eta_{-sc2} = \frac{P_l}{P_{ac} + P_h} \quad (23)$$

$$\eta_{-sc3} = \frac{P_{ac}}{P_h + P_l} \quad (24)$$

De maneira ilustrativa, a Figura 38, a Figura 39 e a Figura 40 exibem o rendimento global para o cenário 1, 2 e 3, respectivamente. Conforme exposto anteriormente nas perdas, as configurações Cf-7 (mNPC-3L + CR-1) e Cf-8 (mNPC-3L + CR-2), que apresentaram as menores perdas, possuem o maior rendimento global.

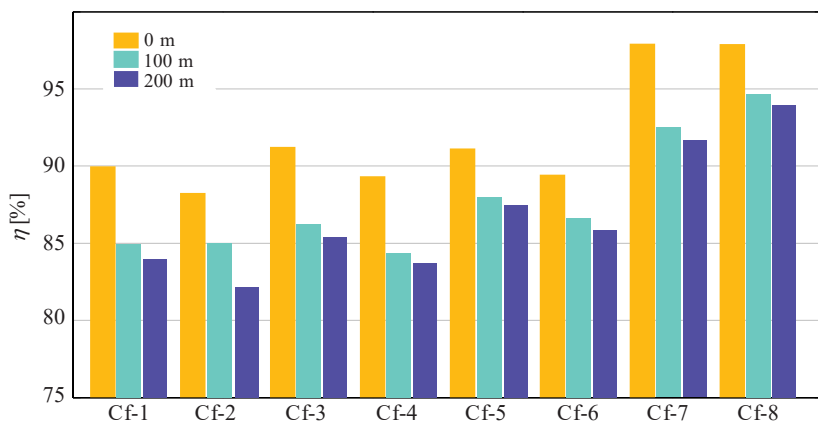


Figura 38 – Rendimento global das configurações da microrrede para o cenário 1 para 0, 100 e 200 metros de cabos.

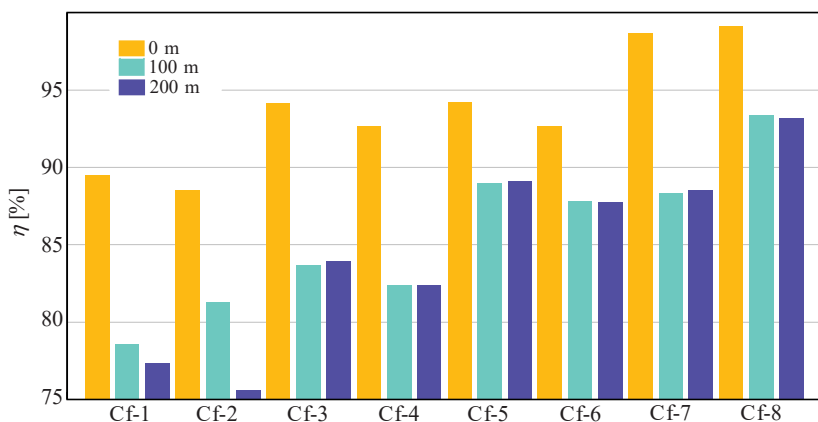


Figura 39 – Rendimento global das configurações da microrrede para o cenário 2 para 0, 100 e 200 metros de cabos.

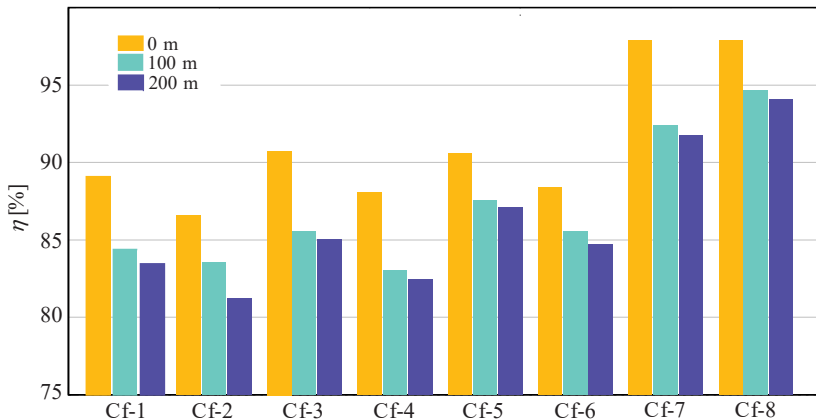


Figura 40 – Rendimento global das configurações da microrrede para o cenário 3 para 0, 100 e 200 metros de cabos.

Os gráficos dos rendimentos para o cenário 4 e 5, por questão de redundância de resultados e de brevidade, não serão apresentados neste trabalho.

A Figura 41 e a Figura 42 apresentam os perfis da tensão do barramento positivo e do negativo, respectivamente, no ponto da carga/microgeração para Cf-1 (VSR-2L + VB-1) e Cf-3 (VSR-2L + VB-1 + CR-1).

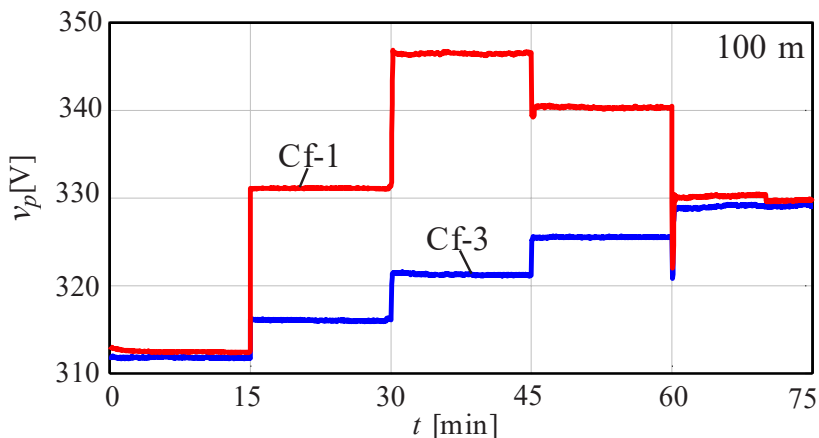


Figura 41 – Tensão do barramento positivo na carga/microgeração para a Cf-1 e Cf-3 e 100 metros de cabo.

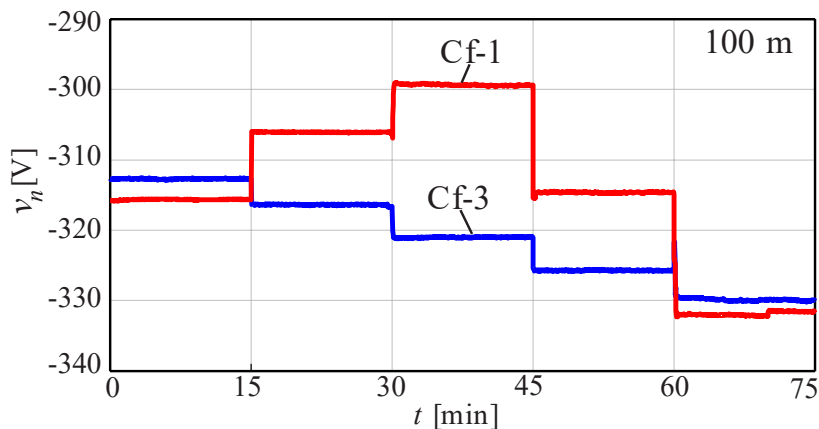


Figura 42 – Tensão do barramento negativo na carga/microgeração para a Cf-1 e Cf-3 e 100 metros de cabo.

É nítida a importância do redistribuidor de corrente, pois a diferença de tensão ao valor nominal (320 V) em ambos os barramentos é maior para a configuração que não emprega este conversor, principalmente nos cenários onde há desequilíbrio de carga/microgeração (15 até 60 minutos).

A mesma análise realizada anteriormente pode ser feita a partir da Figura 43 e da Figura 44, que apresentam o perfil da tensão do barramento negativo na carga/microgeração com a variação do comprimento de cabo para a Cf-1 (VSR-2L + VB-1) e Cf-3 (VSR-2L + VB-1 + CR-1), respectivamente.

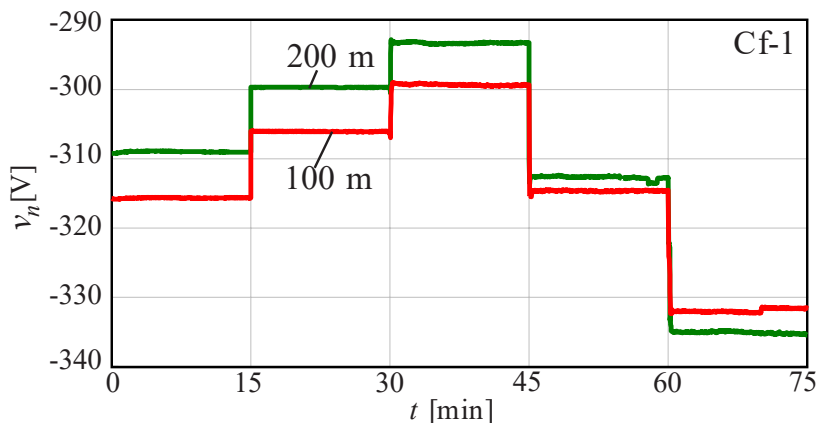


Figura 43 – Tensão do barramento negativo na carga/microgeração para a Cf-1 para 100 metros e 200 metros de cabo.

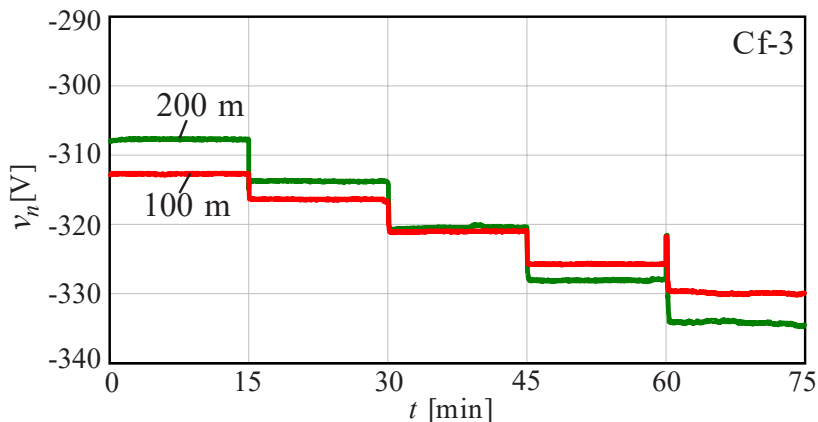


Figura 44 – Tensão do barramento negativo na carga/microgeração para a Cf-3 para 100 metros e 200 metros de cabo.

A Figura 45 e a Figura 46 mostram o perfil da tensão do barramento negativo na saída de VB-1 ( $v_{0n}$ ) e na carga/microgeração ( $v_n$ ) da microrrede para a Cf-1 (VSR-2L + VB-1) e Cf-3 (VSR-2L + VB-1 + CR-1), empregando 200 metros de comprimento de cabo, respectivamente. Em outras palavras, a tensão antes e depois dos cabos da microrrede.

Percebe-se a grande queda de tensão para Cf-1, uma vez que o balanceador opera com a tensão de saída próximo do valor nominal de 320 V.

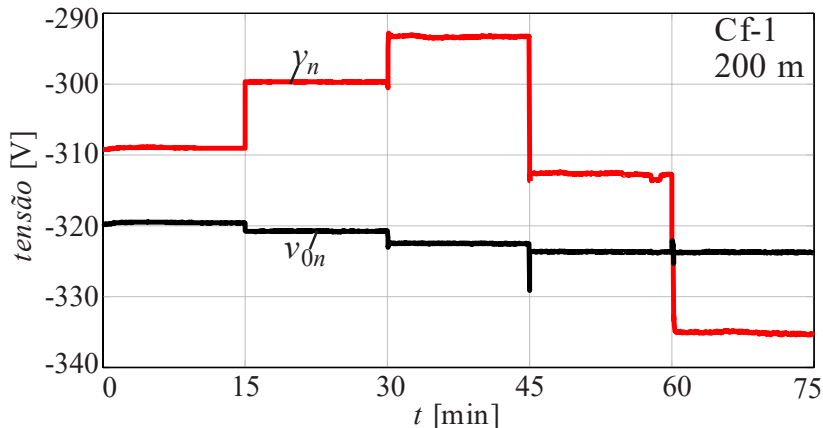


Figura 45 – Tensão do barramento negativo na carga/microgeração ( $v_n$ ) e na saída de VB-1 ( $v_{0n}$ ) para a Cf-1 e 200 metros de cabo.

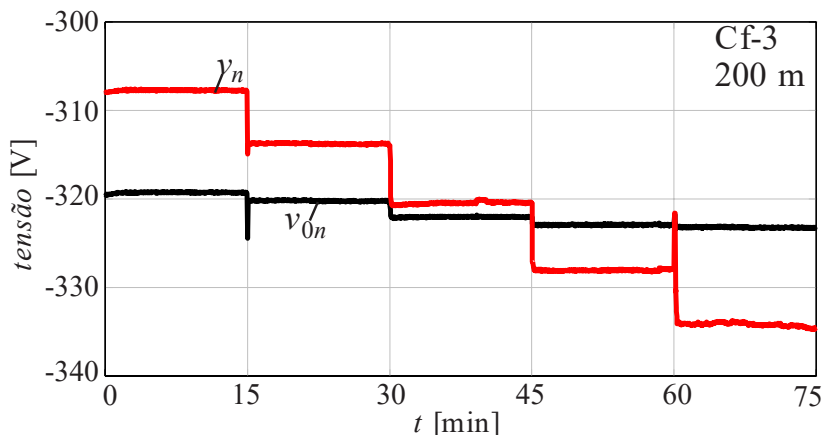


Figura 46 – Tensão do barramento negativo na carga/microgeração ( $v_{on}$ ) e na saída de VB-1 ( $v_n$ ) para a Cf-3 e 200 metros de cabo.

A Figura 47 apresenta o perfil da tensão eficaz da fase  $a$  do retificador mNPC-3L para 100 metros de comprimento de cabo com a configuração 8. Percebe-se que quando há fluxo de potência da microrrede CC para o lado CA (45 até 70 minutos, cenário 3 e cenário 5), a tensão no ponto de acoplamento comum (PCC) da rede de distribuição sofre um ligeiro aumento.

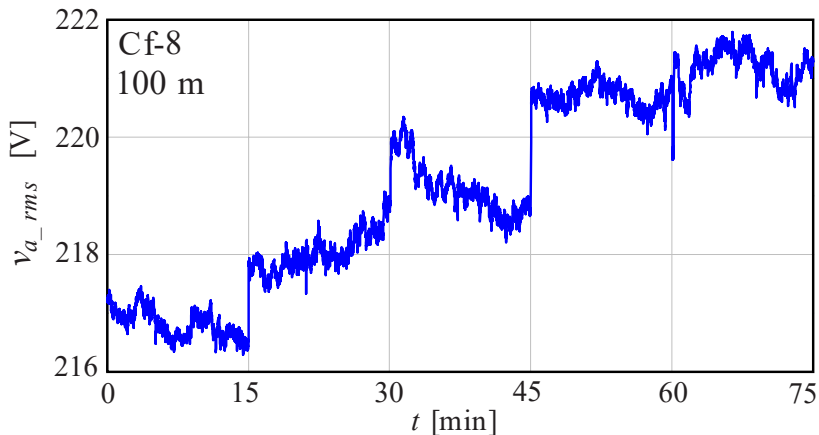


Figura 47 – Perfil da Tensão eficaz da fase  $a$  da entrada do retificador para Cf-8.

Devido à natureza intermitente de grande parte das microgerações (solar, eólica, etc), a variação aleatória do valor eficaz da tensão pode acarretar em um problema de qualidade da tensão, no PCC. Isto se deve

ao estabelecimento de normas para a flutuação de tensão (*flicker*), abordadas no item 6 do módulo 8 (Qualidade de Energia Elétrica) do Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional da Aneel (PRODIST). Com isto, conversores capazes de implementar as funções de armazenamento local de energia e de regulação de tensão nos terminais da rede, dentre outras, também poderiam fazer parte da arquitetura de potência de uma rede de distribuição em CC.

### 3.7 CONCLUSÃO

Diante das constantes melhorias que a eletrônica de potência vem apresentando nas últimas décadas, os conversores estáticos de potência estarão presentes de forma significativa nas futuras microrredes inteligentes. Seja para fazer a simples interface entre a carga/fonte de geração com a mesma, seja para melhorar a qualidade de energia e/ou oferecer algum benefício para o sistema de distribuição e consumidor final.

Neste contexto, foram apresentados alguns conversores que podem fazer parte de uma microrrede CC bipolar e algumas de suas potenciais funções. Ainda, no intuito de escolher o arranjo de conversores que propicia a melhor eficiência para a rede, foi apresentado um estudo comparativo de perdas de um sistema completo com configurações diversas, assim como alguns cenários.

Percebeu-se que o redistribuidor de corrente reduz as perdas de maneira expressiva em redes com desequilíbrios de carregamento, conforme aumenta o comprimento dos cabos da rede ou sob forte desbalanço de carga/fonte. Portanto, em se tratando de eficiência energética global de uma rede ativa de distribuição em CC bipolar, este conversor pode se tornar peça fundamental na mesma. A escolha de qual redistribuidor utilizar depende das necessidades de agregar funções ou não dentro da rede proposta, com o potencial de melhorar o desempenho da mesma em sistema de suprimento de energia com alta qualidade. Outra possibilidade é de integrar a função de redistribuidor de correntes de forma dispersa em diversos conversores ao longo da rede.

Apresentaram-se neste capítulo as bases de sustentação para a escolha da rede bipolar de distribuição em corrente contínua (CC), nível de tensão empregado e especialmente a escolha da estrutura do conversor CA-CC (retificador) bidirecional a ser utilizado. Este último é o foco principal deste trabalho.

Após as análises de perdas realizadas, tanto teóricas quanto experimentais, chega-se à conclusão que a configuração que inclui o retificador NPC-3L, em geral, apresenta vantagem sobre as configurações com conversor VSR-2L.

Apesar de se haver ensaiado a microrrede experimental com outras características das teóricas outrora apresentadas, as conclusões finais relativas às perdas são semelhantes, ou seja, os resultados obtidos na análise teórica e os resultados obtidos de maneira experimental são semelhantes. No entanto, deve ficar claro que somente realizando os ensaios experimentais com as mesmas características do teórico para a comprovação completa.

Deste modo, o próximo capítulo será dedicado ao estudo da estrutura do NPC-3L adaptado à função de interface entre rede CA trifásica e microrrede em CC bipolar, onde será apresentada uma modulação que cancela as componentes de baixa frequência do ponto central ( $i_{s0}$ ) do barramento bipolar, cancelando assim a ondulação nas tensões parciais dos barramentos e aumentando a vida útil dos capacitores utilizados. Ainda, com o uso da modulação proposta, espera-se obter um melhor controle do sistema da microrrede.





## 4 TÉCNICA DE MODULAÇÃO PARA A REDUÇÃO DE ONDULAÇÃO DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC DO CONVERSOR NPC TRÊS NÍVEIS

### 4.1 INTRODUÇÃO

Desde a sua introdução [95, 105], o conversor NPC trifásico a três níveis (NPC-3L) apresenta algumas vantagens significativas quando comparado com o conversor a dois níveis convencional (VSR-2L), principalmente para aplicações de alta potência e média tensão. No entanto, nos dias atuais, a aplicação de tal conversor em baixa potência/tensão também parece bastante promissora [93, 106]. Dentre outras vantagens frente ao conversor dois níveis, podem ser destacadas:

- A tensão em todos os dispositivos semicondutores de potência é apenas a metade da tensão do barramento total;
- O primeiro grupo de componentes harmônicas da tensão de linha está centrado em torno de duas vezes a frequência de comutação. Esta característica permite a redução do tamanho, peso e custo dos componentes passivos e, ao mesmo tempo, melhora a qualidade das formas de onda de entrada do retificador;
  - Redução de  $di/dt$  para certos valores de indutância;
  - Reduzidas perdas por comutação nos semicondutores;
  - Potencial redução de emissões eletromagnéticas;
  - Redução dos efeitos de reflexão de onda em acionamentos de máquinas alimentadas com cabos longos;
  - Barramento bipolar na saída do retificador.

Por outro lado, esta topologia apresenta algumas desvantagens frente ao VSR-2L, tais como:

- Maior número de interruptores e seus respectivos circuitos de comando (*gate drivers*);
- Maior complexidade de implementação;
- O balanço da tensão do ponto central deve ser assegurado por estratégias de controle e modulação;
- Ondulação de baixa frequência nas tensões parciais (capacitores) para a maioria das técnicas de modulação empregadas industrialmente.

No conversor NPC-3L, o balanço das tensões parciais (ponto central) deve ser garantido para que não haja aumento da distorção nas correntes de entrada e para que a tensão sobre os transistores não seja maior que a metade da tensão de barramento. Tal desequilíbrio também

traria o aumento de geração de emissões eletromagnéticas em alta frequência. Geralmente, o balanço das tensões parciais é obtido através de compensadores aplicados a técnicas de modulação PWM baseadas em portadora ou através de uma modulação do tipo *Space Vector* [107]. A Figura 48 apresenta o conversor NPC a três fios/fases/níveis.

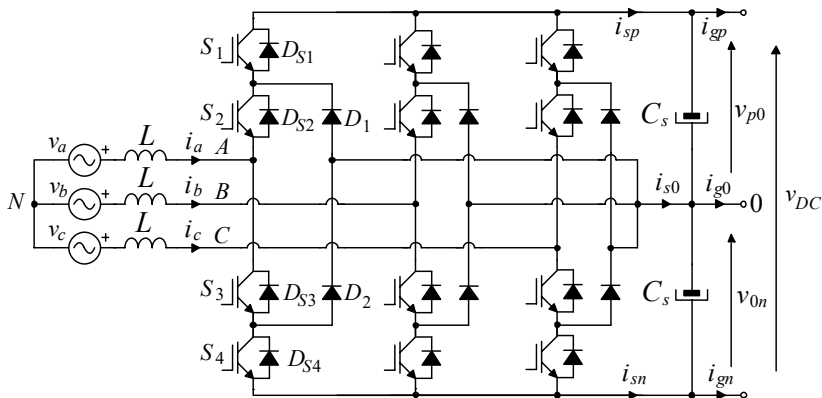


Figura 48 – Conversor NPC três fios/fases/níveis [95].

Embora a tensão média no ponto central (0), possa ser controlada e mantida em zero, garantindo assim o balanço das tensões parciais, uma corrente de baixa frequência pode aparecer neste ponto sob algumas condições de funcionamento do conversor.

A corrente  $i_{s0}$  do ponto central gerada pelo conversor três-níveis é composta por duas partes, uma parcela de baixa frequência, com a primeira componente no espectro harmônico em três vezes acima da frequência de entrada/saída do retificador/inversor NPC-3L. A outra parte é composta pelas componentes de alta frequência, com os primeiros harmônicos centrados na frequência de comutação.

A parcela da corrente de baixa frequência no ponto neutro do conversor implica no aparecimento de uma ondulação de baixa frequência nas tensões  $v_{p0}$  e  $v_{0n}$  sobre capacitores.

Esta é uma desvantagem significativa deste conversor, uma vez que os capacitores do barramento CC devem ser projetados para suportar tal corrente. A implicação direta desta corrente em baixa frequência circulando pelos capacitores do barramento é, para um dado modelo, a diminuição da vida útil destes devido ao aquecimento gerado. Por consequência, a probabilidade de falhas do conversor é aumentada e assim a confiabilidade da microrrede CC proposta pode ser diminuída.

Ainda, do ponto de vista da microrrede proposta, as tensões CC dos barramentos não seriam constantes. Desejando-se alta qualidade de

distribuição de energia na microrrede CC bipolar em questão, a ondulação de tensão mencionada não é desejada. Tal ondulação aumentaria o valor eficaz da corrente que circulam pelos cabos de alimentação da microrrede, aumentando as perdas e reduziria a qualidade das tensões parciais do barramento.

Desta maneira, almejando manter a vida útil dos capacitores e aumentar a qualidade das tensões da microrrede CC bipolar, uma primeira opção seria o aumento do número de capacitores em paralelo, para dividir entre eles a corrente com componentes de baixa frequência. Porém, esta solução apresenta como desvantagem o aumento do peso, do volume e do custo do conversor.

Como o conversor NPC-3L se tornou um circuito bastante difundido e utilizado no emprego de alta potência e média tensão, alguns estudos vêm sendo realizados no sentido de eliminar a componente de baixa frequência que circula pelos capacitores.

Neste sentido, primeiramente este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica das técnicas de modulação e estudos já realizados no intuito de eliminar e/ou atenuar a ondulação de baixa frequência da tensão nos capacitores.

Em seguida, será proposta uma modulação, com o emprego da transformada de Clarke ( $\alpha\beta 0$ ), que elimina a componente de baixa frequência da corrente do ponto central, mesmo com desbalanço de cargas nos barramentos parciais ou variação do fator de potência do conversor.

Por fim, para comprovar o estudo teórico da modulação proposta, serão apresentados resultados de simulação e experimentais.

#### 4.2 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PARA CONVERSORES TRÊS NÍVEIS PARA REDUÇÃO DA ONDULAÇÃO NAS TENSÕES PARCIAIS

Quando se utiliza o conversor NPC-3L, operando como retificador ou inversor, o requisito básico a ser alcançado nos projetos é a manutenção da tensão do ponto central balanceado, em vez da eliminação da ondulação de baixa frequência (BF) da tensão. Esta análise tem como ponto de vista o lado CC deste conversor.

Deste modo, a maioria dos estudos apresentados na literatura, com relação ao controle das tensões parciais sobre os capacitores, não tem como foco principal a eliminação da ondulação da tensão sobre tais elementos. Busca-se somente o balanço destas tensões, por meio do uso de controladores ou através de técnicas de modulação. Estas podem ser

baseadas em portadoras [107-117] ou através da modulação *Space Vector* (SV) [118-130]. O livro “*Power Electronic Converter for Microgrids*”, capítulo 5 [131], apresenta algumas maneiras de reduzir tal ondulação, tanto através da modulação baseada em portadoras, como SV. Alguns trabalhos [109, 111, 116, 119, 121-126, 128, 132, 133] apresentam determinadas melhorias na forma de controlar as tensões parciais e, como consequência indireta, a ondulação de baixa frequência das tensões parciais é brevemente atenuada.

No entanto, foi apresentado na seção anterior que a vida útil dos capacitores do barramento bipolar CC é um dos aspectos mais críticos no intuito de obter alta confiabilidade para o conversor em questão.

Assim sendo, uma revisão bibliográfica apresentando os principais estudos com o propósito de cancelamento/atenuação da ondulação em baixa frequência da tensão no ponto central do conversor NPC três níveis é exposta na sequência.

Alguns parâmetros do conversor NPC-3L estão diretamente relacionados com a corrente de baixa frequência do ponto central, tais como índice de modulação, fator de potência de operação do conversor no lado CA, modulação empregada, dentre outros. Nas referências [131, 134-136] é exposto como a variação do ângulo de deslocamento entre a tensão e corrente de saída do inversor NPC-3L afeta a mesma, através de modelos analíticos.

Em [131, 136-138] é apresentado o efeito da modulação sobre a corrente do ponto central. Nestes trabalhos é demonstrado que a modulação tem grande impacto nesta corrente. De modo geral, escolhe-se a modulação que apresente menores perdas nos semicondutores do conversor e/ou que leve à redução de ondulação de corrente ou geração de emissões em alta frequência. Desta forma, a corrente de baixa frequência que circula pelos capacitores é, tipicamente, apenas uma consequência da técnica de modulação escolhida.

Através das variações dos parâmetros do conversor em questão e, por consequência, a variação da corrente pelo ponto central, a ondulação da tensão sobre os capacitores pode apresentar grande variação. Em [139] é analisado o impacto da componente de baixa frequência na ondulação das tensões sobre os capacitores do barramento de um inversor NPC-3L. No referido trabalho, os autores comprovam que a maior parcela da corrente de baixa frequência se encontra três vezes acima da frequência da corrente fundamental de entrada/saída (retificador/inversor). Neste sentido, é apresentado um estudo de como dimensionar os capacitores eletrolíticos em função da ondulação de tensão presente sobre estes. Como esperado, percebe-se através do

estudo publicado que os capacitores precisam ser sobredimensionados para que haja uma redução significativa da ondulação de tensão. Estudo semelhante e com idênticas conclusões é realizado nos trabalhos [138, 140].

Um dos primeiros esforços realizados no intuito de eliminar ou atenuar a corrente supracitada foi realizado por Hirofumi Akagi em 1993 [141].

Em geral, os esquemas para cancelar a ondulação de tensão no ponto central podem ser classificados de duas formas [142]. Uma primeira maneira é adicionar um conversor externo ao NPC, podendo assim aumentar a dificuldade de implementação e o custo do sistema [143-145] e, por outro lado, a possibilidade de adicionar novas funções que tragam benefícios ao sistema de conversão. A outra maneira é adicionar uma lógica (algoritmo e/ou equações algébricas) de forma que modifique a modulação aplicada aos interruptores do conversor NPC-3L, de tal maneira que se elimine/atenuie tal corrente.

No que diz respeito à maneira de aplicação da lógica (compensação) na modulação do conversor NPC-3L, esta pode ser dividida em duas. A primeira forma de compensação pode ser realizada através de injeção de uma componente de modo comum nos sinais de modulação dos três braços do conversor. Neste caso, a compensação ocorre através de uma modulação PWM baseada na comparação com portadoras (*carried based PWM*). O outro caso de compensação pode ser obtido através de técnica de modulação do tipo *Space Vector*, onde a escolha de vetores redundantes pode eliminar/atenuar a componente de baixa frequência da corrente do ponto médio.

Em outras palavras, para a modulação PWM baseada em portadoras, todos os esquemas de compensação são baseados no mesmo conceito: manipulação da razão cíclica de eixo zero. Já os sistemas de compensação para eliminar a corrente de baixa frequência injetada do ponto central baseados na modulação vetorial fazem a manipulação dos tempos de aplicação de vetores curtos de tensão (*small vectors*) redundantes [146]. Manipular os vetores curtos redundantes leva aos mesmos resultados que a manipulação da razão cíclica de eixo zero na modulação baseada em portadoras, haja vista a existência de equivalência entre estas técnicas.

### 4.2.1 Técnicas de modulação *space vector* para redução de ondulação nas tensões parciais

A modulação SV aplicada no cancelamento da ondulação das tensões parciais do conversor NPC-3L apresenta como vantagem a flexibilidade quanto à utilização de diversas sequências de comutação, possibilidade de modulação senoidal, dentre outras.

Porém, como principal desvantagem, para realizar tal tarefa, utiliza-se um número significativo de vetores, aumentando assim as perdas por comutação, bem como comprometendo a distorção (THD) das tensões de linha do conversor [147]. Outro ponto diz respeito ao tempo de processamento das equações algébricas para o cálculo dos períodos de comutação que, em geral, é maior se comparado aos das técnicas de modulação baseadas em portadoras. Este fato impacta diretamente o tempo de processamento dos processadores digitais de sinais (DSP) disponíveis atualmente. Deste modo, o uso da modulação SV fica limitado em aplicações com relativamente baixa frequência de comutação [148]. Ainda, para o funcionamento de maneira satisfatória, normalmente para esta modulação, há a necessidade de operar o conversor em malha fechada.

O conversor trifásico NPC-3L apresenta três possibilidades, para cada fase, de conexão entre o lado CA e o lado CC. Ou seja, através do comando dos interruptores de cada braço, os pontos *A*, *B* e *C* do conversor podem ser conectados ao barramento positivo (*p*), ao ponto central (0) ou ao barramento negativo (*n*). Desta maneira, tomando as três fases, podem ser obtidas 27 diferentes combinações de estados de comutação dos semicondutores. Para encontrar a relação entre os estados de comutação e seu vetor de tensão de espaço correspondente, aplica-se a transformada de coordenadas  $\alpha\beta$  [149]. Portanto, é possível transformar as variáveis trifásicas em variáveis de duas fases ( $\alpha\beta$ ) equivalentes.

Os 27 estados de comutação correspondem a 19 vetores de tensão, cujo diagrama de espaço vetorial é apresentado na Figura 49 no plano de coordenadas  $\alpha\beta$ . Com base na sua magnitude (tamanho), os vetores de tensão podem ser divididos em quatro grupos [149]:

- Vetor nulo (*zero vector* -  $\vec{v}_0$ ) representa três estados de comutação. O primeiro estado é obtido quando os três braços do NPC-3L conectam a entrada do retificador ao barramento positivo [*ppp*]. O segundo estado é obtido quando os três braços do NPC-3L conectam a entrada do retificador ao barramento negativo [*nnn*]. Por fim, o último

vetor nulo pode ser alcançado quando os três braços do NPC-3L conectam o retificador ao ponto central [000]. A magnitude de tensão do vetor nulo é zero.

- Vetores curtos (*small vectors* -  $\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_6$ ) apresentam a magnitude de  $v_{DC}/3$ . Cada vetor curto tem dois estados de comutação, um contendo uma conexão de qualquer fase ao barramento positivo ( $p$ ) e outro contendo uma conexão de qualquer fase ao barramento negativo ( $n$ ). Ou seja, apresentam redundância.

- Vetores médios (*medium vectors* -  $\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_{12}$ ) apresentam a magnitude de  $\sqrt{3} v_{DC} / 3$ . Não apresentam redundância.

- Vetores longos (*large vectors* -  $\vec{V}_{13} \rightarrow \vec{V}_{18}$ ) apresentam a magnitude de  $2v_{DC}/3$ .

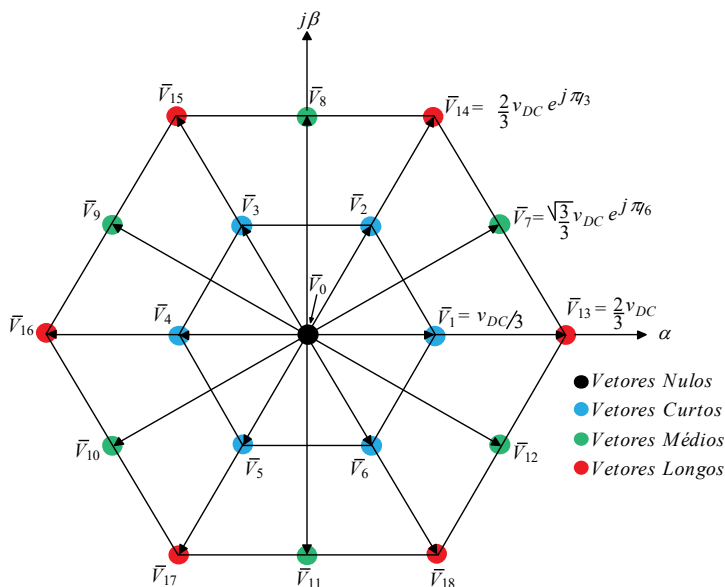


Figura 49 – Diagrama dos vetores de espaço do conversor NPC-3L [149].

O vetor nulo não tem influência sobre a tensão do ponto central do conversor NPC-3L, assim como os vetores longos. Os vetores curtos apresentam redundância, são controláveis e podem aumentar ou reduzir a tensão do ponto central. Os vetores médios, não são redundantes e tem maior efeito sobre a tensão do ponto central, no sentido de aumentar a ondulação de tensão do NPC-3L.

Em [146, 150, 151] é apresentado um estudo teórico de como a escolha de vetores pode afetar a ondulação de tensão no ponto central do conversor NPC-3L. Estes vetores são exclusivamente os médios e não controláveis, que são dependentes somente das tensões a serem geradas e do fator de potência da carga e dos tempos de aplicação dos vetores curtos. Conforme dito anteriormente, através destes vetores redundantes é que se pode cancelar a corrente de baixa frequência do ponto médio.

O estudo ainda mostra as limitações da modulação SV aplicada ao inversor NPC-3L no intuito de cancelar tal corrente. A Figura 50 [146, 151] apresenta a região (hachurada) onde a componente de baixa frequência da corrente do ponto médio pode ser cancelada em função do índice de modulação e do ângulo de carga (defasagem entre a tensão e a corrente de saída do inversor). Fica claro através do gráfico que o fator de potência unitário da carga representa o caso mais favorável para cancelamento da corrente de baixa frequência. Esta limitação pode ser estendida para todas as técnicas de modulação do tipo SV que fazem uso dos vetores redundantes para cancelamento ou atenuação da corrente do ponto central.

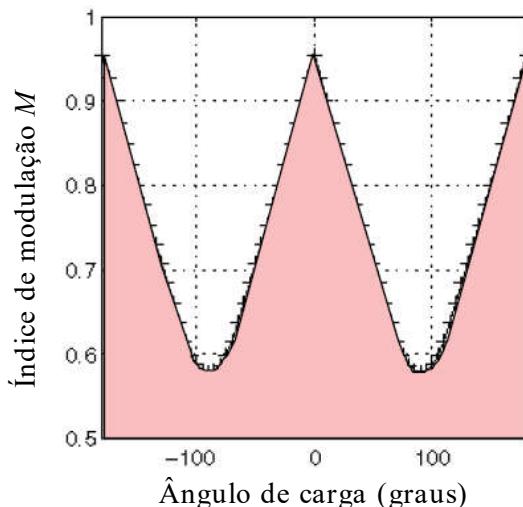


Figura 50 – Região de cancelamento da corrente BF com modulação SV [146, 151].

A mesma análise apresentada na Figura 50 pode ser ampliada para o conversor NPC-3L operando como retificador. Neste caso, o ângulo do fator de potência está relacionado à defasagem entre a tensão e a corrente de entrada do conversor.



Observa-se através da Figura 50 que se o ângulo de carga for próximo de  $90^\circ$ , a modulação SV não consegue suprimir a corrente no ponto central para índices de modulação maior que 0,6. Embora o estudo seja bastante abrangente conforme os autores citam, no entanto a técnica não leva a um controle simples e eficiente.

Na mesma linha de estudo que a referência anterior, em [152, 153] é apresentado um controle da tensão do ponto médio do conversor NPC-3L operando como inversor, através da escolha dos vetores curtos redundantes, de tal forma que a ondulação de tensão do ponto central é atenuada. Ainda, através dos resultados experimentais mostrados, nota-se que o método balanceou as tensões dos barramentos parciais e atenuou a ondulação de tensão, porém não anulou totalmente.

Utilizando a ideia descrita na modulação SV, [154] apresenta um estudo para eliminar a terceira harmônica da corrente do ponto médio, pois esta componente apresenta a maior parcela do espectro harmônico da referida corrente. O resultado obtido é bastante satisfatório, uma vez que a terceira harmônica foi cancelada. Como consequência, reduz-se bastante a ondulação de baixa frequência de tensão no ponto central. A eliminação da terceira harmônica é bastante adequada para funcionamento com fator de potência elevado. Todavia, quando o fator de potência for baixo, outras componentes surgem no espectro harmônico desta corrente.

Devido às restrições apresentadas na Figura 50 [146] e com o intuito de operar o conversor para qualquer índice de modulação e qualquer fator de potência da carga, na referência [155] é apresentada a completa eliminação da corrente do ponto central através de manipulação de vetores virtuais (combinação linear de vetores existentes). Do ponto de vista de cancelamento da corrente, é um trabalho bastante abrangente com resultados experimentais significativos. No entanto, a tensão de linha de saída do conversor NPC-3L operando como inversor ficou distorcida, com amplitudes de harmônicos bastante acentuados na frequência de comutação, apresentando características do conversor a dois níveis. A implicação direta deste fato é a necessidade de filtros maiores para obter correntes/tensões senoidais, em caso de aplicação da técnica no conversor atuando como retificador/inversor.

Para melhor visualização de tal fato, a Figura 51, retirada da referência [155], mostra a comparação das formas de onda da tensão de linha de saída  $v_{AB}$  do inversor NPC-3L. A figura da esquerda é obtida a partir da aplicação da modulação NTSV (*Nearest Three Space Vector*) PWM convencional e a figura a direita é obtida a partir da aplicação da

modulação proposta pelos autores em [155], a partir da modulação NTSV. Na Figura 51 fica clara a distorção apresentada na tensão de linha do conversor com a utilização da técnica proposta.

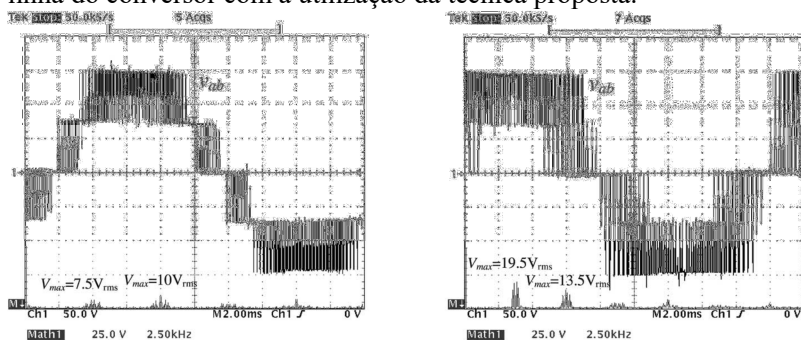


Figura 51 – Tensão de linha  $v_{AB}$ : Modulação NTSV convencional (esquerda); e a proposta (direita) em [155].

Ainda, o método de modulação proposto é bastante complexo (necessidade de lidar com ângulos, funções trigonométricas, etc.) e não pode ser aplicado corretamente quando as tensões dos capacitores estão desequilibradas.

Outro trabalho semelhante é apresentado em [147], onde é proposta uma estratégia de modulação SV para o controle da corrente do ponto central do conversor NPC-3L operando como inversor com alto índice de modulação e baixo fator de potência. Os autores apresentam um algoritmo, onde é verificado se o vetor a ser utilizado em determinado instante é possível controlar tal corrente. Em caso positivo, a modulação SV convencional é utilizada. Caso a resposta seja negativa, utiliza-se uma modulação SV modificada, no caso, a sugerida pelos autores. Em suma, os resultados apresentam as mesmas características da referência [155], pois a ondulação de tensão do ponto central é cancelada, mesmo com alto índice de modulação e baixo fator de potência da carga do inversor NPC. Contudo, houve um aumento da THD da tensão de saída do conversor.

Em [156] é definido pelos autores um parâmetro para a flutuação da tensão do ponto central do conversor NPC, chamado de *npf* (*neutral point fluctuation*). Este parâmetro é a porcentagem da ondulação da tensão do ponto central relativo à metade da tensão total do barramento. A finalidade da criação deste parâmetro é avaliar a eficiência das modulações propostas para cancelar/atenuar a ondulação de baixa frequência da tensão. Através de *npf* e do WTHD (*Weight THD*) da tensão de linha do conversor, obtém-se uma estimativa mais ampla da

eficiência das modulações. A equação (25) apresenta a expressão que define  $npf$  [156].

$$npf = \left(1 - \frac{2v_{p0}}{v_{DC}}\right) 100 = \left(1 - \frac{2v_{0n}}{v_{DC}}\right) 100 \quad (25)$$

Os autores limitaram o  $npf$  entre 1,5% e 2,5%, dependendo do índice de modulação empregado. Isto serve para que a modulação utilizada tenha bom efeito no sentido proposto.

Até o momento, foi apresentado um resumo das principais modulações *Space Vector* aplicadas ao cancelamento da parcela da baixa frequência da corrente do ponto central do conversor NPC-3L. Na revisão realizada, percebeu-se que a aplicação das modulações propostas pelos autores apresentam resultados significativos.

Por outro lado algumas desvantagens surgiram, como alta complexidade de implementação, elevada taxa de distorção harmônica da tensão de linha do conversor para algumas propostas, dentre outras.

#### **4.2.2 Técnicas de modulação baseadas em portadoras para redução de ondulação nas tensões parciais**

A aplicação da razão cíclica de eixo zero em técnicas de modulação baseadas em portadoras para o cancelamento da ondulação de tensão dos capacitores apresenta como principal vantagem a facilidade de implementação em circuitos analógicos ou digitais, a possibilidade de operação do conversor NPC-3L em uma larga faixa de frequência com desempenho satisfatório, a facilidade de extensão das técnicas desenvolvidas para outras topologias multiníveis, o bom desempenho dinâmico, dentre outros.

Alguns autores propuseram o controle da ondulação da tensão do ponto central através do uso de controle por histerese [157-159]. O controle da corrente por histerese é amplamente conhecido e de simples implementação, pois os sinais de comando dos interruptores são gerados através da comparação do sinal de referência com as correntes medidas. No entanto, apresenta o inconveniente da frequência de comutação ser variável, podendo levar o conversor a operações em altas frequências. Além disto, deve-se utilizar frequência de amostragem bem mais elevada no caso de utilização de modulação e controle implementados em processadores digitais. Para haver o completo cancelamento da ondulação da tensão do ponto central do conversor NPC-3L, a frequência de comutação é elevada. Desta forma a sua aplicação fica

restrita à aplicação onde haja a disponibilidade de semicondutores adequados.

Tipicamente, o controle por histerese da ondulação da tensão do ponto central do conversor NPC-3L é realizada da seguinte maneira: faz-se a leitura das duas tensões parciais do conversor e, através da diferença entre ambas, obtém-se a ondulação de baixa frequência de tensão do ponto central e o desbalanço das tensões. A diferença de tensão medida é comparada com um sinal de referência igual a zero. Assim, o erro é aplicado a um controle por histerese, no intuito de balancear as tensões sobre os capacitores e atenuar a ondulação de tensão. A saída do controlador é a razão cíclica de eixo zero que será aplicado aos interruptores do conversor NPC-3L.

Neste sentido, a referência [157] utiliza um controle por histerese, conforme a descrição anterior. Através dos resultados de simulação apresentados, a ondulação das tensões sobre os capacitores foi atenuada. Os resultados experimentais expostos mostram que o balanceamento das tensões parciais foi atingido, no entanto a redução da ondulação de tensão ficou bastante limitada.

As citações [158, 159] utilizam os mesmos princípios de [157], porém o controle por histerese é executado de maneira diferente. A referência [158] aplica uma modulação SPWM modificada para gerar os sinais de referência e em função disto é proposto um algoritmo para selecionar um padrão de comutação que melhore o desempenho do controle das tensões parciais e a ondulação de baixa frequência da tensão. Os resultados experimentais de ambos os trabalhos foram bastante satisfatórios, pois a ondulação de tensão foi significativamente atenuada. No entanto a complexidade de implementação da modulação proposta é alta, restringindo o uso das mesmas.

Semelhantemente ao controle por histerese, ou seja, através da leitura das tensões parciais dos capacitores, alguns autores propõem o uso de um controle do ponto central através de lógica difusa (*Fuzzy logic*) [142, 160]. Da mesma maneira, a saída do compensador proposto é adicionada a razão cíclica que será efetivamente aplicada aos interruptores do conversor. A partir dos resultados de simulação e experimentais apresentados pelos autores, percebe-se que as tensões parciais foram balanceadas e a ondulação de tensão foi atenuada. No entanto, a implementação deste tipo de lógica apresenta certo nível de complexidade.

Notou-se que os resultados experimentais apresentados pelas estratégias de controle por lógica difusa ou controle por histerese, apesar de balancearem efetivamente os valores médios das tensões dos

capacitores de barramento, não cancelaram a ondulação de tensão de baixa frequência.

Em [100], os autores apresentam um algoritmo a ser integrado à modulação, com injeção do sinal de eixo zero, que elimina completamente a ondulação de tensão de baixa frequência sobre os capacitores e é apresentada na Figura 52. As formas de onda da esquerda apresentam as razões cíclicas para a modulação SPWM convencional. A figura à direita, refere-se às formas de onda da razão cíclica proposta pelos autores aplicadas à fase  $a$ . A componente  $v_{ap}$  refere-se ao comando dos interruptores da parte superior do braço da fase  $a$  do conversor NPC-3L e a forma de onda  $v_{an}$  refere-se aos transistores da parte inferior. Para as outras fases, as razões cíclicas se encontram defasadas de  $\pm 120^\circ$ .

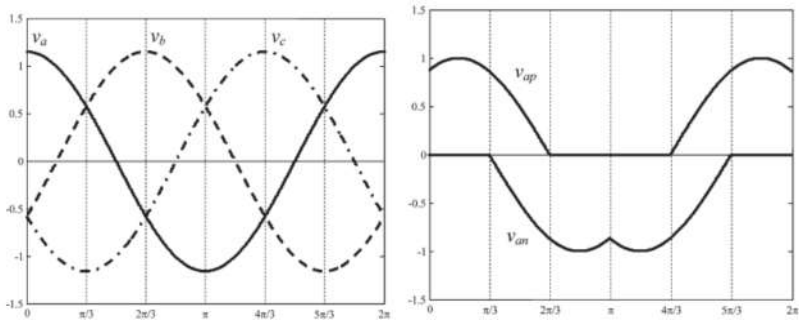


Figura 52 – Razão Cíclica (direita) para a modulação proposta em [100].

A partir da modulação proposta pelos autores, a ondulação de tensão de baixa frequência sobre os capacitores foi completamente cancelada para o conversor operando como inversor, mostrando que a mesma apresenta resultados compatíveis com o estudo. Entretanto, a frequência de comutação dos interruptores aumentou em um terço se comparada com a obtida pela modulação SPWM convencional. Do ponto de vista das perdas do conversor, torna-se uma desvantagem o uso desta modulação, pois as mesmas serão maiores.

Com operação como retificador aplicado ao conversor Vienna três níveis, que pode ser perfeitamente estendida ao NPC-3L, em [148] é apresentado um estudo para cancelamento da ondulação de tensão de baixa frequência nos capacitores. Após algumas simplificações, os autores chegam a uma expressão para a razão cíclica de eixo zero ( $d_0$ ), conforme

$$d_0 \approx -\frac{M}{4} \cos(3\omega t) \quad (26)$$

considerando as correntes de entrada do conversor em função de cossenos, onde  $M$  é o índice de modulação

A expressão (26) é aplicada ao retificador, com as premissas de operação com fator de potência unitário e sem desbalanço das cargas entre o barramento positivo e o negativo, ou seja, a mesma carga é aplicada às tensões parciais dos capacitores. Os resultados experimentais apresentados pelos autores mostram que a ondulação de tensão foi totalmente cancelada. No entanto, como se deseja que o retificador aplicado à microrrede possa vir a compensar potência reativa no lado CA ou, por ventura, operar com algum desbalanço de carga no lado CC, a aplicação do estudo apresentado se torna insuficiente.

Em [161] os mesmos autores aplicam a mesma equação (26) para o retificador operando com cargas desbalanceadas nos barramentos parciais. Com isto a ondulação em baixa frequência da tensão não é mais totalmente cancelada, mas é expressivamente atenuada. Para este caso, quanto maior for o desequilíbrio entre as cargas, maior será a amplitude da ondulação de tensão e, ainda, o conversor opera em um ponto específico, no caso de fator de potência unitário.

Na mesma direção do estudo anterior, na referência [162] é apresentada uma razão cíclica de eixo zero que cancela a ondulação de tensão de baixa frequência, levando em conta o fator de potência da carga do inversor, conforme a equação (27):

$$d_0 = n \sin(3\omega t + \alpha) \quad (27)$$

Nesta citação é apresentado o cálculo para se obter a variável  $n$  e  $\alpha$  em função do índice de modulação empregado pelo conversor e do ângulo de defasagem entre a corrente e a tensão de saída do inversor NPC-3L. Todavia, o cálculo apresentado é bastante complexo o que o torna de difícil utilização para o conversor com a aplicação da microrrede. Os resultados apresentados pelos autores são bastante satisfatórios, pois a parcela de BF da corrente do ponto central foi fortemente atenuada.

No sentido de operação global do conversor, em [141] são apresentados os cálculos para obtenção de outra expressão para a razão cíclica de eixo zero, de acordo com

$$d_0 = \frac{a}{2} \frac{\frac{1}{2} \cos(\theta) + \cos(2\omega t - \theta)}{\sin(\omega t - \theta)} \quad (28)$$

onde  $\theta$  é o ângulo de defasagem entre a corrente de saída e a tensão de saída do inversor NPC-3L e  $a$  é o índice de modulação utilizado no inversor. Apesar dos autores apresentarem a equação (28), não foram

apresentados resultados de simulação e experimentais que comprovem a eficácia da mesma. Ainda, neste caso, há a necessidade de se conhecer o ângulo de defasagem entre a corrente e a tensão de saída/entrada do inversor/retificador.

Na referência [163] os autores apresentam uma modulação híbrida, a qual foi chamada de HPWM, empregando a SPWM e a *double-signal* PWM (DSPWM). É apresentado que a mesma pode cancelar a ondulação de tensão de baixa frequência do ponto central do conversor NPC três níveis, no entanto houve o aumento das perdas por comutação de tal conversor, comparado com a modulação SPWM.

Em [164] é apresentada uma estratégia de modulação com o conversor NPC-3L sendo operado em malha fechada, baseada na teoria dos conversores matriciais, utilizando uma técnica bipolar de modulação PWM em face ao método unipolar PWM convencional. A partir disto, é apresentado um estudo para alcançar uma expressão de  $d_0$  para cancelamento da ondulação das tensões parciais.

Os resultados apresentados pelos autores eliminou completamente a corrente de baixa frequência do ponto central. No entanto, observou-se que a aplicação do sistema é complexa, em malha fechada e não prevê o desbalanço de carga para o conversor operando como retificador. Outra desvantagem técnica quanto ao controle e modulação apresentados está na distorção observada nas tensões de fase e de linha do inversor, necessitando assim de filtros maiores para obter formas de ondas senoidais.

Alguns trabalhos ainda propõem mesclar a modulação *Space Vector* com a modulação baseada em portadoras PWM para o cancelamento da ondulação de tensão, conforme [165]. No entanto, o resultado apresentado pelos autores não é tão eficiente quanto o de outras referências citadas, de modo que em algumas situações a corrente de BF foi atenuada, porém em outras, ainda apresenta amplitudes consideráveis.

Notou-se, de maneira geral, que tanto a modulação SV quanto a modulação baseada em portadoras, aplicadas ao cancelamento da corrente de baixa frequência do ponto central do conversor NPC-3L, apresentam algum ponto de desvantagem. Seja o aumento das perdas por comutação, aumento da distorção na tensão de linha, complexidade de implementação, operação em malha fechada, operação em um ponto específico do conversor, dentre outras.

Ainda, a grande maioria das técnicas de modulação propostas opera o conversor NPC-3L como inversor, de modo que não

contemplam o desbalanço de carga nos barramentos parciais, caso esta topologia opere como retificador.

Neste sentido, na próxima seção será abordada uma forma de cancelamento da corrente de baixa frequência do ponto central do conversor NPC-3L, através de injeção de uma componente de eixo zero. Esta modulação tem o objetivo de estabelecer um compromisso entre perdas de comutação, THD nas correntes de entrada, alta eficiência com cargas desbalanceadas no lado CC, baixa distorção da tensão de linha e balanço das tensões parciais de barramento mesmo durante transitório de cargas.

#### 4.3 PROPOSTA DE TÉCNICA DE MODULAÇÃO PARA CANCELAMENTO DE ONDULAÇÃO NAS TENSÕES PARCIAIS

Conforme discutido anteriormente, a corrente de baixa frequência do ponto central do conversor NPC-3L é uma desvantagem significativa na utilização desta topologia.

A revisão bibliográfica apresentada mostrou que esforços significativos têm sido realizados no intuito de encontrar uma técnica de modulação ou de controle que atenda o requisito de cancelamento da ondulação da tensão parcial do conversor NPC-3L.

No entanto, notou-se que a maioria dos esquemas propostos neste sentido possui alguma limitação, especialmente para o conversor atuando fora do ponto de operação ao qual foi escolhido.

A partir disto, deseja-se que a modulação proposta para cancelamento de tal corrente atenda as seguintes prerrogativas:

- Facilidade de implementação;
- Operação sob desbalanço de carga nos barramentos parciais;
- Operação em malha aberta para a eliminação completa das componentes de corrente de baixa frequência;
- Funcionamento adequado com capacidade de compensação de reativos no lado CA (fator de potência de operação do conversor diferente da unidade). Isto para a possibilidade da microrrede disponibilizar serviços ancilares através do retificador;
- Bom desempenho em ampla faixa de frequência de comutação, inclusive com baixa frequência de comutação;
- Perdas no conversor comparáveis as obtidas com a modulação vetorial (SV);
- Baixa distorção e ondulação das correntes no lado CA;



- Baixo nível da tensão de modo comum;
- Equilíbrio das tensões parciais durante transitórios de carga no barramento de saída em CC.

A análise da corrente do ponto central e a modulação proposta serão desenvolvidas baseadas na transformada de Clarke, amplamente empregada na literatura.

Para a modulação de três níveis, cada braço do conversor NPC-3L pode ser representado por um interruptor unipolar com três terminais (SPTT – do inglês *single pole triple throw*) equivalente. O circuito simplificado resultante utilizado para a análise é apresentado na Figura 53.

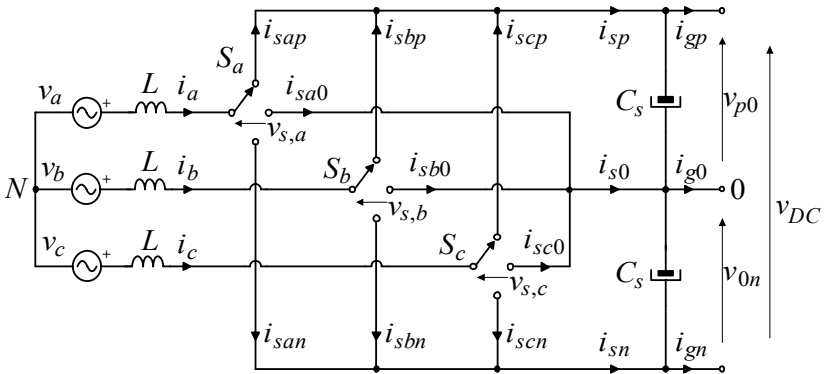


Figura 53 – Conversor NPC-3L com interruptores unipolares com três terminais.

As tensões de alimentação do conversor foram definidas na sequência positiva de fase e suas funções são dadas pela equação (29), onde  $V_p$  é a tensão de pico.

$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= V_p \sin(\omega t) \\
 v_b(t) &= V_p \sin(\omega t - 2\pi/3) \\
 v_c(t) &= V_p \sin(\omega t + 2\pi/3)
 \end{aligned}
 \quad (29)$$

Conforme pode ser visualizado na Figura 53, os interruptores SPTT podem conectar a entrada do retificador ao barramento positivo ( $p$ ), ao ponto central ( $0$ ) ou ao barramento negativo ( $n$ ). Deste modo, as correntes de entrada de cada fase podem ser conectadas no terminal  $k$ , onde  $k$  pode ser  $p$ ,  $0$  ou  $n$ . Os interruptores  $S_j$ , são acionados por meio de sinais de comutação  $s_{jk}$ , onde:

$$s_{jk} = \begin{cases} +1; & \text{se } s_j \text{ está conectado no terminal } k \\ 0; & \text{outro caso} \end{cases} \quad (30)$$

$$j = a, b, c$$

Desta maneira, as correntes  $i_{sp}$ ,  $i_{sn}$  e  $i_{s0}$  podem ser representadas em função dos sinais de comutação  $s_{jk}$ , obtendo assim a expressão para as mesmas, conforme a equação (31).

$$\begin{bmatrix} i_{sp} \\ i_{sn} \\ i_{s0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sap} + i_{sbp} + i_{scp} \\ i_{san} + i_{sbn} + i_{scn} \\ i_{sa0} + i_{sb0} + i_{sc0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \\ S_{a0} & S_{b0} & S_{c0} \end{bmatrix} \cdot \vec{i}_{abc} \quad (31)$$

Para melhor ilustrar a equação (31), a Figura 54 apresenta como as correntes do  $i_{sp}$ ,  $i_{sn}$  e  $i_{s0}$  são formadas. Conforme dito nas seções anteriores, a causa da ondulação nas tensões sobre os capacitores pode ser vista como uma parcela de baixa frequência da corrente do ponto central ( $i_{s0}$ ) do conversor NPC-3L.

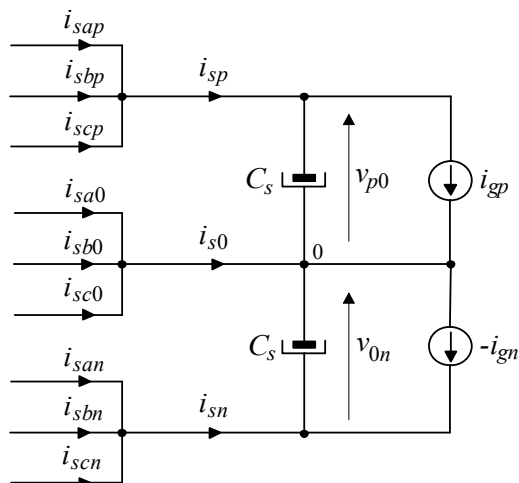


Figura 54 – Corrente do ponto central do conversor NPC.

Por meio da equação (31) e da Figura 54, observa-se que a corrente do ponto central é o somatório das correntes de entrada quando os interruptores  $S_j$  conectam estas no referido ponto. A função de comutação dos interruptores SPTT para o ponto central ( $s_{j0}$ ) é definida conforme a equação (32).

$$s_{j0} = 1 - |s_j|$$

$$j = a, b, c \quad (32)$$

onde,

$$s_j = \begin{cases} +1, & \text{se conectado ao ponto } p \\ 0, & \text{se conectado ao ponto } 0 \\ -1, & \text{se conectado ao ponto } n \end{cases} \quad (33)$$

A partir da equação (32), pode-se concluir que se um interruptor estiver conectado ao barramento positivo ou negativo, a função  $s_{j0}$  resulta no valor zero, ou seja, as correntes de entrada não são dirigidas ao ponto central do conversor.

Substituindo a equação (32) na equação (31), através de manipulação matemática obtém-se a expressão para a corrente  $i_{s0}$

$$i_{s0} = (i_a + i_b + i_c) - |s_a|i_a - |s_b|i_b - |s_c|i_c \quad (34)$$

Empregando-se a definição do valor médio durante o período de comutação (média móvel local) [166] nas funções de comutação dos interruptores, conforme (35), alcança-se a expressão (36), onde  $d_{j0}$  é a razão cíclica dos interruptores referente ao ponto central e  $T_s$  é o período de comutação

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^{t} x(\tau) d\tau \quad (35)$$

$$d_{j0} = 1 - |d_j| \quad (36)$$

Tal valor será chamado neste trabalho de valor médio quase instantâneo. Deste modo, substituindo a equação (36) em (34), obtém-se o valor médio quase instantâneo da corrente do ponto central, conforme:

$$\langle i_{s0} \rangle = (i_a + i_b + i_c) - |d_a|i_a - |d_b|i_b - |d_c|i_c \quad (37)$$

Como o somatório das correntes de entrada é igual à zero para o conversor NPC-3L operando a três fios, ou seja, sem ligação do neutro com o ponto central, deriva-se a expressão (38).

$$\langle i_{s0} \rangle = -|d_a|i_a - |d_b|i_b - |d_c|i_c \quad (38)$$

A equação (38) representa a parcela de baixa frequência da corrente do ponto central do conversor NPC-3L. Percebe-se que a mesma é função das correntes de entrada/saída do retificador/inversor e do módulo da razão cíclica aplicada para obter os sinais de comando dos interruptores.

Assim sendo, fica claro o que foi apresentado na revisão bibliográfica, onde foi dito que a corrente de baixa frequência de tal

ponto está relacionada com a modulação empregada, índice de modulação e fator de potência no ponto de operação do conversor em questão.

Na modulação SPWM convencional, as razões cíclicas são definidas conforme a equação (39). Desta maneira, percebe-se que aplicando (39) no conversor NPC-3L, a corrente de baixa frequência no ponto central não será nula.

$$\begin{aligned} d_a &= M \sin(\omega t) \\ d_b &= M \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ d_c &= M \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (39)$$

$M$  é o índice de modulação, definido como

$$M = \frac{2V_p}{v_{DC}} \quad (40)$$

Onde  $V_p$  é a tensão de pico de fase e  $v_{DC}$  é a tensão do barramento total.

A matriz  $\mathbf{T}^{-1}$ , apresentada na equação (41), é a transformada inversa de Clarke, e aplica-se a mesma para representar um conjunto de variáveis nas coordenadas em  $abc$  para as variáveis nas coordenadas  $\alpha\beta 0$ .

$$\mathbf{T}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (41)$$

Portanto, substituindo a equação (41) na equação (38), a expressão resultante é definida nas coordenadas  $\alpha\beta 0$ , conforme

$$\langle i_{s0} \rangle = -\left| \mathbf{T}^{-1} \vec{d}_{\alpha\beta 0} \right| \left( \mathbf{T}^{-1} \vec{i}_{\alpha\beta 0} \right)^T \quad (42)$$

Assim, desenvolvendo-se a equação (42), chega-se a

$$\begin{aligned} \langle i_{s0} \rangle &= -\left| \frac{\sqrt{6}}{3} d_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0 \right| \left( \frac{\sqrt{6}}{3} i_\alpha + i_0 \right) - \\ &\left| -\frac{\sqrt{6}}{6} d_\alpha + \frac{\sqrt{2}}{2} d_\beta + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0 \right| \left( -\frac{\sqrt{6}}{6} i_\alpha + \frac{\sqrt{2}}{2} i_\beta + i_0 \right) - \\ &\left| -\frac{\sqrt{6}}{6} d_\alpha - \frac{\sqrt{2}}{2} d_\beta + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0 \right| \left( -\frac{\sqrt{6}}{6} i_\alpha - \frac{\sqrt{2}}{2} i_\beta + i_0 \right) \end{aligned} \quad (43)$$

Como o conversor opera a três fios, a corrente  $i_0$  é nula e desta forma é obtida a expressão da corrente do ponto central do conversor NPC-3L nas coordenadas  $\alpha\beta 0$ , conforme

$$\begin{aligned} \langle i_{s0} \rangle = & - \left| \frac{\sqrt{6}}{3} d_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0 \right| \left( \frac{\sqrt{6}}{3} i_\alpha \right) - \\ & \left| -\frac{\sqrt{6}}{6} d_\alpha + \frac{\sqrt{2}}{2} d_\beta + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0 \right| \left( -\frac{\sqrt{6}}{6} i_\alpha + \frac{\sqrt{2}}{2} i_\beta \right) - \\ & \left| -\frac{\sqrt{6}}{6} d_\alpha - \frac{\sqrt{2}}{2} d_\beta + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0 \right| \left( -\frac{\sqrt{6}}{6} i_\alpha - \frac{\sqrt{2}}{2} i_\beta \right) \end{aligned} \quad (44)$$

Uma vez que se deseja eliminar a ondulação de baixa frequência das tensões parciais e analisando-se a equação (44), surgem duas possibilidades. A primeira se refere a cargas balanceadas nos barramentos parciais e, deste modo, a mesma é igualada a zero, conforme a equação (45).

$$\begin{aligned} 0 = & - \left| \frac{\sqrt{6}}{3} d_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0 \right| \left( \frac{\sqrt{6}}{3} i_\alpha \right) - \\ & \left| -\frac{\sqrt{6}}{6} d_\alpha + \frac{\sqrt{2}}{2} d_\beta + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0 \right| \left( -\frac{\sqrt{6}}{6} i_\alpha + \frac{\sqrt{2}}{2} i_\beta \right) - \\ & \left| -\frac{\sqrt{6}}{6} d_\alpha - \frac{\sqrt{2}}{2} d_\beta + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0 \right| \left( -\frac{\sqrt{6}}{6} i_\alpha - \frac{\sqrt{2}}{2} i_\beta \right) \end{aligned} \quad (45)$$

A segunda possibilidade se refere à existência de um possível desbalanço de carga entre as tensões parciais e, portanto, a equação (44) é igualada a uma corrente média, onde esta é a corrente de desbalanço de carga do conversor. Ou seja, esta corrente é a diferença entre a corrente que circula pela carga do barramento positivo e a carga do barramento negativo. A equação (46) expressa esta situação.

$$\begin{aligned} \bar{I}_{g0} = & - \left| \frac{\sqrt{6}}{3} d_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0 \right| \left( \frac{\sqrt{6}}{3} i_\alpha \right) - \\ & \left| -\frac{\sqrt{6}}{6} d_\alpha + \frac{\sqrt{2}}{2} d_\beta + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0 \right| \left( -\frac{\sqrt{6}}{6} i_\alpha + \frac{\sqrt{2}}{2} i_\beta \right) - \\ & \left| -\frac{\sqrt{6}}{6} d_\alpha - \frac{\sqrt{2}}{2} d_\beta + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0 \right| \left( -\frac{\sqrt{6}}{6} i_\alpha - \frac{\sqrt{2}}{2} i_\beta \right) \end{aligned} \quad (46)$$

Ambas as equações (45) e (46) podem ser empregadas para encontrar a solução que cancela a corrente de baixa frequência do ponto central do conversor NPC-3L.

Para aplicar a razão cíclica de eixo zero ( $d_0$ ) na modulação no intuito de cancelar a ondulação da tensão de baixa frequência, deve-se isolar  $d_0$  da equação (45) ou da equação (46). No entanto, percebe-se que esta tarefa não é direta, pois a mesma contém três funções de módulo. Sendo assim, as funções modulares serão desmembradas em três funções sem módulo, conforme

$$\begin{aligned} f_1 &= \frac{\sqrt{6}}{3} d_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0 \\ f_2 &= -\frac{\sqrt{6}}{6} d_\alpha + \frac{\sqrt{2}}{2} d_\beta + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0 \\ f_3 &= -\frac{\sqrt{6}}{6} d_\alpha - \frac{\sqrt{2}}{2} d_\beta + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0 \end{aligned} \quad (47)$$

Para estas funções apresentadas em (47), será utilizada a definição do valor absoluto de uma função, conforme

$$|x| = \begin{cases} x, & \text{if } x \geq 0 \\ -x, & \text{if } x < 0 \end{cases} \quad (48)$$

Isto significa, por exemplo, se a função  $f_1$  for maior que zero, a função modular é simplesmente eliminada. No entanto, se  $f_1$  for menor que zero, a função modular é eliminada com  $f_1$  sendo multiplicada por  $-1$ . Para as funções  $f_2$  e  $f_3$  também se aplica a mesma definição da equação (48).

Desta maneira, obtém-se a razão cíclica de eixo zero que cancela a parcela de baixa frequência da corrente do ponto central do conversor NPC-3L. Como existem duas possibilidades para cada função  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$ , resultarão oito soluções possíveis para  $d_0$ . Contudo, duas soluções resultam em conjunto vazio e, desta forma, restam seis soluções para  $d_0$ .

A expressão (49) apresenta as possibilidades das funções  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$  e as expressões (50) até (55), apresentam as soluções para  $d_0$  para cada possibilidade, empregando inicialmente a equação (46).

$$d_0^{\text{canc}} = \begin{cases} \emptyset & \text{se } f_1 \geq 0, f_2 \geq 0, f_3 \geq 0 \\ d_{0,1}^{\text{canc}} & \text{se } f_1 \geq 0, f_2 \geq 0, f_3 < 0 \\ d_{0,2}^{\text{canc}} & \text{se } f_1 \geq 0, f_2 < 0, f_3 \geq 0 \\ d_{0,3}^{\text{canc}} & \text{se } f_1 \geq 0, f_2 < 0, f_3 < 0 \\ d_{0,4}^{\text{canc}} & \text{se } f_1 < 0, f_2 \geq 0, f_3 \geq 0 \\ d_{0,5}^{\text{canc}} & \text{se } f_1 < 0, f_2 \geq 0, f_3 < 0 \\ d_{0,6}^{\text{canc}} & \text{se } f_1 < 0, f_2 < 0, f_3 \geq 0 \\ \emptyset & \text{se } f_1 < 0, f_2 < 0, f_3 < 0 \end{cases} \quad (49)$$

onde,

$$d_{0,1}^{\text{canc}} = \left( -\frac{\sqrt{2}i_\alpha}{i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} + \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{i_\beta}{i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} \right) d_\alpha + \left( \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{d_\beta i_\alpha}{i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} \right) - \left( \frac{3\sqrt{2}}{2} \frac{\bar{I}_{g0}}{i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} \right) \quad (50)$$

$$d_{0,2}^{\text{canc}} = \left( \frac{\sqrt{2}i_\alpha}{-i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} + \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{i_\beta}{-i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} \right) d_\alpha + \left( \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{d_\beta i_\alpha}{-i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} \right) + \left( \frac{3\sqrt{2}}{2} \frac{\bar{I}_{g0}}{-i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} \right) \quad (51)$$

$$d_{0,3}^{\text{canc}} = -\frac{\sqrt{2}}{4} d_\alpha + \frac{3\sqrt{2}}{4} \frac{d_\beta i_\beta}{i_\alpha} - \left( \frac{3\sqrt{2}}{4} \frac{\bar{I}_{g0}}{i_\alpha} \right) \quad (52)$$

$$d_{0,4}^{\text{canc}} = -\frac{\sqrt{2}}{4} d_\alpha + \frac{3\sqrt{2}}{4} \frac{d_\beta i_\beta}{i_\alpha} + \left( \frac{3\sqrt{2}}{4} \frac{\bar{I}_{g0}}{i_\alpha} \right) \quad (53)$$

$$d_{0,5}^{\text{canc}} = \left( \frac{\sqrt{2}i_\alpha}{-i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} + \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{i_\beta}{-i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} \right) d_\alpha + \left( \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{d_\beta i_\alpha}{-i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} \right) - \left( \frac{3\sqrt{2}}{2} \frac{\bar{I}_{g0}}{-i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} \right) \quad (54)$$

$$d_{0,6}^{\text{canc}} = \left( -\frac{\sqrt{2}i_\alpha}{i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} + \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{i_\beta}{i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} \right) d_\alpha + \left( \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{d_\beta i_\alpha}{i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} \right) + \left( \frac{3\sqrt{2}}{2} \frac{\bar{I}_{g0}}{i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} \right) \quad (55)$$

Percebe-se que na equação (49) aparecem dois conjuntos vazios, pois estes dois casos não resultam em uma solução, porque as funções  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$  não serão simultaneamente positivas ou negativas. Isto se deve ao fato que as razões cíclicas nas coordenadas naturais em  $abc$  serem senoidas defasadas de  $120^\circ$  e, desta forma, não é possível se ter valores de tais razões, simultaneamente, positivas ou negativas.

Visto que se deseja obter a solução mais simples possível, conforme as premissas apresentadas anteriormente, empregando a equação (45), ou seja, sem considerar a corrente de desbalanço de carga para a obtenção da razão cíclica de eixo zero que cancela a corrente de baixa frequência do ponto central do conversor NPC-3L, alcança-se as seguintes soluções para a equação (49)

$$d_{0,1}^{canc} = d_{0,6}^{canc} = \left( -\frac{\sqrt{2}i_\alpha}{i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} + \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{i_\beta}{i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} \right) d_\alpha + \left( \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{d_\beta i_\alpha}{i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} \right) \quad (56)$$

$$d_{0,2}^{canc} = d_{0,5}^{canc} = \left( \frac{\sqrt{2}i_\alpha}{-i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} + \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{i_\beta}{-i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} \right) d_\alpha + \left( \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{d_\beta i_\alpha}{-i_\alpha + \sqrt{3}i_\beta} \right) \quad (57)$$

$$d_{0,3}^{canc} = d_{0,4}^{canc} = \frac{\sqrt{2}}{4} d_\alpha + \frac{3\sqrt{2}}{4} \frac{d_\beta i_\beta}{i_\alpha} \quad (58)$$

Percebe-se pelas equações (56) até (58), que na situação de não se utilizar a corrente de desequilíbrio de carga, as soluções encontradas são reduzidas a três, tornando a implementação da modulação proposta mais simples.

Porém, uma vantagem de se empregar a equação (46) é que esta compensação pode ajudar na dinâmica do compensador da regulação das tensões parciais, operando como um controlador do tipo proporcional na falta de tal compensador. Pois quando se leva em consideração a corrente de desequilíbrio das cargas na solução, a razão cíclica de eixo zero resultante apresenta um valor médio, proporcional ao desequilíbrio de potência nos barramentos parciais, ajudando na compensação das tensões parciais.

As componentes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  são computadas a partir da leitura das correntes de fase do conversor NPC-3L. As componentes  $d_\alpha$  e  $d_\beta$  são obtidas a partir das razões cíclicas aplicadas para obter os sinais de comando dos interruptores do conversor que são tipicamente obtidos como saídas de controladores de corrente ou tensão do lado CA do conversor. Em caso de se utilizar a corrente de desbalanço de carga para a obtenção da razão cíclica de eixo zero para cancelar a ondulação de tensão de baixa frequência do ponto central do NPC-3L, faz-se necessária a medida desta, ou seja, haverá a necessidade de mais um sensor de corrente no sistema.

A Figura 55 apresenta o diagrama de blocos para a implementação da modulação proposta. Percebe-se que a mesma opera em malha aberta, pois não há o uso de nenhum tipo de controlador, somente o cálculo da razão cíclica de eixo zero de acordo com a equação (49). Com isto, pode-se definir esta técnica com uma técnica de modulação baseada em portadoras. Nota-se que o sinal de razão cíclica que efetivamente irá ser aplicado aos interruptores deve passar pela transformada inversa de Clarke.



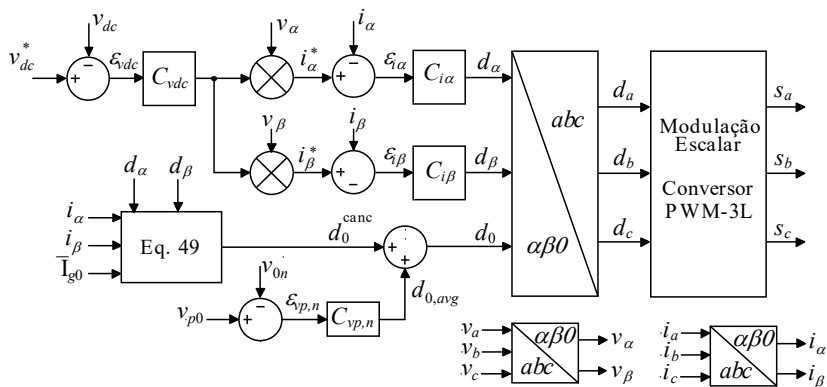


Figura 55 – Diagrama de blocos da modulação proposta.

Os controladores apresentados são para o controle com realimentação das correntes de entrada do retificador ( $C_{i\alpha}$  e  $C_{i\beta}$ ), da tensão total de barramento ( $C_{vdc}$ ) e dos valores médios das tensões parciais do conversor NPC-3L ( $C_{vp,n}$ ). Observa-se que a saída do compensador que regula as tensões parciais se soma à razão cíclica de eixo zero da modulação proposta.

Considerando todo o sistema que compõe a microrrede CC bipolar, existe ainda uma terceira possibilidade para eliminar a corrente de baixa frequência do ponto central do conversor NPC a três níveis, a partir da equação (44). Esta acontece quando existir uma corrente de baixa frequência no ponto central ( $0$ ) injetada pelos conversores conectados a rede CC, principalmente inversores trifásicos.

De maneira ilustrativa, a Figura 56 mostra algumas cargas conectadas na rede CC, que podem vir a injetar corrente de baixa frequência no ponto central do NPC-3L.

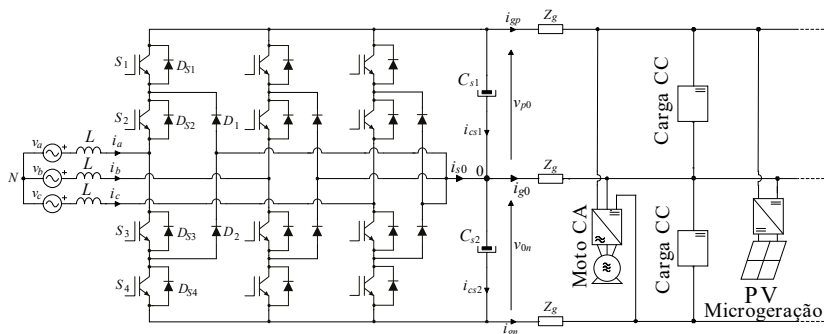


Figura 56 – Cargas conectadas no lado CC da microrrede que podem injetar corrente de baixa frequência no ponto central ( $0$ ) do conversor NPC três níveis.

Neste caso, para que a modulação proposta possa também eliminar a corrente de baixa frequência oriunda das cargas conectadas na rede CC ( $\langle i_{g0} \rangle$ ), há a necessidade de medi-la e considera-la na equação (44) para obtenção do sinal de eixo zero. O resultado é semelhante ao apresentado nas equações (50) até (55), somente substituindo e/ou somando a corrente de desbalanço de carga do conversor por esta corrente medida. Fica claro que haverá a necessidade de um sensor para medir a corrente do ponto central do lado CC da microrrede. Ainda, devido à existência de componentes de alta frequência que podem ser injetados pelos conversores conectados na rede CC, deve-se utilizar um filtro do tipo passa baixa, após a medição da corrente, para obter somente as componentes de baixa frequência desta corrente no caso da corrente conter componentes relevantes em alta frequência.

Neste trabalho não será aprofundada esta terceira possibilidade, ficando esta em aberto para avaliações futuras.

#### 4.3.1 Análise da técnica de modulação proposta

Através da análise realizada na seção anterior, utilizando os mesmos parâmetros elétricos da Tabela 2, empregando a modulação SPWM e cargas balanceadas, obtém-se a forma de onda teórica da corrente de baixa frequência do ponto central, conforme a Figura 57(a). Ainda, a Figura 57(b) mostra a razão cíclica de eixo zero ( $d_0^{canc}$ ) teórica para a fase  $a$ , obtida a partir da equação (49). Este sinal é então somado com a modulação SPWM convencional, gerando assim a razão cíclica ( $d_a$ ), que será aplicada aos interruptores da fase  $a$  do conversor NPC-3L, para o cancelamento da ondulação em baixa frequência da tensão.

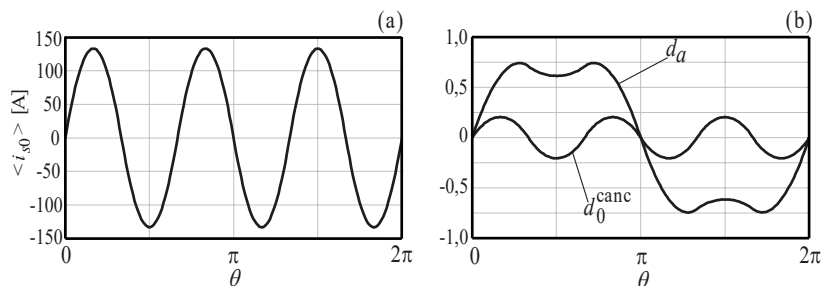


Figura 57 – Formas de onda teóricas com cargas equilibradas Sc-1: (a) corrente de baixa frequência do ponto central do NPC-3L; (b) sinais das razão cíclicas para a fase  $a$  para a modulação proposta.

Conforme foi discutido na revisão bibliográfica, de modo geral, as modulações propostas para o cancelamento da componente de baixa frequência do ponto neutro apresentam limitações, no que diz respeito ao funcionamento do conversor NPC-3L de maneira abrangente.

A inserção de uma componente de modo comum ( $d_0$ ) aos sinais de modulação das fases do conversor, pode, dependendo do ponto de operação, colocar a modulação em um ponto de operação não linear. Como consequência, há um aumento das distorções das correntes de entrada.

Em outras palavras, o limite de operação ao qual o conversor opera de maneira adequada fica limitado pela máxima componente de modo comum instantânea que se pode adicionar aos sinais de modulação sem que estas ultrapassem a faixa de operação linear do modulador (limite de comparação entre portadora e moduladora). A equação (59) apresenta a limitação citada para a razão cíclica empregada no conversor, onde o valor máximo da portadora é igual à unidade.

$$|d_j + \lambda_i d_0| \leq 1,0 \quad (59)$$

Onde  $d_j$  é a razão cíclica senoidal PWM da fase  $j$  ( $a$ ,  $b$  ou  $c$ ) e  $\lambda_i$  é o coeficiente da matriz de transformação para o eixo zero, caso se utilize uma para o cálculo de  $d_0$ .

Esta premissa pode ser aplicada à compensação da corrente de baixa frequência do ponto central e/ou na compensação do desbalanço de carga entre os barramentos positivo e negativo.

Analisando a compensação da ondulação da tensão apresentada na equação (49), observa-se que os parâmetros relacionados à componente de eixo zero estão atrelados às variáveis  $\alpha$  e  $\beta$  da corrente e com a razão cíclica.

Sendo assim, através da transformada de Clarke, obtêm-se os parâmetros nas variáveis de coordenadas  $abc$ , conforme a equação (60) e (61).

$$\begin{bmatrix} d_\alpha \\ d_\beta \\ d_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \quad (60)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (61)$$

onde,

$$\begin{aligned} d_a &= M \sin(\omega t) \\ d_b &= M \sin(\omega t - 2\pi/3) \end{aligned} \quad (62)$$

$$\begin{aligned} d_c &= M \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ i_a &= \bar{I} \sin(\omega t + \Phi) \\ i_b &= \bar{I} \sin(\omega t - 2\pi/3 + \Phi) \\ i_c &= \bar{I} \sin(\omega t + 2\pi/3 + \Phi) \end{aligned} \quad (63)$$

Sendo  $M$  o índice de modulação,  $\Phi$  o ângulo de defasagem entre a corrente e a tensão de entrada/saída do retificador/inversor NPC-3L e  $\bar{I}$  o pico desta corrente.

Desta forma, nota-se que  $d_0^{canc}$  que será calculado para o cancelamento da corrente de baixa frequência do ponto central é dependente do índice de modulação e do ângulo  $\Phi$ . Se as correntes estiverem balanceadas, a amplitude das mesmas não tem influência na razão cíclica de eixo zero. Ou seja, sendo estas com a mesma amplitude, o sinal  $d_0^{canc}$  resultante é independente da potência processada pelo conversor NPC-3L.

Por último, o sinal de modulação de eixo zero é dependente da corrente de desbalanço entre as cargas, podendo assim ser estendido para o desbalanço de potência ( $\alpha_p$ ), apresentado no capítulo anterior.

Neste sentido, curvas teóricas demonstrando os limites de operação linear do conversor NPC-3L empregando a modulação proposta são apresentadas na sequência com base na inequação (59). Mantendo-se as cargas equilibradas em ambos os barramentos, ou seja,  $\alpha_p$  igual à zero, traça-se a curva do máximo índice de modulação em função do ângulo  $\Phi$ , conforme pode ser visualizado na Figura 58, região hachurada.

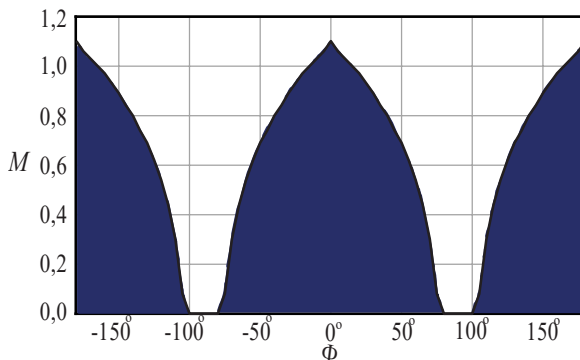


Figura 58 – Curva teórica do máximo índice de modulação em função de  $\Phi$ .

Percebe-se através da Figura 58 que, com o emprego da modulação proposta, permite-se operar o conversor com índice de modulação em aproximadamente 1,1, quando a corrente e a tensão do conversor estão em fase e não há desbalanço de carga entre os barramentos.

Já no ponto de operação do NPC-3L para  $M = 0,818$  empregado no capítulo anterior, o máximo ângulo  $\Phi$  teórico que o conversor opera na região de modulação linear e cancelando a ondulação da tensão do ponto central é de aproximadamente  $\pm 38^\circ$  (retificador e inversor).

Analisando a Figura 58, percebe-se que, em se desejando manter-se na região linear de operação, a modulação proposta não pode ser empregada, principalmente nos ângulos  $\Phi$  mais próximos de  $\pm 90^\circ$ . Isto para satisfazer a inequação (59), pois a curva teórica da figura foi gerada analiticamente baseada em tal inequação. Portanto, varrendo o fator de potência de operação do NPC-3L, qualquer valor de razão cíclica efetiva que ultrapasse  $\pm 1,0$ , o cálculo desenvolvido não contabiliza o  $\Phi$  empregado, pois a inequação não é satisfeita.

Isto se deve pelo fato de que ao se empregar as equações (50) até (55), em determinados pontos de operações do conversor NPC-3L, especialmente na região de  $\pm 90^\circ$ , em um determinado momento pode acontecer uma divisão por um número com valor baixo, próximo de zero. Como consequência, nestes instantes acontece um sobressinal rápido na razão cíclica de eixo zero, levando o cálculo analítico desenvolvido para gerar a curva teórica a não considerar tal ângulo empregado para encontrar o valor máximo de  $M$ . Porém, estes sobressinais rápidos afetam em praticamente nada o desempenho da modulação proposta, podendo ser desconsiderados. Ou seja, a curva prática de aplicação da modulação, no que diz respeito do máximo

índice de modulação em função do ângulo  $\Phi$  pode ser considerada maior, dependendo do ponto de operação. Esta característica será abordada nos resultados de simulação, onde tal efeito poderá ser melhor observado.

Mantendo  $M$  constante em 0,818, traçou-se a curva do máximo desbalanço de potência ( $\alpha_{p,\max}$ ) em função do ângulo de defasagem  $\Phi$ , apresentada na Figura 59. Empregando a modulação proposta, o funcionamento que se deseja para o conversor se encontra dentro da região hachurada.

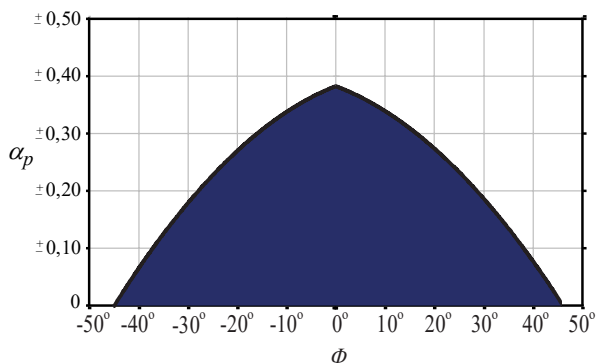


Figura 59 – Curva teórica do máximo desbalanço de potência em função do ângulo  $\Phi$ .

Por meio da curva da Figura 59, no ponto de operação para o funcionamento do conversor com fator de potência unitário, obtém-se  $\alpha_{p,\max}$  igual a  $\pm 0,39$ , com o conversor atuando na faixa linear da modulação e cancelando a ondulação da tensão do ponto central. Portanto, com a modulação proposta, o conversor NPC-3L consegue compensar aproximadamente 40% de desequilíbrio de cargas entre os barramentos.

Empregando-se a modulação SPWM convencional, o máximo desbalanço de cargas que o conversor opera na região linear da modulação, em função de  $M$ , é apresentado na equação (64) [96].

$$\left| \alpha_{p,\max}^{SPWM} \right| = \frac{4}{\pi} \left( \frac{1}{M} - 1 \right) \quad (64)$$

Desta forma, aplicando-se  $M$  igual a 0,818 na equação (64), alcança-se  $\alpha_{p,\max}$  igual a 0,283. Logo, com a modulação proposta, consegue-se compensar maiores desbalanços de carga, mantendo o

conversor na faixa desejada de operação, se comparada com a modulação SPWM convencional.

Conservando agora  $\Phi$  constante e igual a zero, traçou-se a curva teórica do máximo  $M$  em função da variação  $\alpha_p$ , apresentado na Figura 60.

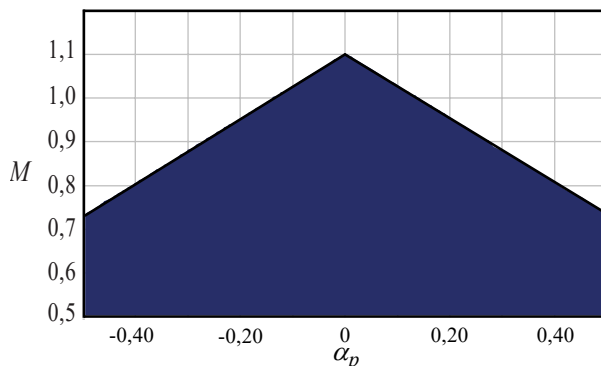


Figura 60 – Curva Teórica do máximo índice de modulação em função do desequilíbrio.

Outro ponto importante que se deseja para a aplicação da modulação proposta diz respeito ao rendimento do conversor. Ou seja, espera-se que não haja aumento significativo das perdas dos semicondutores quando a mesma é aplicada ao NPC-3L.

Diante deste propósito, utilizando os mesmos parâmetros elétricos do capítulo anterior (Tabela 2) onde foram obtidas as perdas teóricas dos interruptores do conversor em questão, é realizado o cálculo das perdas com a modulação proposta. A Tabela 5 apresenta os valores teóricos das perdas para o conversor NPC-3L com fluxo de potência do lado CA para o lado CC e vice-versa. Em ambos os casos, o conversor está operando com cargas equilibradas nos barramentos parciais e fator de potência unitário.

Tabela 5 – Perdas Teóricas do conversor NPC-3L a partir das técnicas de modulação analisadas.

Modulação	Fluxo CA para CC	Fluxo CC para CA
NPC-3L(SPWM)	1.873,8 W	1.998,2 W
NPC-3L(SVM)	1.841,6 W	1.968,6 W
NPC-3L( $d_0^{canc}$ )	1.840,1 W	1.965,8 W

Para efeito de comparação, a Tabela 5 mostra também as perdas teóricas, já apresentadas anteriormente, para a modulação SPWM e a SVM. Nota-se que as perdas para a modulação proposta são

ligeiramente mais baixas que se for comparada com a modulação SPWM convencional e de mesma magnitude da modulação SVM.

Portanto, conclui-se que este objetivo foi alcançado, no que tange à parte teórica. No entanto, resultados experimentais serão apresentados na sequência para que se comprove a análise realizada de perdas, assim como a eficácia da modulação proposta. Da mesma forma serão apresentados resultados de simulação para também comprovar o bom funcionamento de tal modulação.

#### 4.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA A TÉCNICA DE MODULAÇÃO PROPOSTA

A partir da técnica de modulação proposta na seção anterior, foram realizadas algumas simulações na intenção de validar o funcionamento descrito e a eficácia da mesma. A ferramenta empregada para a realização das simulações foi o programa PSIM®.

Conforme apresentado nas curvas teóricas do limite de operação linear da modulação proposta, não será possível operar somente o retificador com desbalanço extremo entre cargas (cenário 1) ou desbalanço extremo entre as fontes de geração (cenário 3). Ainda, no cenário 2, pelo fato do retificador não processar potência, não haverá corrente de baixa frequência sendo injetada nos capacitores de barramento. Desta forma, serão apresentadas algumas simulações em alguns pontos de operação do retificador e em pontos limiar de operação empregando a modulação proposta.

Os parâmetros utilizados para a realização das simulações são apresentados na Tabela 6, valores semelhantes aos expostos no capítulo anterior, para cálculo de perdas teóricas. Ainda, foram utilizadas as equações reduzidas para a implementação da modulação, ou seja, sem a utilização da corrente de desequilíbrio de cargas do conversor NPC-3L.

Tabela 6 - Parâmetros para simulação do retificador NPC-3L.

<b>Parâmetro</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Valor</b>
<b>Tensão parcial do barramento bipolar</b>	$v_{p0}$ e $v_{0n}$	380 V
<b>Potência nominal</b>	$S$	152 kVA
<b>Frequência de comutação retificador NPC-3L</b>	$f_{sr,NPC}$	4,0 kHz
<b>Tensão Eficaz de Linha do lado CA</b>	$v_{ac,rms}$	380 V
<b>Índice de modulação</b>	$M$	0,818
<b>Indutor de Entrada</b>	$L$	0,2 mH
<b>Capacitor Barramento</b>	$C_s$	4,7 mF
<b>Frequência da Rede</b>	$f_r$	60 Hz



#### 4.4.1 Resultados de simulação para o fluxo de potência da rede CA para a rede CC

Nesta seção os resultados de simulação serão apresentados para o conversor NPC-3L operando como retificador com fator de potência unitário com o fluxo de potência da rede CA para a rede CC, provendo energia para as cargas.

A Figura 61(a) apresenta a forma de onda da corrente e de tensão de entrada do retificador para a fase  $a$ , operando com equilíbrio de cargas nos barramentos positivo e negativo. Observa-se que ambas estão em fase, com corrente senoidal, caracterizando o fator de potência unitário.

Na Figura 61(b) é apresentado o sinal de eixo zero gerado a partir da equação (49) e aplicando os coeficientes da matriz de transformada de Clarke no eixo zero ( $d_0^{canc}$ ). A razão cíclica  $d_0^{canc}$  é então somada a razão cíclica senoidal ( $d_{a,SPWM}$ ), de maneira a compor a razão cíclica que efetivamente vai gerar os sinais de comando para os transistores da fase  $a$  ( $d_a$ ) do conversor NPC-3L. Para as fases  $b$  e  $c$ , os sinais são semelhantes, porém defasados de  $\pm 120^\circ$ .

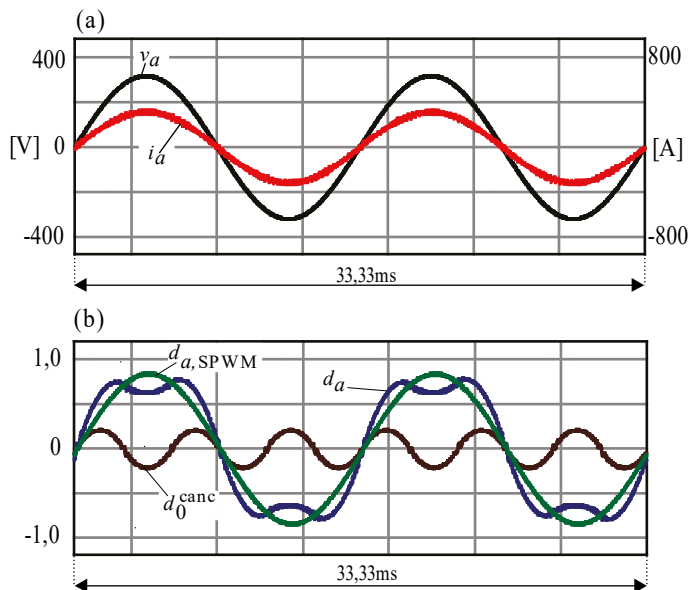


Figura 61 – Simulação com cargas equilibradas: (a) corrente e tensão de entrada do retificador fase  $a$  e (b) sinais razão cíclicas para a fase  $a$ .

Algumas formas de onda são apresentadas na Figura 62 com resultados da simulação do retificador operando sem desbalanço de carga no lado CC. Na Figura 62(a) são mostradas as correntes das três fases do retificador para a condição de não compensação da ondulação da tensão do ponto central, utilizando a modulação SPWM convencional. A taxa de distorção harmônica das correntes obtidas está em aproximadamente 4,3%. A Figura 62(c) apresenta as tensões parciais do conversor NPC-3L. Percebe-se de maneira clara que há uma ondulação em baixa frequência nestas tensões de aproximadamente 30 V. A componente de baixa frequência da corrente do ponto central é apresentada na Figura 62(b), onde também é mostrada a corrente total deste ponto ( $i_{s0}$ ). Por fim, na Figura 62(d) é exposta a tensão de linha entre a fase  $a$  e  $b$  ( $v_{AB}$ ), comprovando a operação do conversor de maneira adequada.

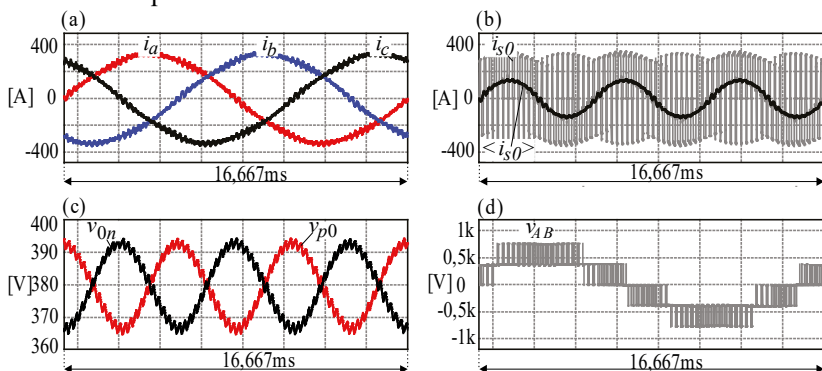


Figura 62 – Simulação com cargas equilibradas SPWM: (a) Correntes de entrada do retificador; (b) Corrente do ponto central; (c) Tensões parciais; (d) Tensão de linha  $v_{AB}$ .

A Figura 63 mostra as mesmas formas de onda, porém com a compensação da corrente do ponto central através da modulação proposta, com o retificador operando com as cargas CC balanceadas.

Nota-se visivelmente que a ondulação das tensões sobre os capacitores foi completamente eliminada, assim como a corrente no ponto médio, mantendo as correntes de entrada com baixo valor de THD (3,8%) e com um padrão da tensão  $v_{AB}$  próximo ao da modulação SPWM.

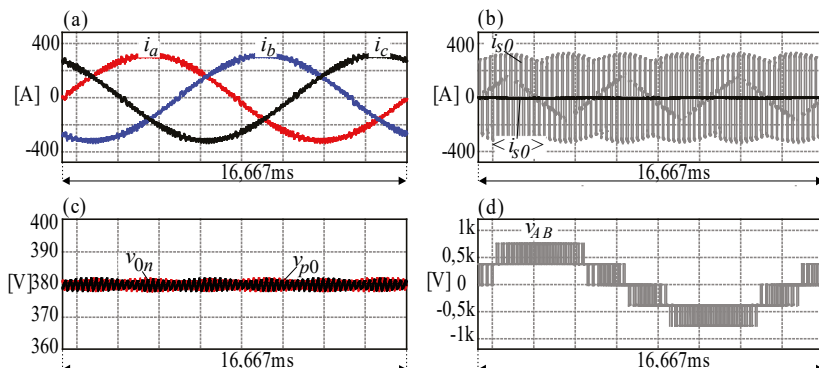


Figura 63 – Simulação com cargas equilibradas modulação proposta: (a) Correntes de entrada do retificador; (b) Corrente do ponto central; (c) Tensões parciais; (d) Tensão de linha  $v_{AB}$ .

Para melhor visualização do funcionamento adequado da modulação proposta, a Figura 64 apresenta o transitório entre a modulação SPWM convencional para a modulação proposta em 0,5 s, com cargas balanceadas nos barramentos. Observa-se que a componente de baixa frequência do ponto central é rapidamente cancelada no momento que a modulação proposta é aplicada. A Figura 64(d) mostra que a modulação proposta leva a tensões de linha que apresentem no máximo a comutação entre dois níveis próximos de tensão, o que reduz a ondulação das correntes no lado CA.

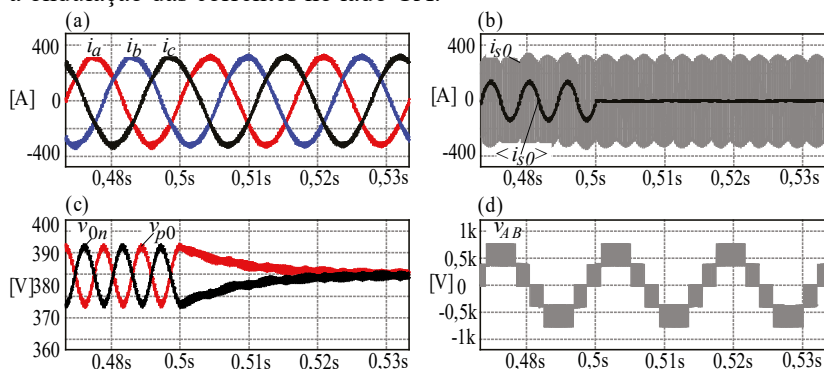


Figura 64 – Transitório SPWM para modulação proposta: (a) Correntes de entrada do retificador; (b) Corrente do ponto central; (c) Tensões parciais; (d) Tensão de linha  $v_{AB}$  do retificador.

A corrente de baixa frequência do ponto central, conforme já mencionado anteriormente, se divide entre os capacitores do barramento

( $C_s$ ). Desta forma, a Figura 65(a) apresenta a transformada rápida de Fourier (FFT – do inglês *Fast Fourier Transform*) da corrente do capacitor do barramento positivo com a modulação SPWM, podendo ser estendida para o capacitor do barramento negativo. Observa-se que a componente de 180 Hz da corrente é de aproximadamente 13% (62,5 A de pico) da corrente total que circula por este capacitor.

A Figura 65(b) apresenta a FFT da corrente do capacitor com a modulação proposta obtida através da simulação. Da maneira esperada, constata-se que a parcela de baixa frequência foi cancelada.

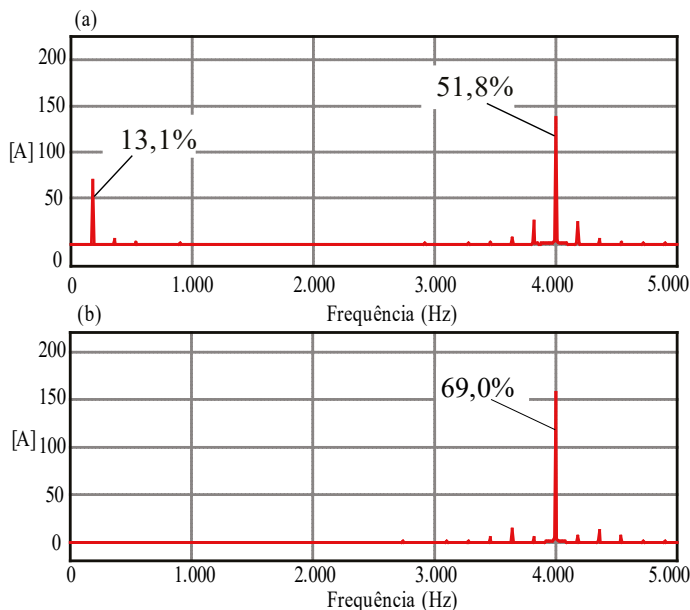


Figura 65 – FFT da corrente do capacitor barramento positivo: (a) SPWM convencional e (b) modulação proposta.

Ainda com cargas equilibradas nos barramentos CC, foi realizada uma simulação para obter a tensão de modo comum do retificador NPC-3L. A Figura 66 apresenta a tensão de modo comum e a FFT da tensão de modo comum para a modulação SPWM e para a modulação proposta.

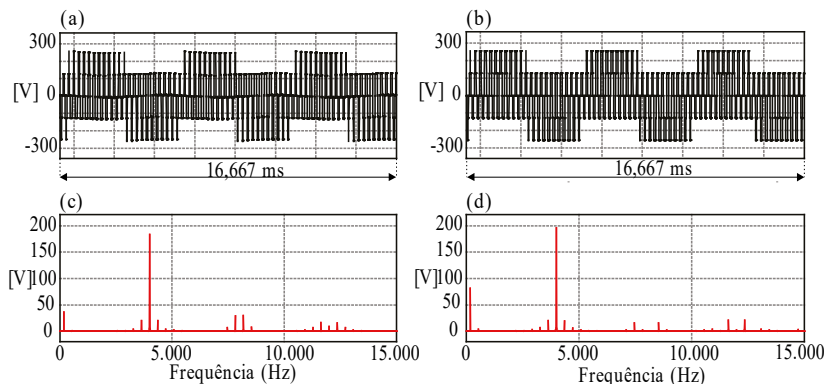


Figura 66 – Simulação cargas equilibradas Tensão de modo comum: (a) SPWM; (b) Modulação Proposta; FFT tensão do modo comum: (c) SPWM; (d) Modulação Proposta.

Examina-se que a modulação proposta apresenta aproximadamente os mesmos níveis da tensão de modo comum se comparada com a SPWM convencional, a menos da componente de baixa frequência a qual, tipicamente, não causa problemas de qualquer ordem.

Mantendo agora os mesmos parâmetros, porém provocando um desbalanço de carga de aproximadamente 30% no barramento positivo com relação ao barramento negativo, ou seja,  $\alpha_p = +0,30$ , mantendo a potência nominal de operação do retificador, obtém-se as forma de onda da Figura 67 para a fase  $a$  do conversor. Nesta simulação, destaca-se o valor médio no sinal de eixo zero ( $d_{0,avg} + d_0^{canc}$ ) devido ao desbalanço da carga. Por consequência, este valor médio estará contido na razão cíclica ( $d_a$ ) que será aplicada aos interruptores para compensação, tanto da ondulação de tensão de baixa frequência, quanto o desbalanço de carga.

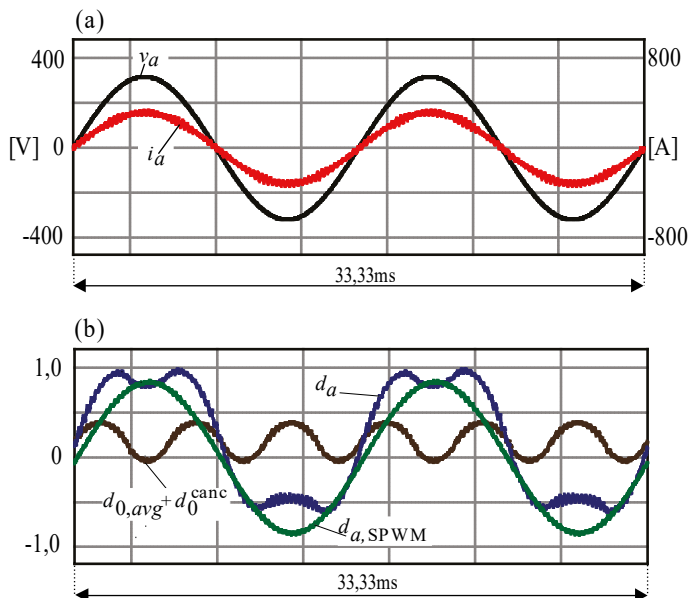


Figura 67 – Simulação com cargas desequilibradas: (a) corrente e tensão de entrada do retificador fase  $a$  e (b) sinais razão cíclicas para a fase  $a$ .

A Figura 68 apresenta as principais formas de onda do conversor operando com desbalanço de carga no lado CC. Fica claro que mesmo com desbalanço de carga entre os barramentos, a componente de baixa frequência da corrente do ponto central foi cancelada, conforme pode ser visualizado na Figura 68(b).

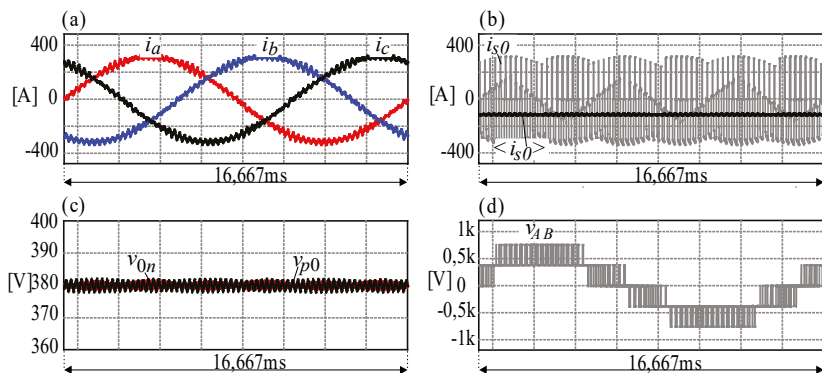


Figura 68 – Simulação com cargas desequilibradas modulação proposta: (a) Correntes de entrada do retificador; (b) Corrente do ponto central; (c) Tensões parciais; (d) Tensão de linha  $v_{AB}$  do conversor NPC-3L.

Nesta situação, esta corrente apresenta somente um valor médio, que é a diferença entre as correntes das cargas que circula pelo ponto central do conversor NPC-3L.

Na Figura 69 são expostas as principais formas de onda do conversor NPC-3L de um transitório entre a modulação SPWM para a modulação proposta em 0,5 s e com cargas balanceadas. Em seguida, em 0,6 s, é realizado um desbalanço de carga de aproximadamente +30% no barramento positivo com relação ao barramento negativo, mantendo-se a potência nominal do sistema. Comprova-se que a compensação da ondulação de tensão de baixa frequência ocorre como analisado teoricamente.

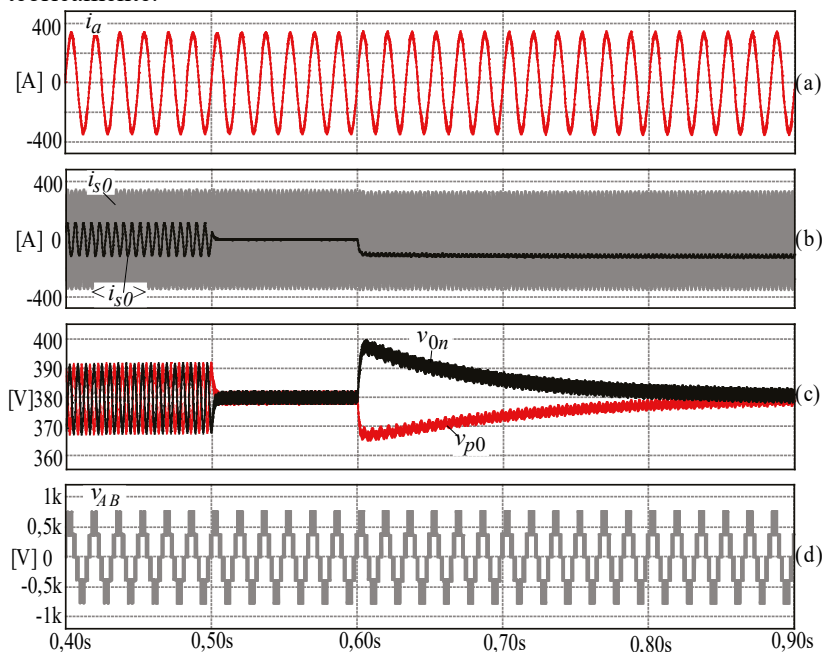


Figura 69 – Transitório SPWM para modulação proposta e para cargas desbalanceadas: (a) Corrente fase  $a$  do retificador; (b) Corrente do ponto central; (c) Tensões parciais; (d) Tensão de linha do conversor NPC-3L.

Para o desbalanço de cargas no barramento negativo, ou seja,  $\alpha_p$  negativo, os resultados de simulação obtidos utilizando a modulação proposta são idênticos aos apresentados para o barramento positivo. Desta forma, por questão de concisão, não serão apresentados.

A Figura 70 apresenta o transitório a um degrau de carga aplicado ao barramento total ( $v_{DC}$ ) de 100% para 50% em 0,5 s e em seguida, em

0,8 s há um degrau de carga de 50% para 100%. A Figura 70(a) e a (b) apresentam as formas de onda da corrente da fase  $a$  e das tensões parciais, respectivamente, para a modulação SPWM e, a Figura 70(c) e a (d) mostram as mesmas formas de onda para a modulação proposta. Nota-se que a resposta ao degrau de carga em ambas as modulações são semelhantes, abaixo do limite de sobressinal de 10%, estabelecido no projeto dos compensadores.

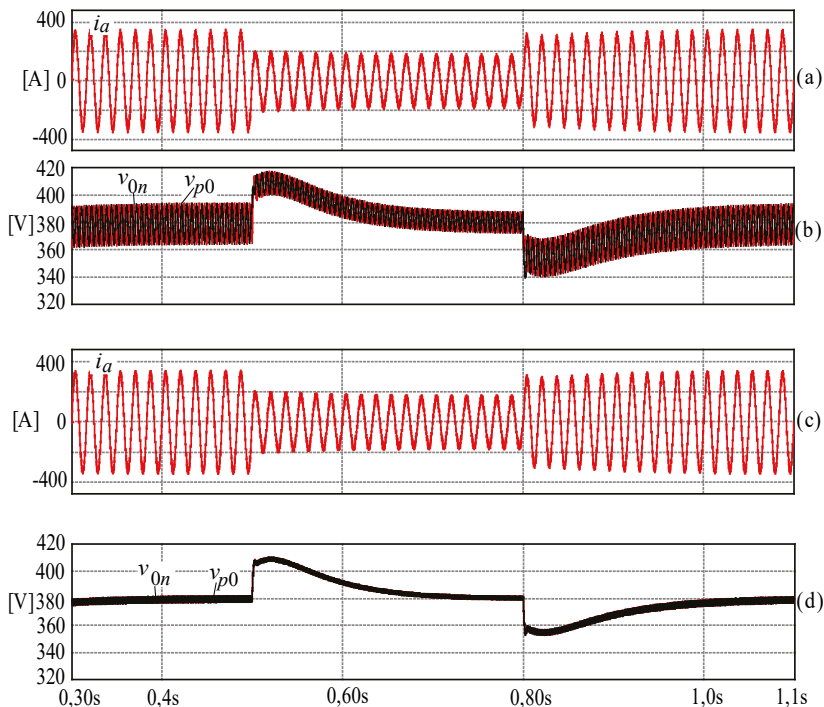


Figura 70 – Simulação do transitório de carga. Modulação SPWM: (a) Corrente da fase  $a$ ; (b) Tensões parciais; Modulação proposta: (c) Corrente da fase  $a$ ; (d) Tensões parciais.

A Figura 71 apresenta o detalhe do transitório das tensões parciais para um degrau de carga de aproximadamente +30% no barramento positivo com relação ao barramento negativo, mantendo-se a potência nominal do sistema. A Figura 71(a) mostra as formas de ondas para a modulação SPWM e a Figura 71(b) expõem as formas de onda para a modulação proposta. Percebe-se que a resposta ao degrau de cargas em ambas as modulações apresenta sobressinal abaixo de especificado em projeto e que a modulação proposta não altera a



dinâmica da malha de equilíbrio das tensões parciais, sem a utilização da corrente de desbalanço na solução.

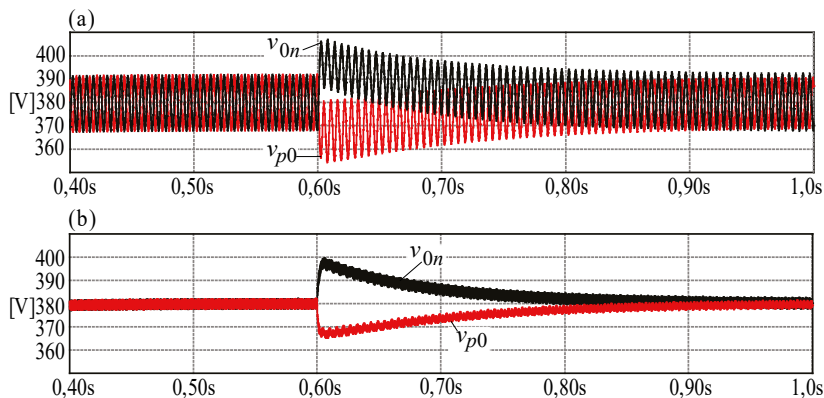


Figura 71 – Simulação do transitório de carga em um barramento: a) SPWM; (b) Modulação proposta.

#### 4.4.2 Resultados de simulação para o fluxo de potência da rede CA para a rede CC

Nesta seção os resultados de simulação serão apresentados para o conversor NPC-3L operando como inversor com fator de potência unitário, com injeção de potência na rede CA oriunda das fontes de microgeração dispostas no lado CC.

A Figura 72(a) apresenta a corrente e a tensão da fase  $a$  do conversor NPC operando com cargas equilibradas nos barramentos CC. Nota-se que estas estão defasadas de  $180^\circ$ , caracterizando a injeção de potência na rede elétrica. Ainda, a Figura 72(b) apresenta os sinais das razões cíclicas da fase  $a$ , onde se destaca a componente de eixo zero ( $d_0^{canc}$ ) após a aplicação dos coeficientes da matriz de transformada de Clarke no eixo zero, para cancelar a ondulação de tensão do ponto central.

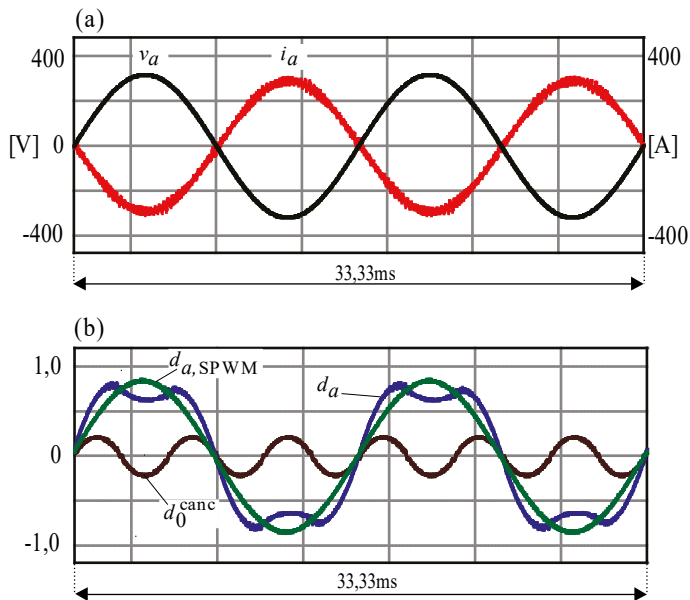


Figura 72 – Simulação com cargas equilibradas: (a) corrente e tensão de entrada do retificador fase  $a$  e (b) sinais razão cíclica para a fase  $a$ .

A Figura 73 apresenta as principais formas de onda do conversor NPC-3L operando com a modulação proposta. Semelhantemente aos resultados apresentados na seção 4.4.1, a ondulação das tensões sobre os capacitores foi completamente eliminada, assim como a corrente no ponto médio, mantendo as correntes de entrada com baixo THD.

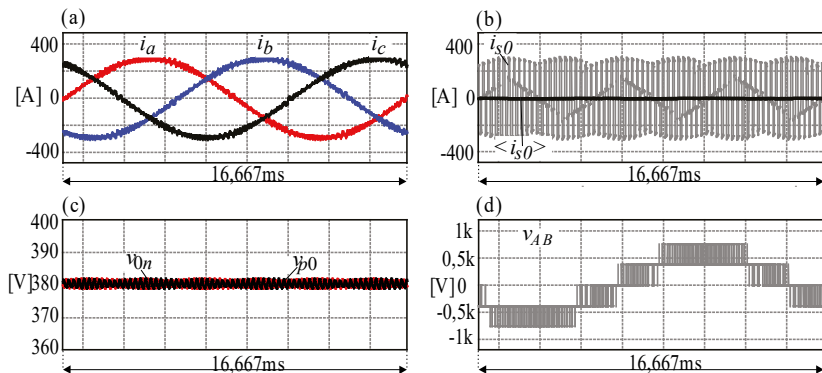


Figura 73 – Simulação com cargas equilibradas modulação proposta: (a) Correntes de entrada do retificador; (b) Corrente do ponto central; (c) Tensões parciais; (d) Tensão de linha  $v_{AB}$  do conversor NPC-3L.

Como os resultados para cargas desbalanceadas foram semelhantes aos apresentados na seção anterior, e para não tornar o texto repetitivo, os resultados de simulação para este caso não serão publicados. Também não será apresentado o transitório entre as modulações e cargas, a FFT da corrente do capacitor e a tensão de modo comum.

#### 4.4.3 Resultados de simulação para outros pontos de operação

Esta seção tem a finalidade de comprovar o funcionamento da modulação proposta para o conversor nos limites de operação apresentados anteriormente. Assim, serão exibidas as formas de ondas, através de simulações, em outros dois pontos das curvas teóricas apresentadas na seção anterior.

Inicialmente, lançando mão das curvas teóricas dos limites da operação linear da modulação proposta de antemão apresentadas, com a potência processada pelo conversor em 152 kVA, cargas equilibradas nos barramentos parciais e o  $M$  igual a 0,818, obtém-se um ângulo de defasagem  $\Phi$  de aproximadamente  $\pm 38^\circ$  (vide Figura 58). No entanto, conforme já salientado anteriormente, este ângulo pode ser maior, devido aos sobressinais rápidos no cálculo da razão cíclica de eixo zero. Para melhor evidenciar este evento, foi realizada uma simulação com o ângulo de defasagem  $\Phi$  fora da faixa da curva teórica apresentada na Figura 58, sendo o ângulo escolhido de  $-50^\circ$ . Para este ângulo, a Figura 74(a) e (b) apresenta a razão cíclica de eixo zero (após aplicação dos coeficientes da matriz de transformada de Clarke no eixo zero) e a razão cíclica da fase  $a$ , respectivamente.

Percebe-se que o sinal de eixo zero apresenta, em determinados momentos, picos rápidos e, por consequência, o sinal de razão cíclica nestes momentos ultrapassa o valor de  $\pm 1,0$ , não satisfazendo a inequação (59), que mantém a modulação na região linear de operação. Porém, este sobressinal é pouco significativo com relação à compensação da modulação proposta.

Baseado agora em resultados de simulação, onde foram desconsiderados estes picos rápidos no sinal de razão cíclica de eixo zero e cuidando a efetividade da modulação proposta (cancelamento da corrente de baixa frequência dos capacitores de barramento), traçou-se uma nova curva de máximo  $M$  por  $\Phi$ . A Figura 75 apresenta esta nova faixa de operação, onde se pode empregar a modulação proposta sem representar prejuízo para o bom funcionamento desta.

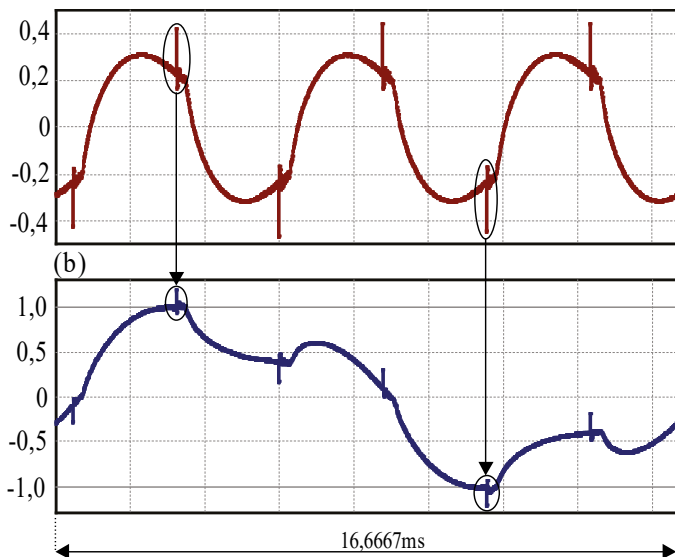


Figura 74 – Resultado de simulação apresentando o sobressinal na modulação para  $\Phi$  igual a  $-50^\circ$ : (a) Sinal de eixo zero; (b) Razão cíclica para a fase a.

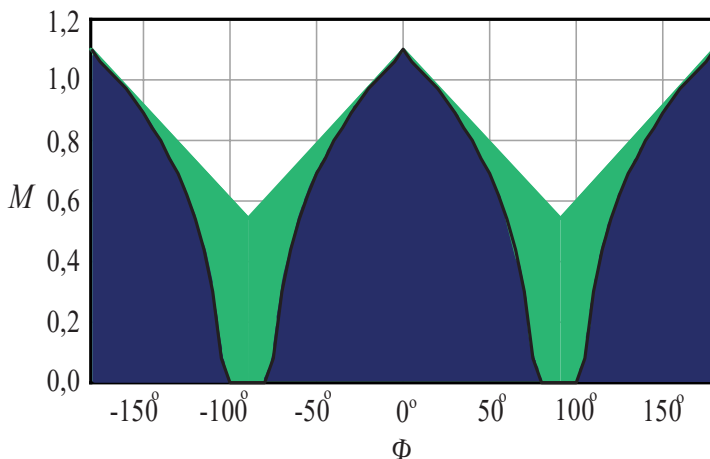


Figura 75 – Curva prática do máximo índice de modulação em função de  $\Phi$ .

No intuito de comprovar que a modulação proposta funciona de maneira adequada para o ângulo  $\Phi$  de  $-50^\circ$  algumas simulações serão agora apresentadas. A Figura 76(a) mostra a corrente e a tensão de entrada do retificador neste ponto de operação. A Figura 76(b) apresenta os sinais de razão cíclica para a fase a do conversor. Percebe-se que injetando a componente de eixo zero ( $d_0^{canc}$ ) neste ponto de operação, a

razão cíclica resultante ( $d_a$ ) alcança o valor limiar da operação linear da modulação, conforme previsto na análise teórica.

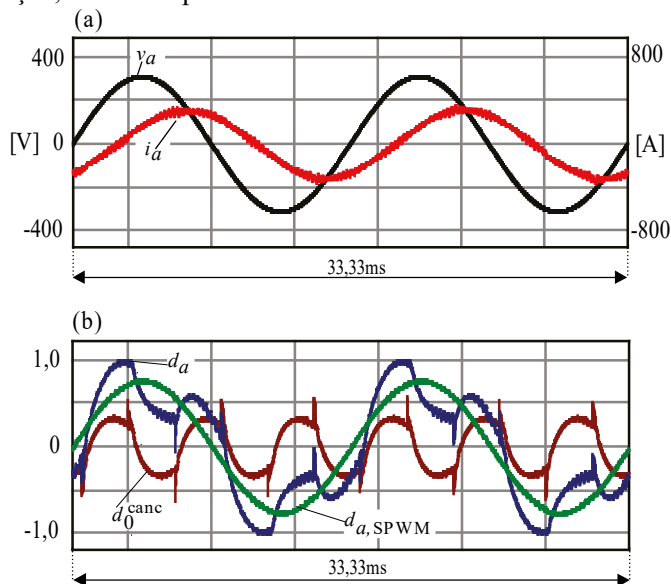


Figura 76 – Simulação com cargas equilibradas: (a) Corrente e tensão de entrada do retificador fase  $a$  e (b) sinais razão cíclicas para a fase  $a$ .

Na Figura 77 podem ser visualizadas as principais formas de onda do conversor NPC-3L operando com a modulação proposta e  $\Phi$  igual a  $-50^\circ$ . Nota-se que a ondulação de baixa frequência das tensões sobre os capacitores foi eliminada.

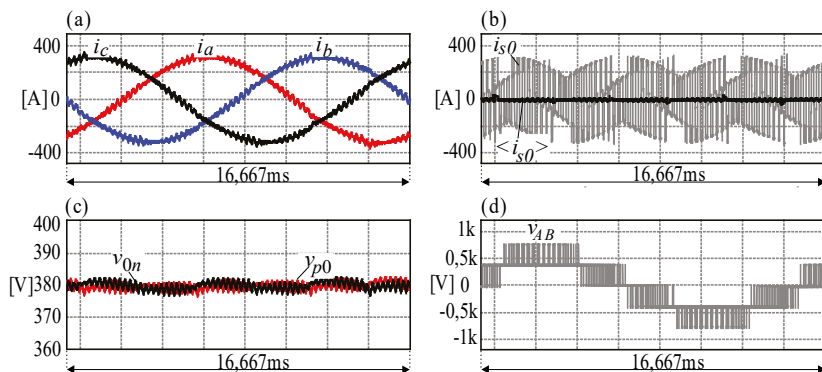


Figura 77 – Simulação com cargas equilibradas modulação proposta: (a) Correntes de entrada do retificador; (b) Corrente do ponto central; (c) Tensões parciais; (d) Tensão de linha  $v_{AB}$  do conversor NPC-3L.

Portanto, a curva teórica apresentada na Figura 58 serve como referência para aplicação na região linear da modulação proposta, não ficando necessariamente limitada a ela em determinados pontos de operação do conversor NPC-3L. Ainda, pode-se operar tal conversor fora da curva prática, sabendo que poderá haver aumento da distorção da corrente de entrada do retificador e o cancelamento da corrente de baixa frequência que circula pelos capacitores do barramento será realizado de forma parcial, ocasionando alguma ondulação nas tensões parciais do barramento.

O outro ponto de operação limiar simulado foi obtido mantendo-se o ângulo de defasagem entre a corrente e a tensão de entrada do retificador em zero, e o conversor operando com fator de potência unitário. Desta forma, colocaram-se cargas desequilibradas entre os barramentos em aproximadamente 40%, ou seja,  $\alpha_p$  igual a 0,40. Através da Figura 78(b) é observado que a razão cíclica de eixo zero apresenta um valor médio e, devido a isto, a razão cíclica efetiva para a fase  $a$  ( $d_a$ ) também apresenta um valor médio. Nota-se ainda que o sinal  $d_a$  atingiu o valor limiar de operação dentro da região linear da modulação, em conformidade com as curvas teóricas apresentadas.

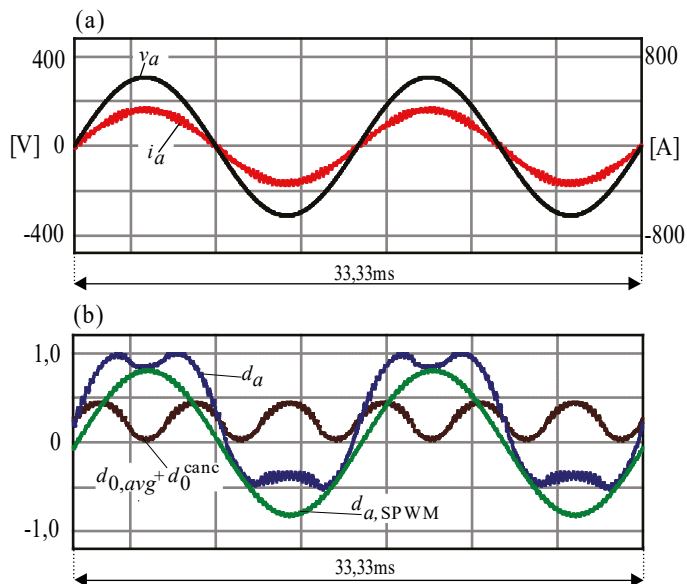


Figura 78 – Simulação com cargas desequilibradas: (a) Corrente e tensão de entrada do retificador fase  $a$  e (b) sinais razão cíclicas para a fase  $a$ .

Na Figura 79 são expostas as principais formas de onda do conversor NPC-3L operando com o desbalanço de carga em 0,4. Observa-se que a ondulação das tensões sobre os capacitores foram eliminadas.

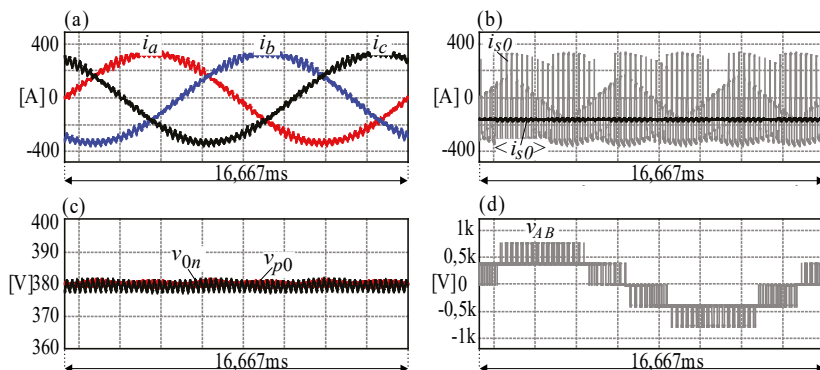


Figura 79 – Simulação  $\alpha_p$  igual 0,40 para a modulação proposta Sc-1: (a) Correntes de entrada do retificador; (b) Corrente do ponto central; (c) Tensões parciais; (d) Tensão de linha  $v_{AB}$  do conversor NPC-3L.

#### 4.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA A MODULAÇÃO PROPOSTA

No intuito de comprovar a eficácia da modulação proposta, foi implementado um protótipo em laboratório. O conversor empregado para a obtenção dos resultados experimentais relativo a tal modulação foi o mesmo empregado para obtenção dos resultados experimentais na microrrede, chamado de mNPC-3L, apresentado no capítulo anterior. Conforme mencionado, as características externas e princípio de funcionamento no conversor mNPC-3L são semelhantes ao NPC-3L, podendo, portanto, ser empregado para a validação da modulação proposta. A Figura 80 apresenta o conversor mNPC-3L [103].

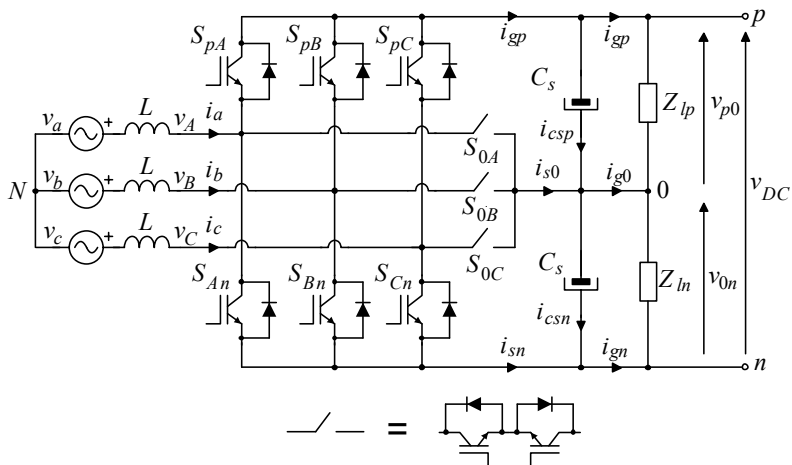


Figura 80 – Conversor mNPC-3L implementado em laboratório para obtenção dos resultados experimentais da modulação proposta.

A modulação proposta foi implementada com a utilização de um microprocessador DSP (*Digital Signal Processor*) da *Texas Instruments* (TI), modelo TMS320F28335, de ponto flutuante e 150 MHz de *clock* de operação.

No intuito de facilitar a compreensão do procedimento realizado para a obtenção dos resultados experimentais, a Figura 81 apresenta o fluxograma do algoritmo que foi implementado no DSP para funcionamento do inversor mNPC-3L aplicando a técnica da modulação proposta. O conversor inicia aplicando aos interruptores a modulação SPWM.



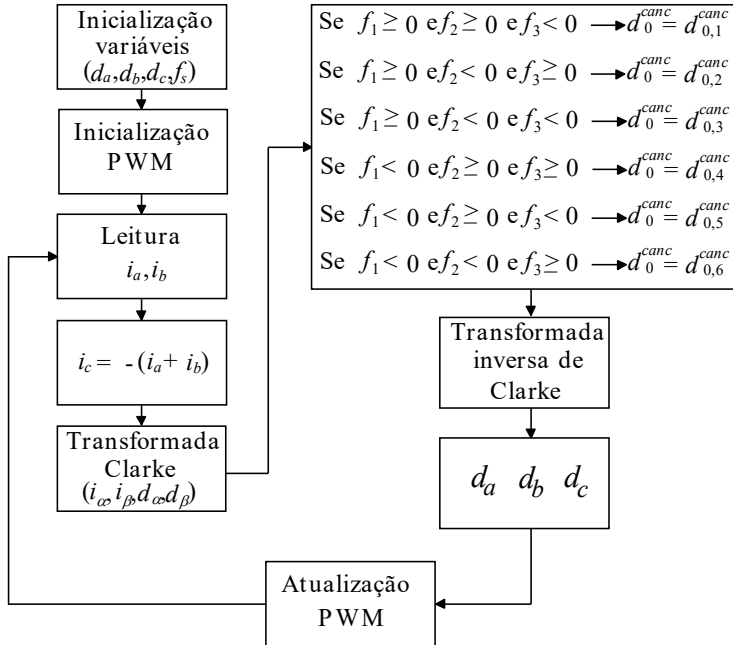


Figura 81 – Fluxograma do algoritmo implementado no DSP para a modulação proposta.

Empregando o microprocessador mencionado para a execução do algoritmo desenvolvido, o tempo de execução (carga computacional) para o cálculo da razão cíclica de eixo zero ( $d_0^{canc}$ ) que cancela a corrente de baixa frequência do ponto central do NPC três níveis é de aproximadamente  $4,0 \mu\text{s}$ , utilizando programação C e sem qualquer técnica de otimização para melhoria de desempenho da rotina implementada. O tempo total gasto para implementar as funções do retificador, como leitura/conversão dos canais de A/D (Analogico/Digital), cálculo do PLL (do inglês – *Phase Locked Loop*) para o sincronismo com a rede elétrica, implementação das malhas de controle (corrente, tensão parcial e total), proteções, atualização dos PWM, assim como a rotina da modulação proposta é de aproximadamente  $13,70 \mu\text{s}$ . Também foi empregada a programação C e nenhuma técnica de otimização.

Os parâmetros elétricos de operação do protótipo são apresentados na Tabela 7.

Tabela 7 - Parâmetros elétricos do protótipo implementado.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão parcial do barramento bipolar	$v_{p0}$ e $v_{0n}$	380 V
Potência nominal	$S$	6 kVA
Frequência de comutação retificador	$f_{sr,NPCm}$	30,0 kHz
Tensão eficaz de linha do lado CA	$v_{ac,rms}$	380 V
Índice de modulação	$M$	0,818
Indutor de entrada (boost)	$L$	0,42 mH
Capacitor de barramento	$C_s$	1,0 mF
Frequência da rede elétrica	$f_r$	60 Hz

A Tabela 8 mostra as perdas e o rendimento global ( $\eta$ ) do retificador mNPC-3L para três diferentes técnicas de modulação, operando com fator de potência unitário e cargas equilibradas nos barramentos parciais. Foram medidas a potência de entrada trifásica ( $P_{ac}$ ) e a potência de saída ( $P_{out}$ ), ou seja, nas cargas dos barramentos parciais. Para a obtenção dos resultados de perdas e de rendimento foi utilizado um analisador de potência, modelo WT1800 do fabricante Yokogawa, de seis canais. As medidas foram tomadas após 15 minutos em que o retificador estava operando, não fechado (enclausurado) em cima da bancada, em uma sala fechada com 22,0°C de temperatura ambiente. Não estão sendo computadas as perdas das fontes auxiliares de baixa tensão para a alimentação dos circuitos pertinentes ao DSP, *drivers* de acionamento dos transistores, dentre outros.

Tabela 8 - Perdas e rendimento resultado experimental do conversor mNPC-3L a partir das técnicas de modulação.

Modulação	$P_{ac}$	$P_{out}$	Perdas	$\eta$
SPWM	6.127,3 W	6.047,0 W	80,3 W	98,691%
SVM	6.129,4 W	6.050,0 W	79,4 W	98,702%
$d_0^{canc}$	6.127,0 W	6.048,0 W	79,0 W	98,703%

Percebe-se que os valores de perdas e do rendimento global do retificador estão muito próximos para as modulações utilizadas, o que vem de encontro ao cálculo de perdas apresentados no capítulo 3.

#### 4.5.1 Resultados experimentais para fluxo de potência da rede CA para a rede CC

Neste caso o conversor NPCm-3L opera como retificador com fator de potência unitário com o fluxo de potência da rede CA para a rede CC, provendo energia para as cargas. Ainda, as cargas se encontram equilibradas nos barramentos parciais, ou seja,  $\alpha_p = 0,0$ .

A Figura 82 mostra o comportamento das funções de modulação para a fase  $a$  do conversor mNPC-3L. A Figura 82(a) mostra a razão cíclica empregando a modulação senoidal PWM. Na Figura 82(b) é apresentada a razão cíclica de eixo zero ( $d_0^{canc}$ ) obtida a partir da equação (49). Na Figura 82(c) tem-se a razão cíclica  $d_a$  que efetivamente será aplicada aos interruptores. As medidas expostas nesta figura foram adquiridas com o conversor em funcionamento, através do software *Code Composer Studio*®. Os sinais das razões cíclicas das fases  $b$  e  $c$  apresentam o mesmo comportamento, porém defasados de  $\pm 120^\circ$ .

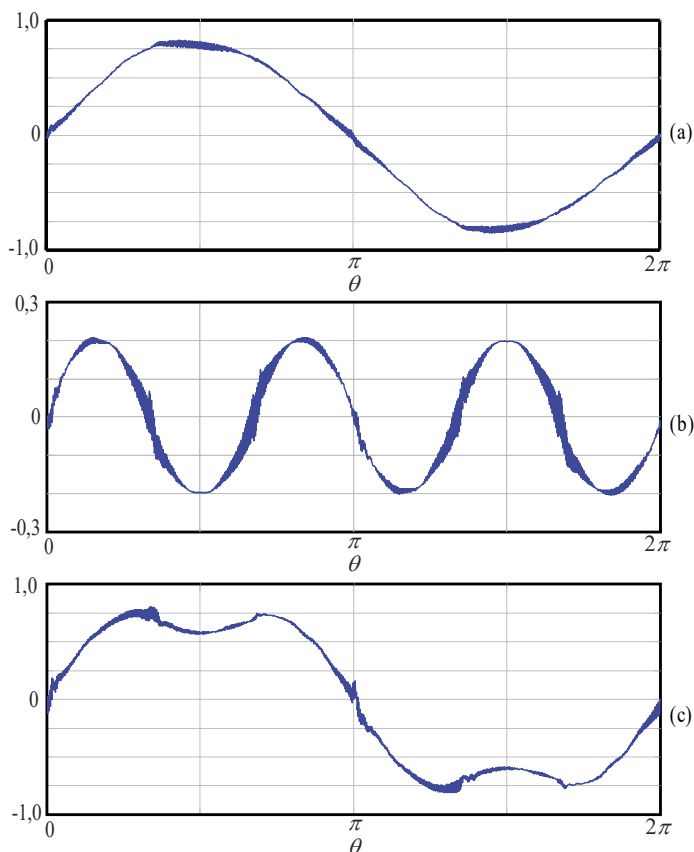


Figura 82 – Resultado experimental com fator de potência unitário e  $\alpha_p = 0,0$ : (a) razão cíclica da SPWM; (b) razão cíclica de eixo zero; (c) razão cíclica  $d_a$  para a modulação proposta.

As principais formas de onda do retificador neste ponto de operação podem ser visualizadas na Figura 83(a) para o conversor

utilizando a modulação SPWM convencional e na Figura 83(b) para a modulação proposta. Nas formas de onda da parte superior da figura são apresentadas a corrente e a tensão da fase  $a$  do retificador. As formas de onda da parte inferior da figura mostram a ondulação de baixa frequência nas tensões dos capacitores. As fases  $b$  e  $c$  apresentam resultados semelhantes.

Através da Figura 83(b) é demonstrado que a ondulação de baixa frequência nas tensões parciais foi fortemente atenuada, mantendo a corrente de fase do retificador com baixa distorção harmônica, semelhantemente à modulação SPWM.

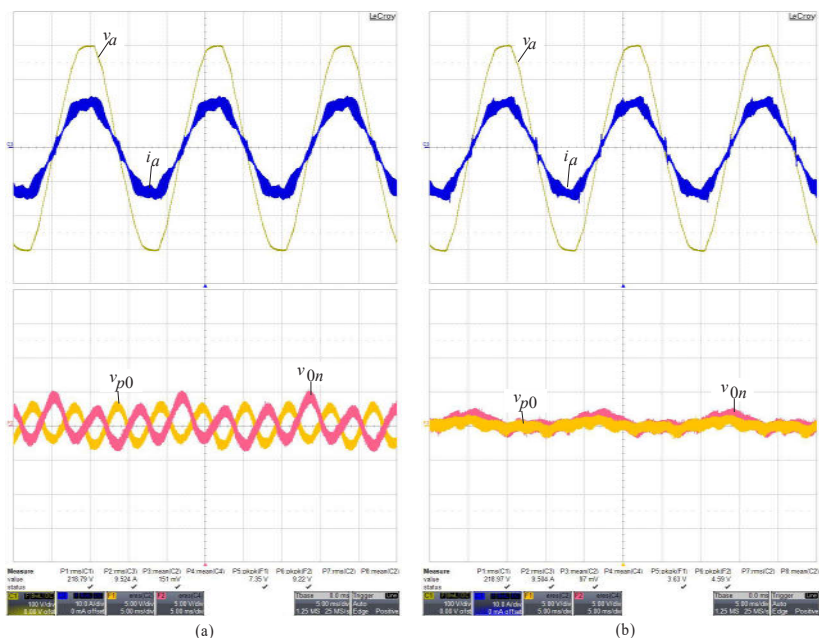


Figura 83 – Resultado experimental com fator de potência unitário e  $\alpha_p = 0,0$ : (a) SPWM; (b) Modulação Proposta. Escalas: tempo de 5,0 ms/div.,  $i_a = 10$  A/div.;  $v_a = 100$  V/div;  $v_{p0}$  e  $v_{on} = 5$  V/div.

Percebe-se que ainda existe uma pequena ondulação de baixa frequência das tensões parciais, proveniente do barramento total, pois se nota que ambas as ondulações destas tensões estão em fase. Esta ondulação de tensão é resultante, possivelmente, do desequilíbrio das correntes de entrada, ocasionado pelo desequilíbrio das tensões da rede elétrica, uma vez que o retificador foi conectado diretamente em tal rede. Nesta ondulação de tensão, a modulação proposta não tem efeito,

uma vez que ela está baseada na corrente de baixa frequência do ponto central do conversor NPC-3L.

Na Figura 84(a) e na Figura 84(b), na parte inferior, podem ser visualizadas as formas de onda da tensão de linha  $v_{AB}$  do retificador para modulação SPWM e modulação proposta, respectivamente. Percebe-se que, mesmo aplicando a compensação, são mantidos cinco níveis bem definidos na tensão de linha e que em cada intervalo as tensões de linha comutam apenas entre os dois níveis mais próximos.

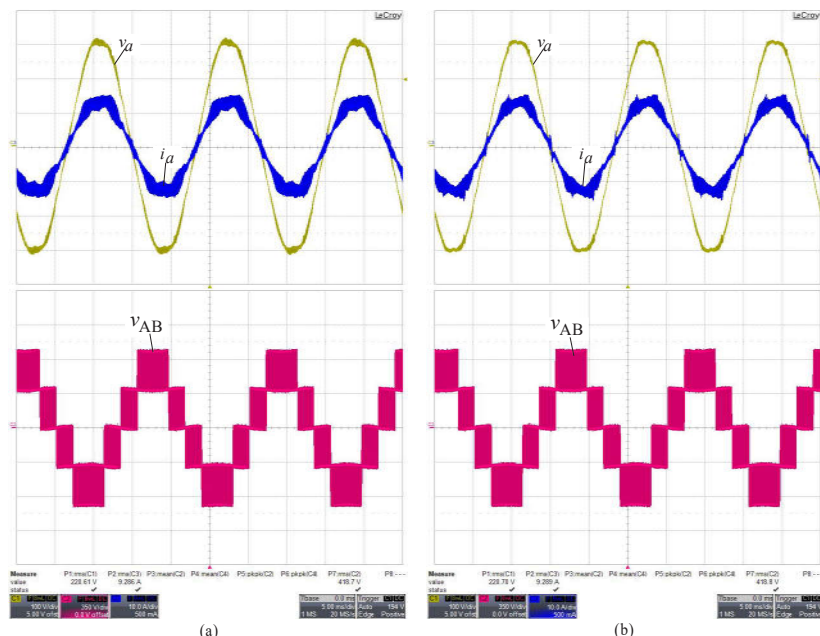


Figura 84 – Resultado experimental com fator de potência unitário e  $\alpha_p = 0,0$ : (a) SPWM; (b) Modulação proposta. Escalas: tempo de 5,0 ms/div.,  $i_a = 10$  A/div.;  $v_a = 100$  V/div.;  $v_{AB} = 350$  V/div.

A Figura 85(a) e a (b) apresentam a taxa de distorção harmônica total da corrente de entrada da fase  $a$  do retificador, empregando a modulação SPWM e a modulação proposta, respectivamente. Para este ensaio, foi empregada para os limites de harmônicos individuais a norma IEC 61000-3-2 (*limits for harmonic current emissions – equipment input current  $\leq 16$  A per phase*), classe A, que se refere a equipamentos trifásicos equilibrados com corrente máxima eficaz de 16 A por fase. Empregando a modulação proposta, nota-se que houve um pequeno acréscimo na THD se comparado à SPWM, porém pouco

significativo, respeitando com grande margem a norma aplicada. As fases *b* e *c* apresentam resultados semelhantes para a THD e, por questão de brevidade, não serão apresentados.

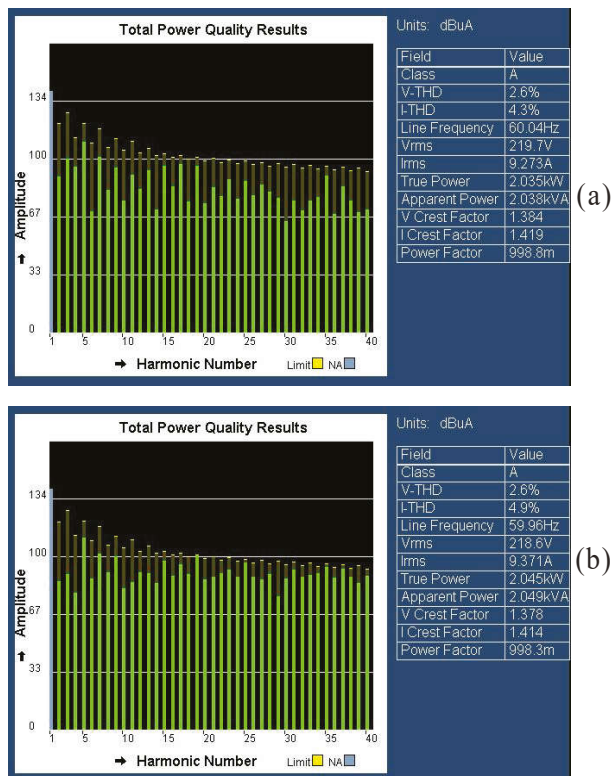


Figura 85 – Distorção harmônica total da corrente de entrada do retificador com fator de potência unitário e  $\alpha_p = 0,0$ : (a) SPWM; (b) Modulação proposta.

A Figura 86(a) mostra o espectro harmônico (FFT) da corrente de um dos capacitores do barramento positivo, para a modulação SPWM e a Figura 86(b) para a modulação proposta.

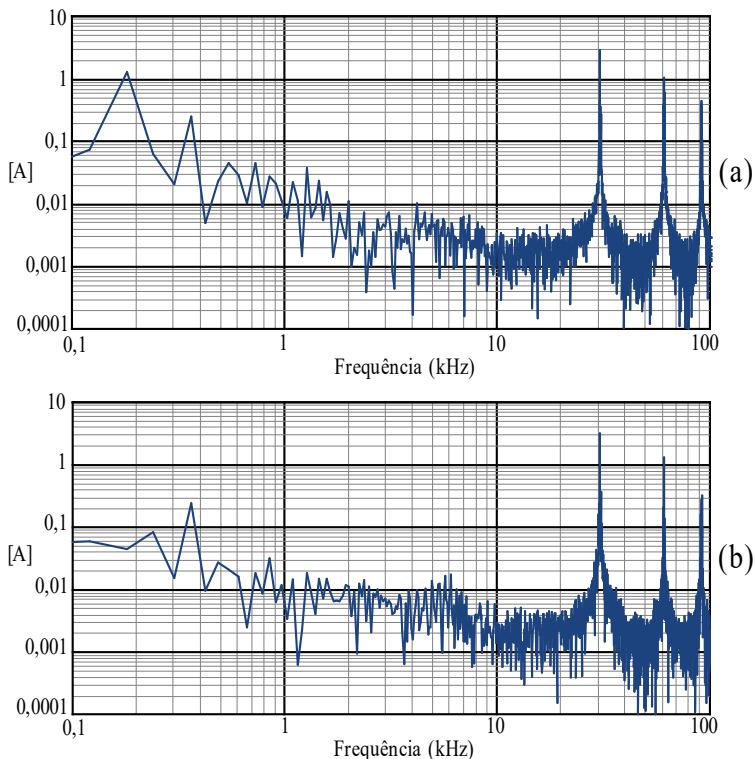


Figura 86 – Resultado experimental com fator de potência unitário e  $\alpha_p = 0,0$ : (a) FFT da corrente do capacitor com a modulação SPWM; (b) FFT da corrente do capacitor com a modulação proposta.

O barramento positivo, assim como o negativo, é composto de dois capacitores eletrolíticos em série e em paralelo com outros dois capacitores em série, totalizando quatro capacitores por barramento parcial. A amplitude da terceira harmônica (180 Hz) da corrente do capacitor com a modulação proposta (0,088 A de pico) é aproximadamente 15 vezes menor se comparada à SPWM (1,34 A de pico), sem alteração na frequência de comutação. Desta forma, fica evidenciado que a modulação que cancela a corrente do ponto central do conversor NPC-3L funciona de maneira esperada.

O efeito da implementação da técnica de modulação proposta pode ser observado na Figura 87, onde é apresentado o transitório da modulação SPWM convencional para a modulação proposta. Percebe-se que a forma de onda da corrente de entrada do retificador não sofre alteração significativa e a ondulação de baixa frequência das tensões

parciais é imediatamente atenuada quando é aplicada a estratégia de compensação.

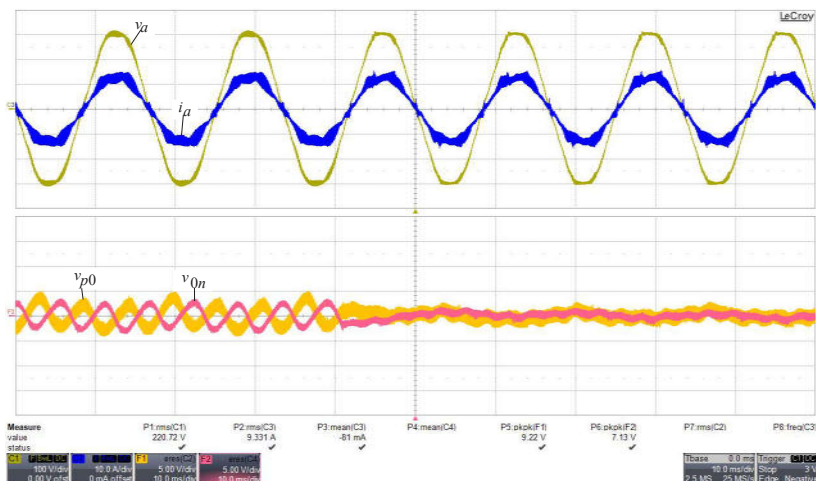


Figura 87 – Resultado experimental com fator de potência unitário e  $a_p = 0,0$ : Transiente da modulação SPWM para a modulação proposta. Escalas: tempo de 10,0 ms/div.,  $i_a = 10$  A/div.;  $v_a = 100$  V/div;  $v_{p0}$  e  $v_{0n} = 5$  V/div.

O comportamento do transitório do degrau de carga no barramento total ( $v_{DC}$ ) pode ser visto na Figura 88(a) e na (b) para modulação SPWM convencional e (c) e (d) empregando a técnica que cancela a corrente de baixa frequência do ponto central. A Figura 88(a) e a (c) mostram o transitório para um degrau de carga simétrico em ambos os barramentos parciais de 100% para 50%. A Figura 88(b) e a (d) mostram o transitório de um degrau de carga simétrico em ambos os barramentos de 50% para 100%.



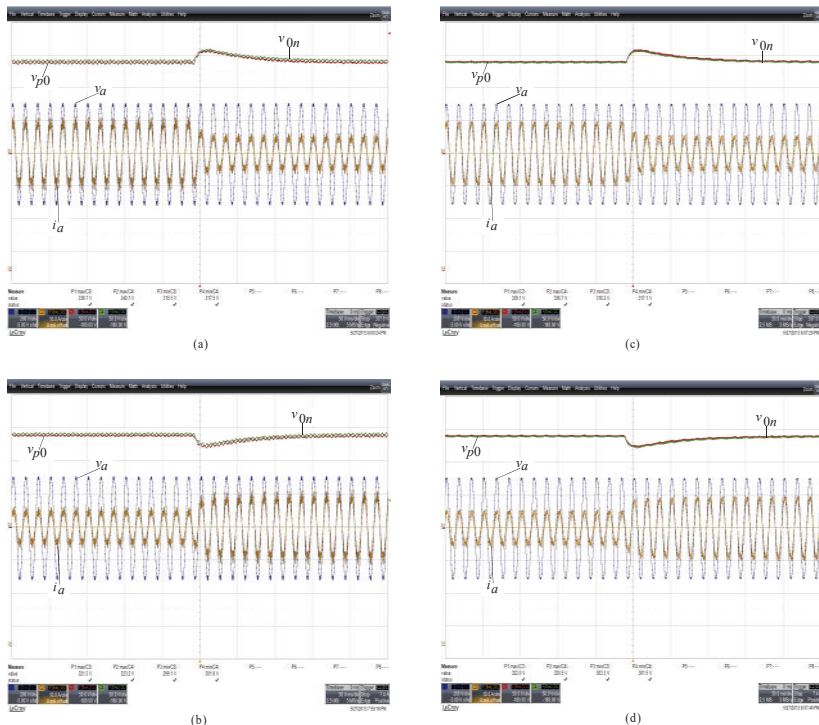


Figura 88 – Resultados experimentais para o comportamento do transitório para degrau de cargas. Modulação SPWM: (a) 100% para 50% de carga; (b) 50% para 100% de carga; Modulação proposta: (c) 100% para 50% de carga; (d) 50% para 100% de carga. Escalas: tempo de 50,0 ms/div.,  $i_a = 10$  A/div.;  $v_a = 200$  V/div.;  $v_{p0}$  e  $v_{0n} = 50$  V/div.

Para corroborar com os resultados experimentais até aqui apresentados, a Figura 89(a) mostra a forma de onda da tensão de modo comum ( $v_{mc}$ ) para a modulação SPWM e a Figura 89(b) para a modulação proposta. Percebe-se que o padrão entre ambas é mantido.

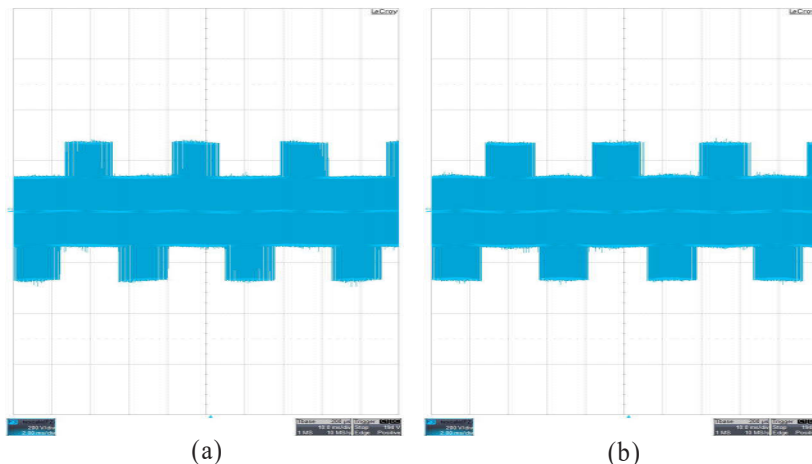


Figura 89 – Resultado experimental com fator de potência unitário e  $\alpha_p = 0,0$ : (a) Tensão de modo comum para SPWM; (b) Tensão de modo comum modulação proposta. Escalas: tempo de 10,0 ms/div.,  $v_{mc} = 200$  V/div.

A Figura 90(a) apresenta FFT da tensão de modo comum para a modulação SPWM e na Figura 90(b) para a modulação proposta. Empregando a modulação proposta, os níveis da tensão de modo comum são aproximadamente iguais se comparados aos da SPWM, a menos da componente de baixa frequência, não gerando maiores consequências para a aplicação da técnica.

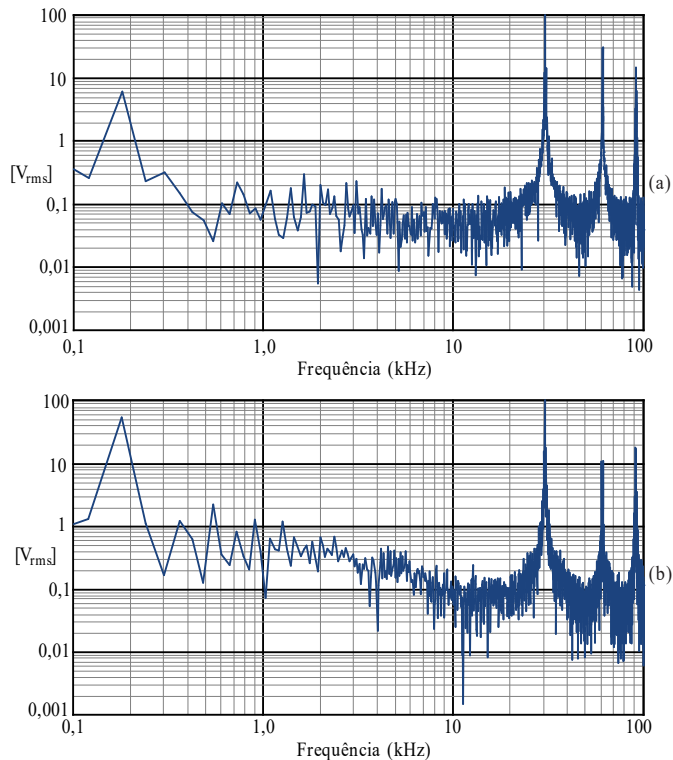


Figura 90 – Resultado experimental com fator de potência unitário e  $\alpha_p = 0,0$ : (a) FFT tensão de modo comum para SPWM; (b) FFT tensão de modo comum para modulação proposta.

Mantendo-se agora os mesmos parâmetros elétricos da Tabela 7, provocou-se um desequilíbrio de carga de aproximadamente 25% no barramento negativo comparado ao barramento positivo, ou seja,  $\alpha_p = -0,25$ . A Figura 91(a) mostra o sinal da razão cíclica da fase  $a$  para a modulação SPWM, onde se percebe que, devido ao desequilíbrio de cargas nos barramentos, a razão cíclica apresenta um valor médio ( $d_{0\_avg}$ ), para manter as tensões parciais compensadas. Na Figura 91(b) e na (c) podem ser visualizados o sinal de razão cíclica de eixo zero que cancela a ondulação de tensão de baixa frequência do ponto central do NPC e o sinal de razão cíclica da fase  $a$  para a geração dos sinais de comando para os transistores de tal conversor, respectivamente. Por motivo idêntico à modulação SPWM, a razão cíclica para a modulação proposta também apresenta um valor médio.

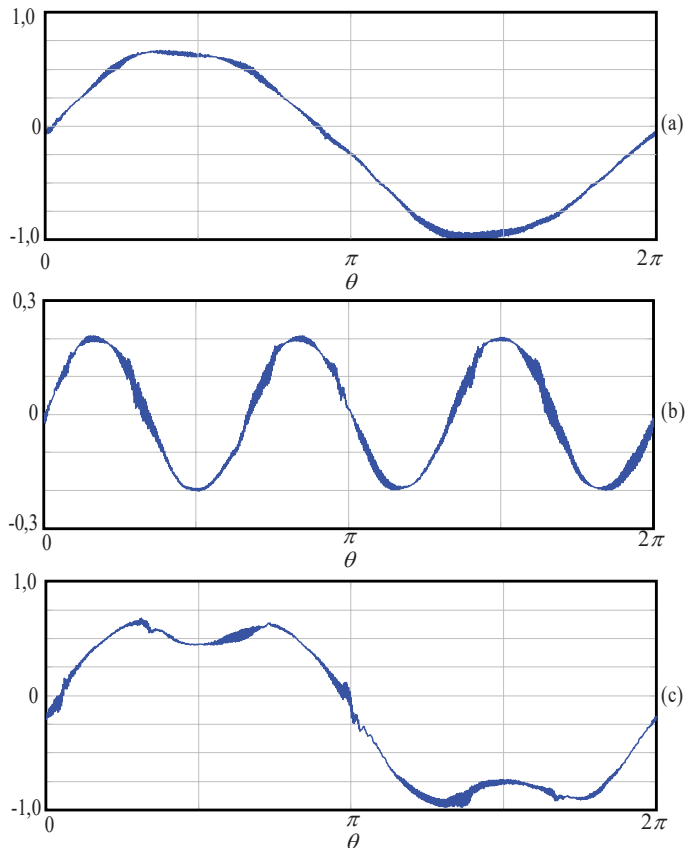


Figura 91 – Resultado experimental com fator de potência unitário e  $\alpha_p = -0,25$ : (a) razão cíclica da SPWM; (b) razão cíclica de eixo zero; (c) razão cíclica da para a modulação proposta.

A Figura 92 e a Figura 93 apresentam as principais formas de onda do conversor operando com desbalanço de cargas de 25%. Nota-se através da Figura 92, que mesmo com o desequilíbrio das potências nas tensões parciais, a ondulação de baixa frequência destas tensões é fortemente atenuada.

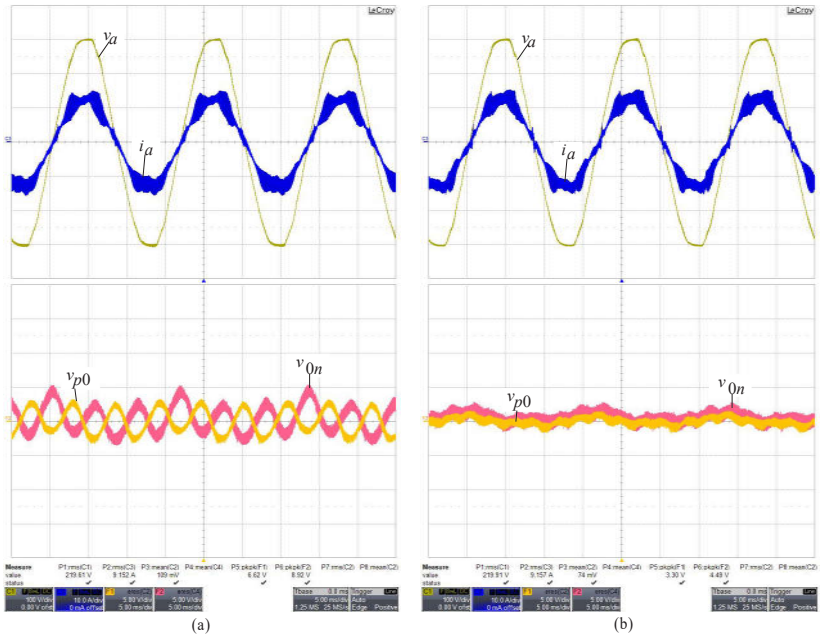


Figura 92 – Resultado experimental com fator de potência unitário e  $\alpha_p = -0,25$ : (a) SPWM; (b) Modulação Proposta. Escalas: tempo de 5,0 ms/div.,  $i_a = 10$  A/div.;  $v_a = 100$  V/div.;  $v_{p0}$  e  $v_{0n} = 5$  V/div.

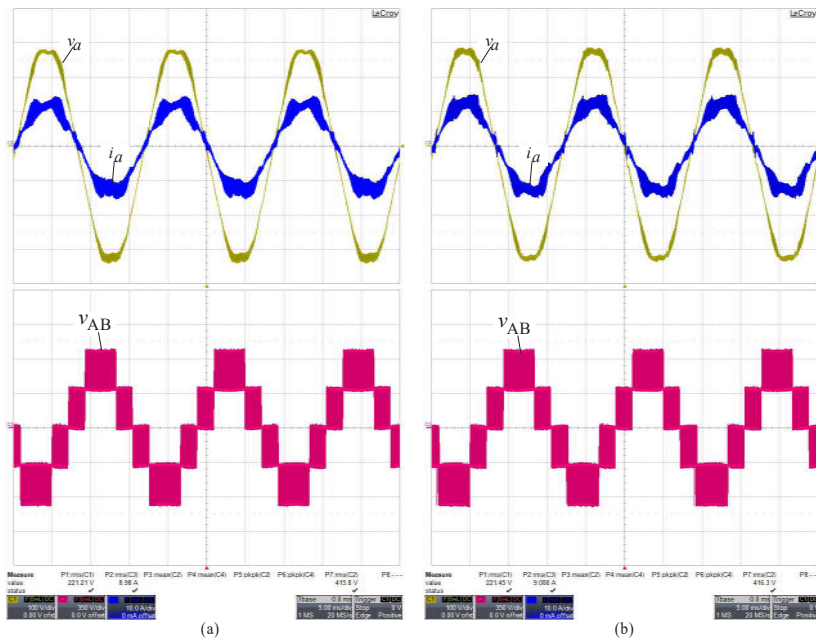


Figura 93 – Resultado experimental com fator de potência unitário e  $\alpha_p = -0,25$ : (a) SPWM; (b) Modulação proposta. Escalas: tempo de 5,0 ms/div.,  $i_a = 10$  A/div.;  $v_a = 100$  V/div;  $v_{AB} = 350$  V/div.

A Figura 94(a) e a (b) mostram a taxa de distorção harmônica total da corrente de entrada da fase  $a$  do retificador com desequilíbrio de carga de 25%, empregando a modulação SPWM e a modulação proposta, respectivamente. Percebe-se que não houve mudança substancial no valor da THD quando aplicada a compensação.

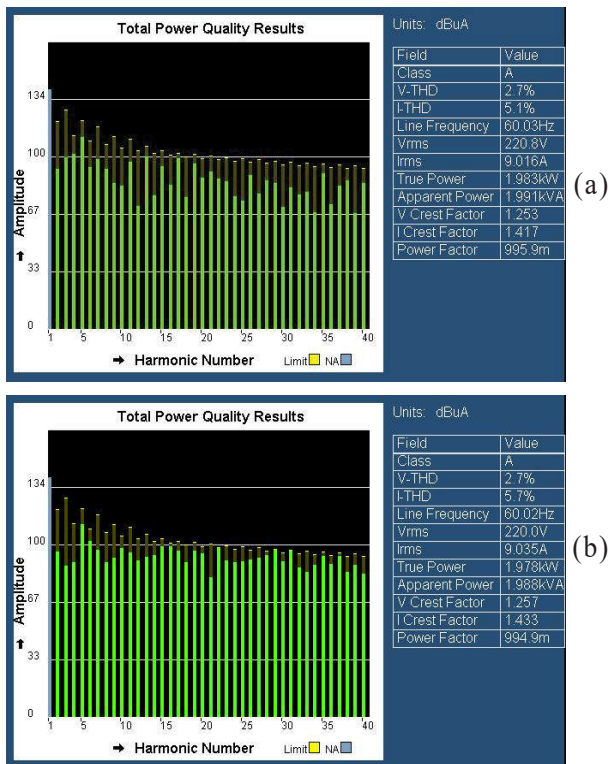


Figura 94 – Distorção harmônica total da corrente de entrada do retificador com fator de potência unitário e  $\alpha_p = -0,25$ : (a) SPWM; (b) Modulação proposta.

A Figura 95(a) e a (b) apresentam a FFT da corrente de um dos capacitores do barramento positivo, para a modulação SPWM e para a modulação proposta, respectivamente. Observa-se de maneira clara que a redução da componente de terceira harmônica é representativa, mesmo com desequilíbrio de carga nos barramentos parciais.

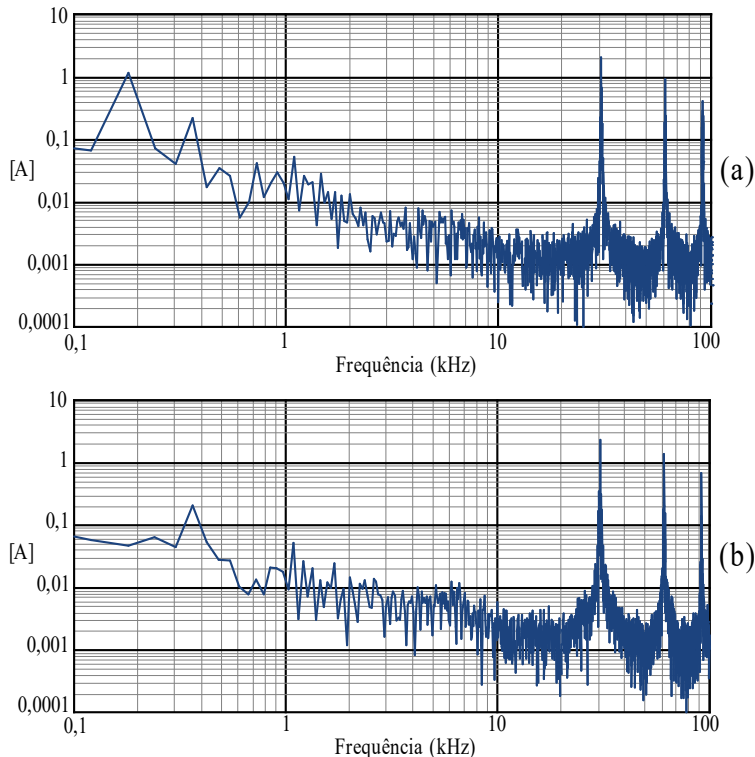


Figura 95 – Resultado experimental com fator de potência unitário e  $\alpha_p = -0,25$ : FFT da corrente do capacitor com SPWM; (b) FFT da corrente do capacitor com a modulação proposta.

Os resultados experimentais para o conversor NPC operando como inversor, fator de potência unitário e com injeção de potência na rede CA, são semelhantes aos apresentados nesta seção, e, portanto, serão omitidos.

#### 4.5.2 Resultados experimentais para outros pontos de operação

Semelhantemente aos resultados expostos na simulação, serão apresentadas nesta seção algumas formas de onda de resultados experimentais em dois pontos limiares da operação linear da modulação proposta, com o intuito de verificação da eficácia desta.

Primeiramente, mantendo o fator de potência unitário do retificador, provocou-se um desequilíbrio de carga de aproximadamente



40% de potência no barramento negativo com relação ao barramento positivo, ou seja,  $\alpha_p = -0,40$ .

Para este nível de desequilíbrio, conforme pode ser observado da Figura 96(a), a modulação SPWM não opera na região linear, saturando o sinal de razão cíclica em  $-1,0$ , pelo fato deste ter um valor médio ( $d_{0\_avg}$ ). Com o emprego da modulação proposta, é possível operar o retificador dentro da região linear com este desequilíbrio, mesmo que seja no limiar, conforme pode ser visualizado na Figura 96(c), confirmando com as curvas teóricas apresentadas na seção 4.3.1.

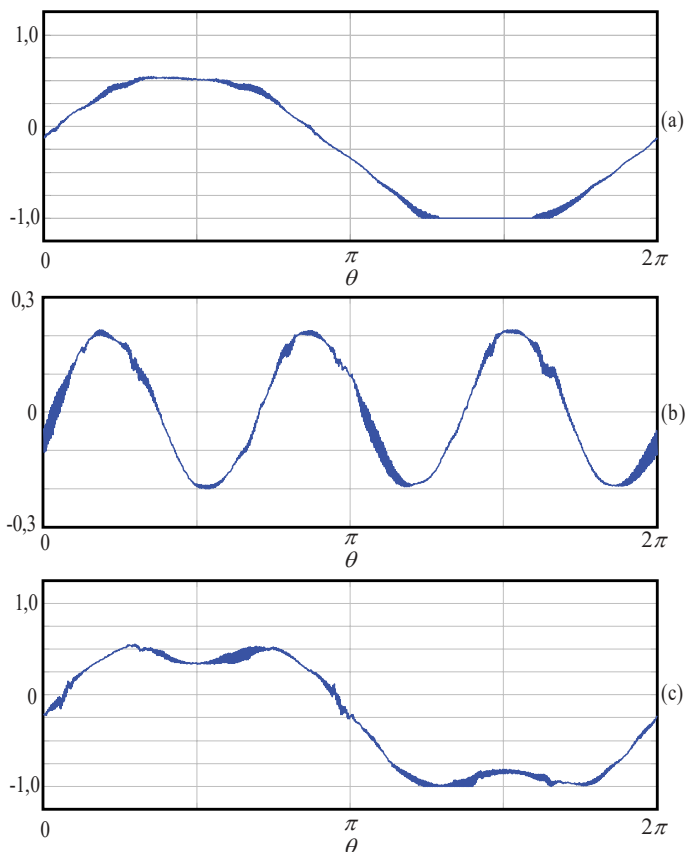


Figura 96 – Resultado experimental com fator de potência unitário e  $\alpha_p = -0,40$ : (a) razão cíclica SPWM; (b) razão cíclica de eixo zero; (c) razão cíclica  $d_a$ .

Na Figura 97 e na Figura 98 podem ser visualizadas as principais formas de onda do conversor operando com desbalanço de cargas de

aproximadamente 40%. É nítido na Figura 97, mesmo operando na região linear da modulação linear, que a ondulação de tensão de baixa frequência é praticamente anulada, mantendo os cinco níveis da tensão de linha do retificador.

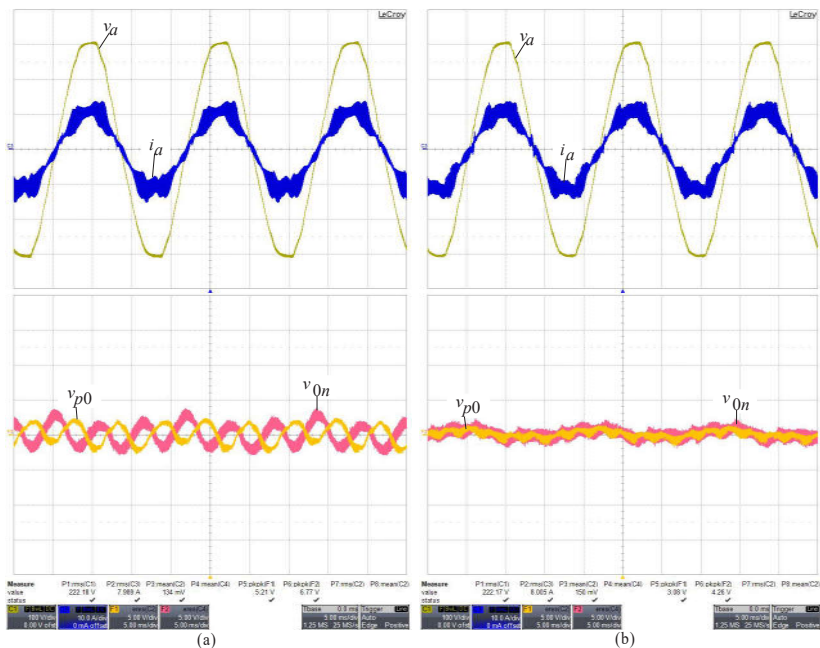


Figura 97 – Resultado experimental com fator de potência unitário e  $\alpha_p = -0,40$ : (a) SPWM; (b) Modulação Proposta. Escalas: tempo de 5,0 ms/div.,  $i_a = 10$  A/div.;  $v_a = 100$  V/div;  $v_{p0}$  e  $v_{0n} = 5$  V/div.

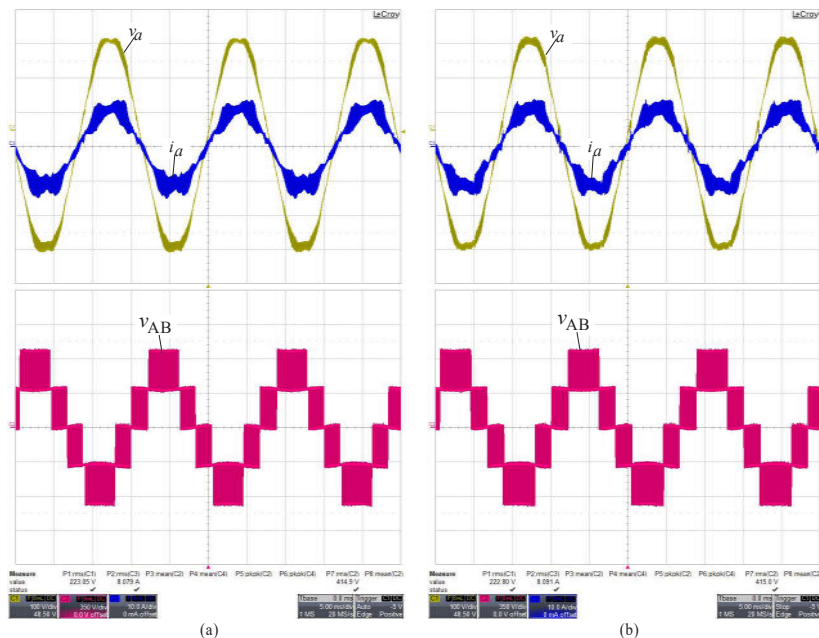


Figura 98 – Resultado experimental com fator de potência unitário e  $\alpha_p = -0,40$ : (a) SPWM; (b) Modulação proposta. Escalas: tempo de 5,0 ms/div.,  $i_a = 10$  A/div.;  $v_a = 100$  V/div.;  $v_{AB} = 350$  V/div.

Uma das características da modulação aplicada a um retificador operando na região não linear é o aumento da distorção nas correntes de entrada de tal conversor. Fato, este, evidenciado no valor da THD da corrente da fase  $a$  do retificador empregando a modulação SPWM com este nível de desequilíbrio de carga, conforme a Figura 99(a). Percebe-se que, para este caso, a distorção da corrente com a aplicação da modulação SPWM se tornou maior que a distorção resultante da aplicação da modulação proposta, Figura 99(b).

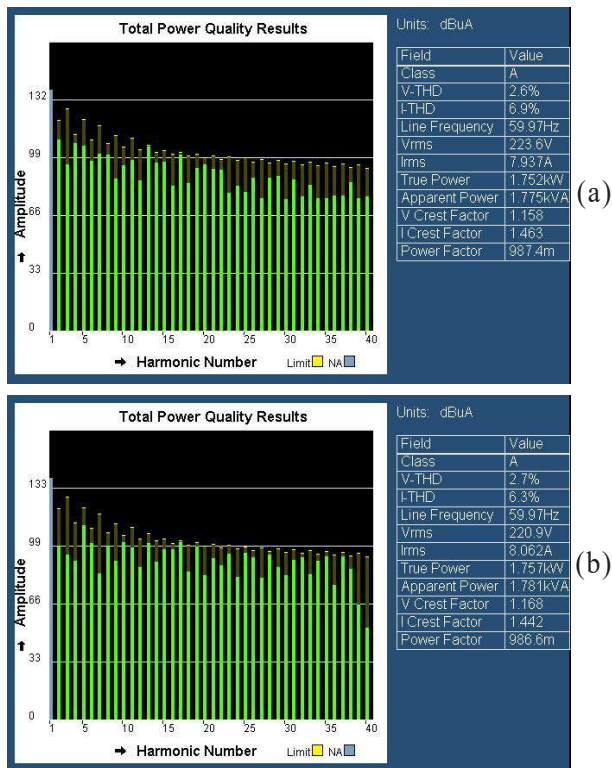


Figura 99 – Distorção harmônica total da corrente de entrada do retificador com fator de potência unitário e  $\alpha_p = -0,40$ : (a) SPWM; (b) Modulação proposta.

Para comprovar que a corrente de baixa frequência do ponto central do conversor NPC três níveis foi cancelada para o desequilíbrio de carga de 40%, foi calculada a FFT da corrente que circula por um dos capacitores do barramento positivo, conforme a Figura 100. Para a modulação SPWM, a FFT desta corrente pode ser visualizada na Figura 100(a) e na Figura 100(b) para a modulação proposta. A componente de terceira harmônica da corrente do capacitor é praticamente eliminada.

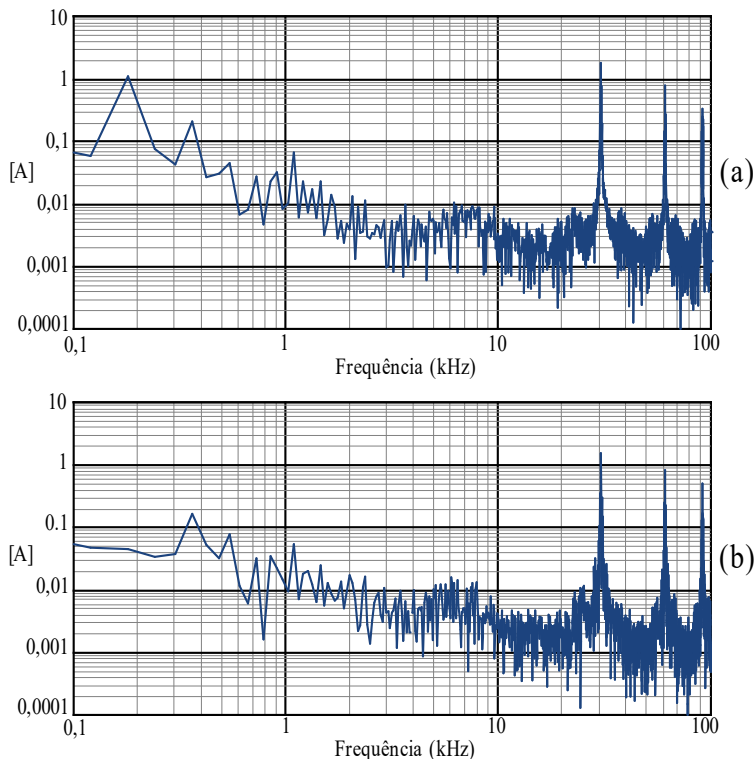


Figura 100 – Resultado experimental com fator de potência unitário e  $\alpha_p = -0,40$ : FFT da corrente do capacitor com SPWM; (b) FFT da corrente do capacitor com a modulação proposta.

Outra situação limiar entre a região linear e não linear da modulação proposta se dá com fator de potência não unitário, isto é, havendo uma defasagem entre a corrente e a tensão de entrada do retificador. Conforme apresentado nas curvas teóricas, um ângulo limiar de defasagem  $\Phi$  é de aproximadamente  $-38^\circ$ , resultando em um fator de potência de 0,788. No entanto, viu-se que este fator de potência pode ser menor, com a modulação proposta funcionando de maneira efetiva, somente desconsiderando os sobressinais rápidos oriundas do sinal de eixo zero. Desta forma, para a obtenção de resultados experimentais nesta condição, a defasagem entre a corrente e a tensão de entrada escolhida será de  $-45^\circ$ , com cargas equilibradas nos barramentos. Nesta situação, o retificador operando com potência aparente nominal, ou seja, 6 kVA, o fator de potência será de aproximadamente 0,707, potência ativa de aproximadamente 4,24 kW e potência reativa de 4,24 kVA.

Na Figura 101 podem ser visualizados os sinais das razões cíclicas da fase  $a$  para esta situação, com destaque para a (b) que é o sinal de eixo zero que cancela a corrente de baixa frequência do ponto central do conversor NPC-3L. A Figura 101(c) é a razão cíclica resultante da modulação proposta na condição de fator de potência não unitário, onde pode ser observado que o máximo valor chega ao limiar da região linear da modulação, ou seja,  $\pm 1,0$ .

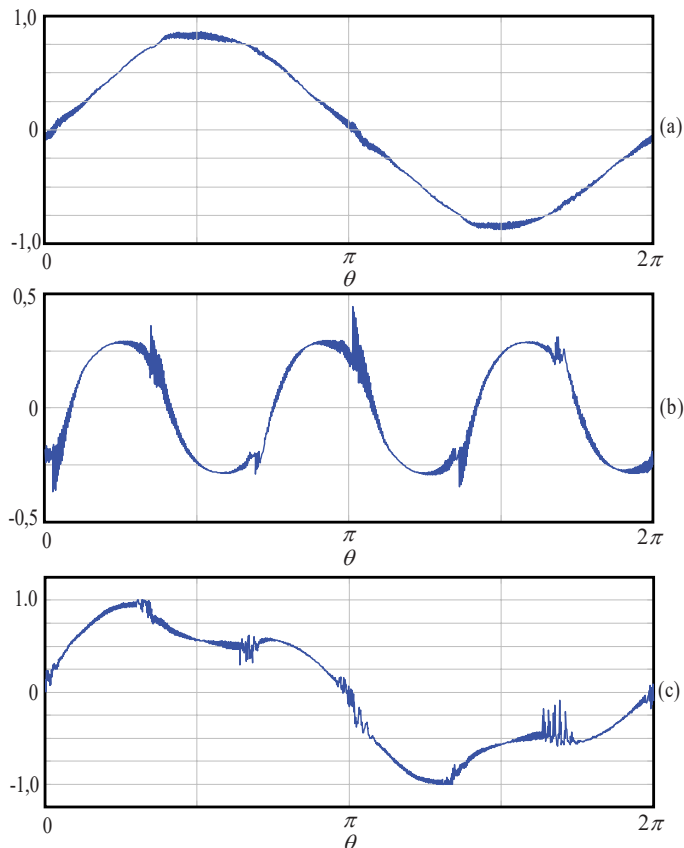


Figura 101 – Resultado experimental com fator de potência 0,707 e  $\alpha_p = 0,0$ : (a) razão cíclica SPWM; (b) razão cíclica de eixo zero; (c) razão cíclica  $da$ .

A Figura 102 e a Figura 103 mostram as principais formas de onda do conversor operando com o fator de potência não unitário, conforme pode ser visualizado o deslocamento da corrente e da tensão da corrente de entrada (parte superior). Fato importante a ser destacado é o cancelamento da ondulação de baixa frequência das tensões parciais,

conforme pode ser visualizado na Figura 102 (parte inferior). Ainda, nota-se que após a aplicação da técnica de cancelamento os níveis da tensão de linha do retificador permanecem inalterados, ou seja, com cinco níveis.

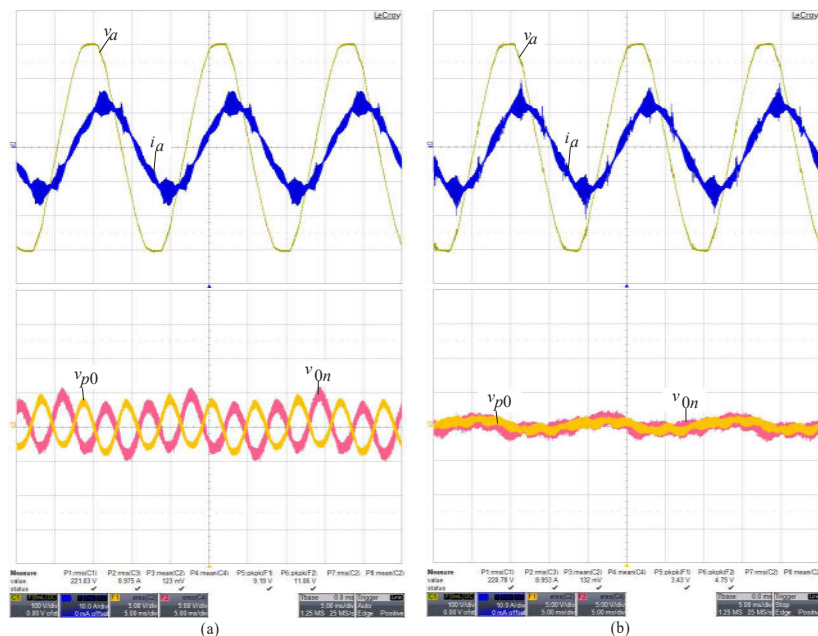


Figura 102 – Resultado experimental com fator de potência 0,707 e  $\alpha_p = 0,0$ : (a) SPWM; (b) Modulação Proposta. Escalas: tempo de 5,0 ms/div.,  $i_a = 10$  A/div.;  $v_a = 100$  V/div.;  $v_{p0}$  e  $v_{0n} = 5$  V/div.

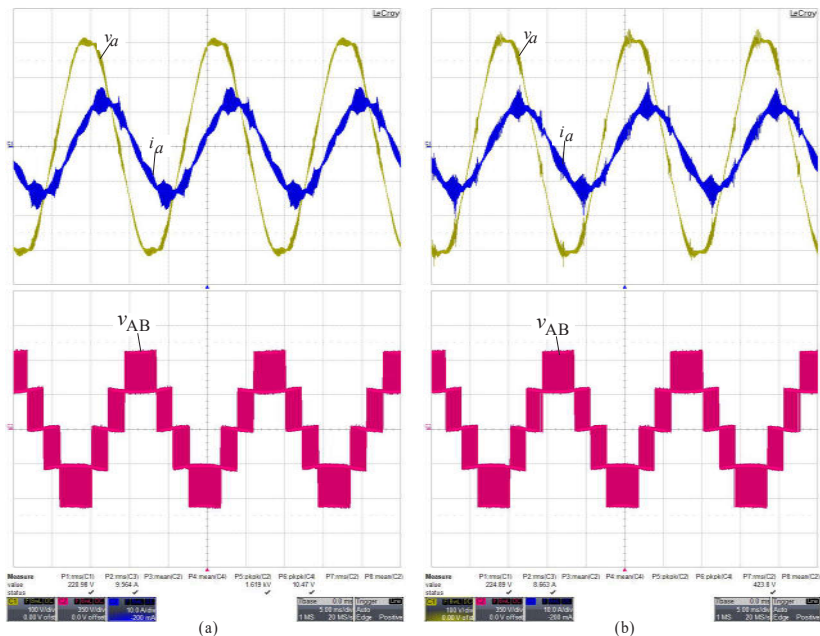


Figura 103 – Resultado experimental com fator de potência 0,707 e  $\alpha_p = 0,0$ : (a) SPWM; (b) Modulação proposta. Escalas: tempo de 5,0 ms/div.,  $i_a = 10$  A/div.;  $v_a = 100$  V/div.;  $v_{AB} = 350$  V/div.

A Figura 104(a) e a (b) apresentam a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada da fase  $a$  do retificador operando com fator de potência não unitário, dado este apresentado na figura. Ressalta-se a baixa distorção harmônica da corrente em ambas as modulações aplicadas.



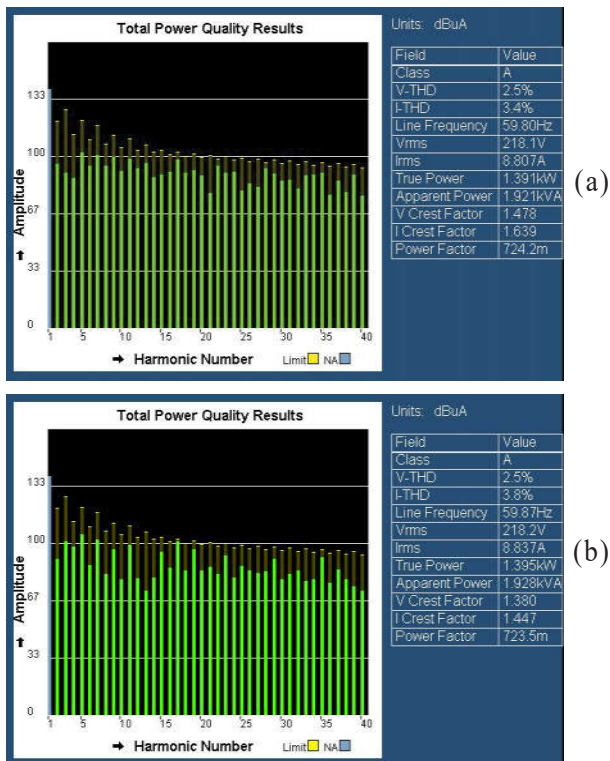


Figura 104 – Distorção harmônica total da corrente de entrada do retificador com fator de potência 0,707 e  $\alpha_p = 0,0$ : (a) SPWM; (b) Modulação proposta.

Através da FFT da corrente de um dos capacitores do barramento positivo do retificador, Figura 105(a), modulação SPWM e (b), a modulação proposta, pode ser visto que a componente de baixa frequência é praticamente zerada, mesmo quando o retificador opera com fator de deslocamento diferente do unitário.

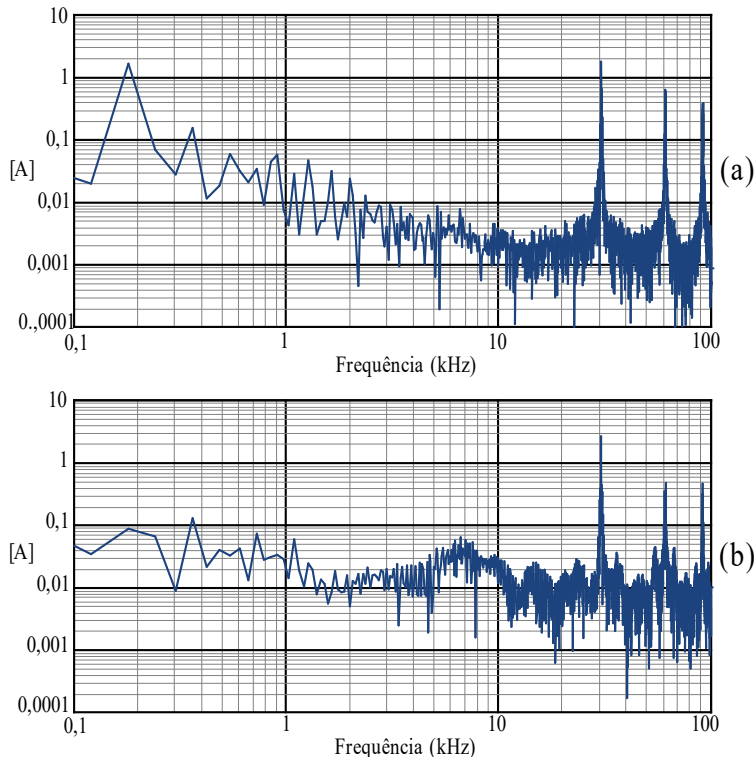


Figura 105 – Resultado experimental com fator de potência 0,707 e  $\alpha_p = 0,0$ : (a) FFT da corrente do capacitor com SPWM; (b) FFT da corrente do capacitor com a modulação proposta.

#### 4.6 OUTRAS APLICAÇÕES PARA A MODULAÇÃO PROPOSTA

A técnica de modulação proposta neste trabalho, que tem a intenção de reduzir as correntes de baixa frequência que circulam pelos capacitores de barramento de um retificador NPC de três níveis, pode ser estendida para outras aplicações, além da apresentada previamente. Dentre outras, podem ser citadas as seguintes aplicações:

- Outras topologias de conversores de três níveis, unidirecional ou bidirecional. Como exemplo pode ser citado o conversor unidirecional conhecido na literatura como *Vienna Rectifier* [167, 168];
- Conversores CC-CA (inversores) a três níveis aplicados em microgerações com conexão com a rede elétrica;
- Conversores com níveis superiores a três [169];

- Sistemas de acionamento de motores elétricos CA de média e alta potência:
  - Sistemas com conversores CA-CC (inversores) a partir de um barramento CC;
  - Sistemas de conversores *Back-to-Back* a partir de uma rede elétrica trifásica CA;

#### 4.6.1 Aplicação da modulação proposta no conversor unidirecional três níveis do retificador *Vienna*

O retificador *Vienna*, conhecido na literatura como *Vienna Rectifier*, é uma topologia a três níveis, tipo elevador (*boost*) [167]. Este retificador pode ser utilizado para a criação de um barramento CC bipolar de distribuição unidirecional. A Figura 106 apresenta a topologia básica do retificador *Vienna* unidirecional, com configuração dos interruptores em triângulo (*delta rectifier*).

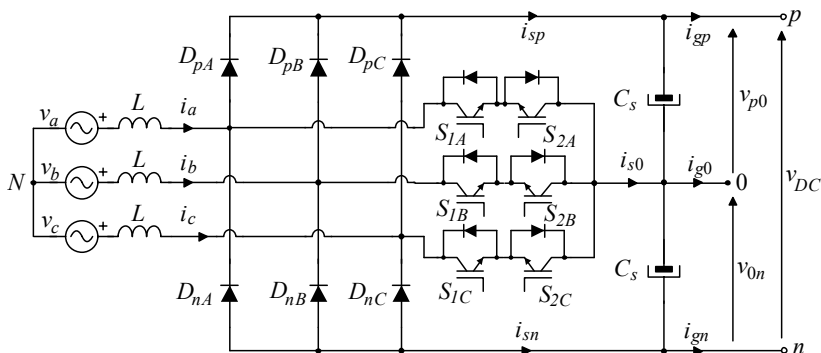


Figura 106 – Topologia básica do retificador *Vienna*.

Neste conversor, pode-se também empregar a modulação proposta na seção 4.3. Desta forma, para comprovação da capacidade de funcionamento da técnica proposta, serão apresentados alguns resultados de simulação para a topologia *Vienna* da Figura 106.

Os parâmetros elétricos que serão empregados para a simulação nesta seção são iguais aos apresentados na Tabela 6, ou seja, os mesmos parâmetros elétricos utilizados para a simulação da comprovação da modulação proposta para o NPC-3L. O retificador será operado com fator de potência unitário e fluxo de potência do lado CA para o lado CC.

Na Figura 107 é apresentado o sinal de eixo zero ( $d_0^{canc}$ ) gerado a partir da equação (49) que, após aplicação dos coeficientes da matriz de

transformada de Clarke no eixo zero e somado ao sinal senoidal é, então, obtida a razão cíclica da fase  $a$  ( $d_a$ ), que efetivamente será aplicada aos interruptores do braço da fase  $a$  do retificador *Vienna*.

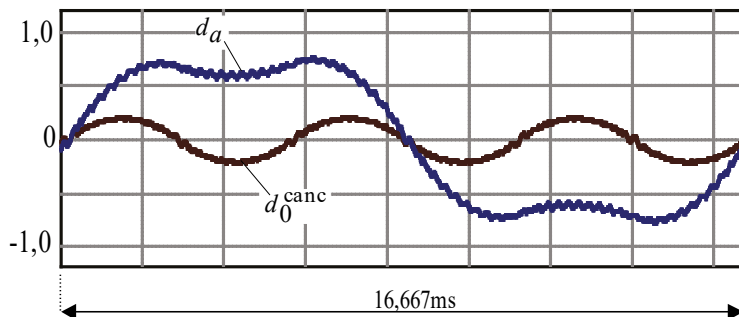


Figura 107 – Sinais de razão cíclica para a fase  $a$ .

A Figura 108 mostra as principais formas de onda do retificador *Vienna*. As formas de onda da coluna à esquerda (de (a) até (d)) são resultados de simulação para o retificador empregando a modulação SPWM convencional em regime permanente. As formas de onda da coluna à direita (de (e) até (h)) são resultados de simulação para o retificador empregando a modulação proposta, em regime permanente e nas mesmas condições que os resultados para SPWM.

Observa-se através da Figura 108 que a ondulação em baixa frequência nas tensões dos barramentos parciais do retificador *Vienna* foi praticamente eliminada, mantendo as características de funcionalidade do conversor. Percebe-se, ainda, que a ondulação de alta frequência nas correntes de entrada do retificador não foi afetada, assim como a tensão de linha  $v_{AB}$ .

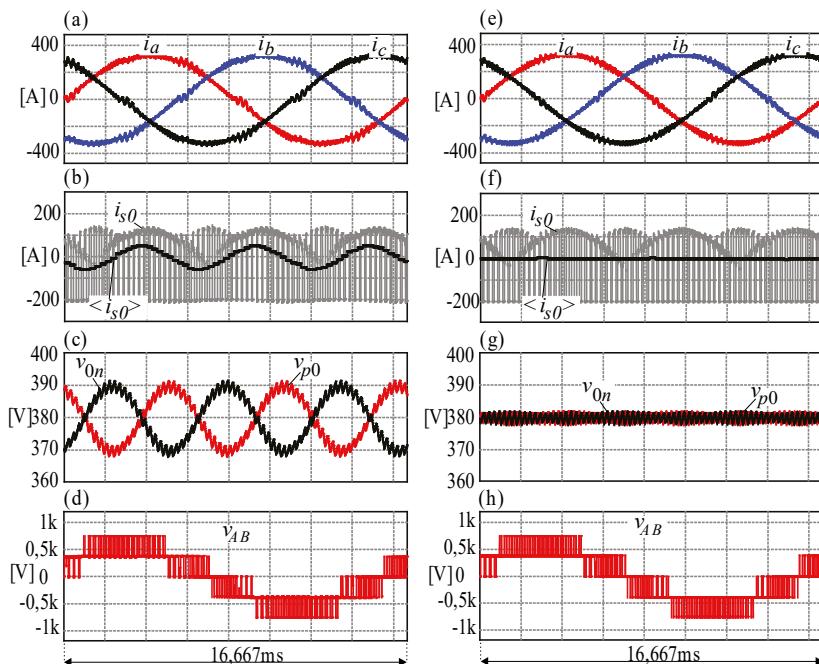


Figura 108 – Resultado de simulação: (a), (b), (c) e (d) mostram as principais formas de onda do retificador *Vienna* para a modulação SPWM sem compensação. Em (e), (f), (g) e (h) mostram as mesmas formas de onda do retificador *Vienna* empregando a modulação proposta.

Por apresentar resultados semelhantes aos mostrados na seção 4.4.3, onde as cargas foram desequilibradas nos barramentos parciais, estes não serão aqui apresentados. Vale ressaltar que o retificador *Vienna* na configuração dos interruptores em triângulo opera com baixa distorção harmônica nas correntes de entrada somente com fator de potência unitário.

Portanto, fica evidenciada que a modulação proposta pode ser aplicada a outras topologias de conversores três níveis, além no NPC, com boa eficácia de funcionamento.

Ainda, a modulação proposta pode ser aplicada em conversores de cinco níveis, conforme artigo técnico da referência [169], onde podem ser vistos os principais resultados obtidos para tal caso.

Fica em aberto a possibilidade de aplicação da modulação proposta em conversores de níveis superiores a cinco e a análise do seu funcionamento.

#### 4.6.2 Aplicação da modulação proposta em um sistema Back-to-Back baseado no conversor NPC três níveis para acionamento de motor em corrente alternada

Nesta seção será apresentada a análise teórica, os resultados de simulação e a modulação que cancela a corrente de baixa frequência que circula pelos capacitores de barramento de um sistema *Back-to-Back* com base no conversor NPC três níveis/-fases-fios. A principal aplicação deste sistema se dá em acionamento de máquinas CA, conforme pode ser visualizado na Figura 109. Contudo, tal configuração também pode ser representativa de uma rede de distribuição CC bipolar alimentando um sistema de acionamento elétrico baseado no conversor NPC.

Através do cancelamento da corrente de baixa frequência que circula pelos capacitores do barramento CC do sistema citado é possível, por exemplo, substituir os capacitores eletrolíticos por modelos de filmes. Com isto, tem-se a intenção de aumentar a vida útil do sistema e reduzir as perdas dos capacitores, mantendo a funcionalidade, desempenho, volume e peso.

A partir da análise da corrente de baixa frequência do ponto central do conversor NPC-3L realizada na seção 4.3, as correntes de baixa frequência provenientes do retificador e do inversor são definidas conforme as equações (65) e (66), respectivamente.

$$\begin{aligned} \langle i_{s0}^r \rangle = & - \left| \frac{\sqrt{6}}{3} d_\alpha^r + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0^r \right| \left( \frac{\sqrt{6}}{3} i_\beta^r \right) - \\ & \left| -\frac{\sqrt{6}}{6} d_\alpha^r + \frac{\sqrt{2}}{2} d_\beta^r + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0^r \right| \left( -\frac{\sqrt{6}}{6} i_\alpha^r + \frac{\sqrt{2}}{2} i_\beta^r \right) - \\ & \left| -\frac{\sqrt{6}}{6} d_\alpha^r - \frac{\sqrt{2}}{2} d_\beta^r + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0^r \right| \left( -\frac{\sqrt{6}}{6} i_\alpha^r - \frac{\sqrt{2}}{2} i_\beta^r \right) \end{aligned} \quad (65)$$

$$\begin{aligned} \langle i_{s0}^i \rangle = & - \left| \frac{\sqrt{6}}{3} d_\alpha^i + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0^i \right| \left( \frac{\sqrt{6}}{3} i_\beta^i \right) - \\ & \left| -\frac{\sqrt{6}}{6} d_\alpha^i + \frac{\sqrt{2}}{2} d_\beta^i + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0^i \right| \left( -\frac{\sqrt{6}}{6} i_\alpha^i + \frac{\sqrt{2}}{2} i_\beta^i \right) - \\ & \left| -\frac{\sqrt{6}}{6} d_\alpha^i - \frac{\sqrt{2}}{2} d_\beta^i + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0^i \right| \left( -\frac{\sqrt{6}}{6} i_\alpha^i - \frac{\sqrt{2}}{2} i_\beta^i \right) \end{aligned} \quad (66)$$

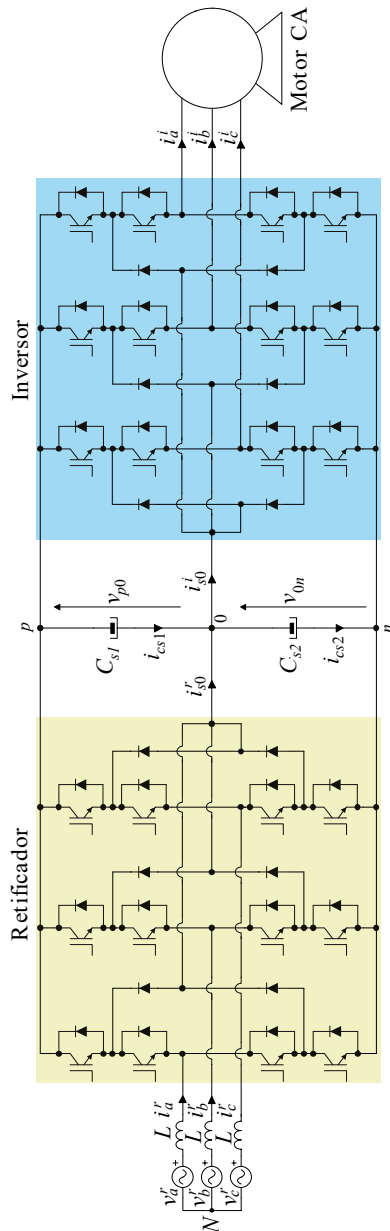


Figura 109 – Sistema três fases/-níveis/-fios *Back-to-Back* com base no conversor NPC para acionamento de motor CA.

O objetivo é fazer com que a corrente de baixa frequência do ponto central procedente do inversor seja igual à corrente de baixa frequência do ponto central procedente do retificador, conforme equação (67):

$$\langle i_{s0}^r \rangle = \langle i_{s0}^i \rangle \quad (67)$$

Satisfazendo esta condição, será garantido que circulará nos capacitores do barramento do sistema *Back-to-Back* somente corrente na frequência de comutação e suas harmônicas e, por consequência, somente haverá ondulação nas tensões parciais de tal sistema na frequência de comutação e suas harmônicas e respectivas bandas laterais.

Desta forma, tomando por base o retificador no sistema de acionamento de máquina para a aplicação da modulação proposta, são definidas as funções  $f_1$ ,  $f_2$  e  $f_3$ , conforme a equação (68). Estas funções serão empregadas para ser determinada a razão cíclica de eixo zero de tal conversor que cancela a corrente de baixa frequência do ponto central do refetido sistema *Back-to-Back*.

$$\begin{aligned} f_1 &= \frac{\sqrt{6}}{3} d_\alpha^r + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0^r \\ f_2 &= -\frac{\sqrt{6}}{6} d_\alpha^r + \frac{\sqrt{2}}{2} d_\beta^r + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0^r \\ f_3 &= -\frac{\sqrt{6}}{6} d_\alpha^r - \frac{\sqrt{2}}{2} d_\beta^r + \frac{\sqrt{3}}{3} d_0^r \end{aligned} \quad (68)$$

O resultado para a razão cíclica de eixo zero que cancela a ondulação em baixa frequência das tensões parciais é apresentado na equação (69), desconsiderando os conjuntos vazios:

$$d_{0\_r}^{\text{canc}} = \begin{cases} d_{0,1\_r}^{\text{canc}} & \text{se } f_1 \geq 0, f_2 \geq 0, f_3 < 0 \\ d_{0,2\_r}^{\text{canc}} & \text{se } f_1 \geq 0, f_2 < 0, f_3 \geq 0 \\ d_{0,3\_r}^{\text{canc}} & \text{se } f_1 \geq 0, f_2 < 0, f_3 < 0 \\ d_{0,4\_r}^{\text{canc}} & \text{se } f_1 < 0, f_2 \geq 0, f_3 \geq 0 \\ d_{0,5\_r}^{\text{canc}} & \text{se } f_1 < 0, f_2 \geq 0, f_3 < 0 \\ d_{0,6\_r}^{\text{canc}} & \text{se } f_1 < 0, f_2 < 0, f_3 \geq 0 \end{cases} \quad (69)$$

onde,



$$d_{0,1\_r}^{\text{canc}} = \left( -\frac{\sqrt{2}i_\alpha^r}{i_\alpha^r + \sqrt{3}i_\beta^r} + \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{i_\beta^r}{i_\alpha^r + \sqrt{3}i_\beta^r} \right) d_\alpha^r + \left( \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{d_\beta^r i_\alpha^r}{i_\alpha^r + \sqrt{3}i_\beta^r} \right) - \left( \frac{3\sqrt{2}}{2} \frac{\langle i_{s0}^i \rangle}{i_\alpha^r + \sqrt{3}i_\beta^r} \right) \quad (70)$$

$$d_{0,2\_r}^{\text{canc}} = \left( \frac{\sqrt{2}i_\alpha^r}{-i_\alpha^r + \sqrt{3}i_\beta^r} + \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{i_\beta^r}{-i_\alpha^r + \sqrt{3}i_\beta^r} \right) d_\alpha^r + \left( \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{d_\beta^r i_\alpha^r}{-i_\alpha^r + \sqrt{3}i_\beta^r} \right) + \left( \frac{3\sqrt{2}}{2} \frac{\langle i_{s0}^i \rangle}{-i_\alpha^r + \sqrt{3}i_\beta^r} \right) \quad (71)$$

$$d_{0,3\_r}^{\text{canc}} = -\frac{\sqrt{2}}{4} d_\alpha^r + \frac{3\sqrt{2}}{4} \frac{d_\beta^r i_\beta^r}{i_\alpha^r} - \left( \frac{3\sqrt{2}}{4} \frac{\langle i_{s0}^i \rangle}{i_\alpha^r} \right) \quad (72)$$

$$d_{0,4\_r}^{\text{canc}} = -\frac{\sqrt{2}}{4} d_\alpha^r + \frac{3\sqrt{2}}{4} \frac{d_\beta^r i_\beta^r}{i_\alpha^r} + \left( \frac{3\sqrt{2}}{4} \frac{\langle i_{s0}^i \rangle}{i_\alpha^r} \right) \quad (73)$$

$$d_{0,5\_r}^{\text{canc}} = \left( \frac{\sqrt{2}i_\alpha^r}{-i_\alpha^r + \sqrt{3}i_\beta^r} + \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{i_\beta^r}{-i_\alpha^r + \sqrt{3}i_\beta^r} \right) d_\alpha^r + \left( \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{d_\beta^r i_\alpha^r}{-i_\alpha^r + \sqrt{3}i_\beta^r} \right) - \left( \frac{3\sqrt{2}}{2} \frac{\langle i_{s0}^i \rangle}{-i_\alpha^r + \sqrt{3}i_\beta^r} \right) \quad (74)$$

$$d_{0,6\_r}^{\text{canc}} = \left( -\frac{\sqrt{2}i_\alpha^r}{i_\alpha^r + \sqrt{3}i_\beta^r} + \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{i_\beta^r}{i_\alpha^r + \sqrt{3}i_\beta^r} \right) d_\alpha^r + \left( \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{d_\beta^r i_\alpha^r}{i_\alpha^r + \sqrt{3}i_\beta^r} \right) + \left( \frac{3\sqrt{2}}{2} \frac{\langle i_{s0}^i \rangle}{i_\alpha^r + \sqrt{3}i_\beta^r} \right) \quad (75)$$

Para mostrar como esta proposta de modulação pode ser implementada, a Figura 110 apresenta o diagrama de blocos de um sistema *back-to-back* NPC-3L, alimentando um motor em corrente alternada.



Por meio da Figura 110, percebe-se que o controle do motor é realizado empregando a transformação de Park ( $dq0$ ), desconsiderando malhas de desacoplamento. O erro da velocidade angular do motor ( $\varepsilon_{or} = \omega_{rpm}^* - \omega_{rpm}$ ) é compensado por  $C_{or}$ , o qual gera a referência da corrente no eixo em quadratura para o controle do inversor. Através das saídas dos compensadores de corrente ( $C_{iq}^i$  e  $C_{id}^i$ ) são obtidas as razões cíclicas do inversor nos eixos em quadratura e diretos ( $d_q^i$  e  $d_d^i$ ), que a partir da transformada inversa de Park, obtêm-se as razões cíclicas em  $abc$  ( $d_a^i$ ,  $d_b^i$  e  $d_c^i$ ) aplicada a um modulador escalar PWM que irá comandar os interruptores do inversor. A tensão total do barramento CC do sistema é compensada por  $C_{vdc}$  e a sua saída é multiplicada pelas medidas da tensão de entrada, já transformada em  $\alpha\beta$ , gerando assim as referências de corrente em  $\alpha\beta$  para o controle das correntes do retificador. Os erros destas correntes são compensados por  $C_{ia}^r$  e  $C_{ib}^r$ , gerando na saída as razões cíclicas em  $\alpha\beta$  ( $d_a^r$  e  $d_b^r$ ). O balanço das tensões parciais é implementado através da compensação, por  $C_{vp,n}$ , da diferença dos valores das medidas destas tensões ( $\varepsilon_{vp,n} = v_{p0} - v_{0n}$ ). Com isto é gerado um sinal de valor médio de controle no eixo zero ( $d_{0,avg}^r$ ).

O cancelamento da ondulação de baixa frequência nas tensões parciais é implementado através da equação (69), o qual gera um sinal no eixo zero ( $d_{0,r}^{canc}$ ). Para isto, é necessário conhecer a corrente de baixa frequência do ponto central oriunda do inversor  $\langle i_{s0}^i \rangle$ , obtida a partir da equação (66).

Por fim, o sinal no eixo zero que cancela a ondulação de tensão em baixa frequência ( $d_{0,r}^{canc}$ ) é somado com o valor médio de controle das tensões parciais ( $d_{0,avg}^r$ ), obtendo-se assim o sinal completo no eixo zero ( $d_0^r$ ) que será aplicado no retificador. Através dos sinais de modulação  $d_a^r$ ,  $d_b^r$  e  $d_0^r$  é aplicada a transformação inversa em  $\alpha\beta$ , obtendo-se as razões cíclicas em  $abc$ , podendo, desta forma, serem aplicadas a um modulador escalar PWM para comandar os interruptores do retificador.

Aplicando a modulação proposta ao retificador, pode-se empregar uma técnica de modulação otimizada para o inversor, para melhoria de uma determinada característica como, por exemplo, a tensão de modo comum. Isto, desde que a modulação que cancela a ondulação de tensão de baixa frequência se encontre na região linear de operação do retificador.

No sistema *Back-to-Back* NPC-3L a modulação proposta também pode ser aplicada ao inversor. Neste caso, pode ser aplicada ao retificador uma modulação que apresente melhor resultado para uma determinada característica, por exemplo, menores perdas.

A fim de avaliar o desempenho da modulação proposta no sistema *Back-to-Back* baseado no conversor NPC três níveis para aplicação em acionamentos para motor CA, foram realizadas algumas simulações. Inicialmente será empregada na saída do inversor uma carga do tipo RL (resistivo-indutivo), cujas características podem ser visualizadas na Tabela 9. Nesta situação, o inversor está operando em malha aberta com modulação senoidal PWM.

Tabela 9 – Parâmetros simulação do sistema *Back-to-Back* baseado no conversor NPC três níveis.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão parcial do barramento bipolar	$v_{p0}$ e $v_{0n}$	400 V
Potência nominal	$S$	11,04 kVA
Frequência de comutação do retificador	$f_s^r$	4,0 kHz
Frequência de comutação do inversor	$f_s^i$	4,0 kHz
Frequência da rede elétrica (retificador)	$f_r^r$	50 Hz
Frequência de saída do inversor (motor)	$f_m^r$	60 Hz
Tensão eficaz de linha do lado CA	$v_{ac,rms}^r$	380 V
Índice de modulação do retificador	$M^r$	0,80
Índice de modulação do inversor	$M^i$	0,78
Capacitor de barramento	$C_{s1}$ e $C_{s2}$	1,0 mF

Na Figura 111 é apresentado o sinal de eixo zero ( $d_{0_r}^{canc}$ ) gerado a partir da equação (69). A razão cíclica  $d_{0_r}^{canc}$  é, após aplicação dos coeficientes da matriz de transformada de Clarke no eixo zero, somada à razão cíclica senoidal ( $d_{a_r}^{r,SPWM}$ ), de maneira a compor a razão cíclica que efetivamente vai gerar os sinais de comando para os transistores da fase  $a$  ( $d_{a_r}^r$ ) do retificador NPC-3L.

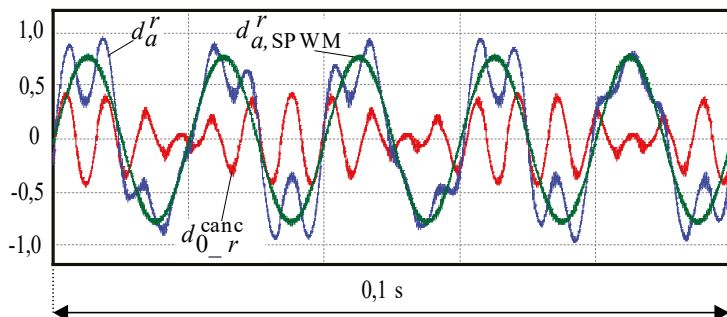


Figura 111 – Sinais das razões cíclicas para a fase  $a$  do retificador do sistema *Back-to-Back*.

A Figura 112 apresenta as principais formas de onda do sistema *Back-to-Back*. As formas de onda da coluna à esquerda (de (a) até (e))

são resultados de simulação para o retificador empregando a modulação SPWM convencional em regime permanente. As formas de onda da coluna à direita (de (f) até (j)) são resultados de simulação para o retificador empregando a modulação proposta, em regime permanente e nas mesmas condições que os resultados para SPWM.

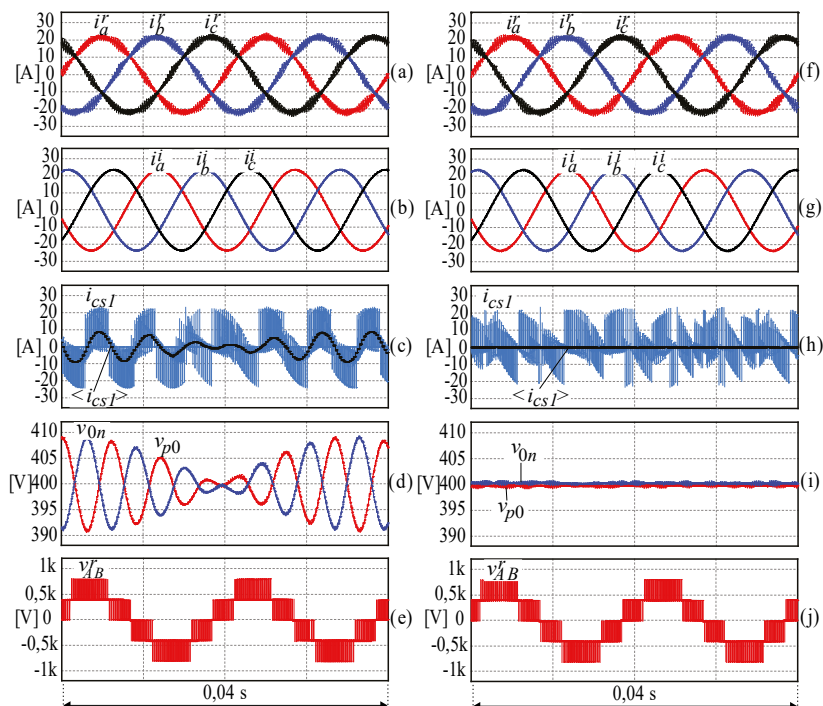


Figura 112 – Resultados de simulação: (a), (b), (c), (d) e (e) mostram as formas de onda do sistema *Back-to-Back* para a modulação SPWM sem compensação. Em (f), (g), (h), (i) e (j) mostram as formas de onda do sistema *Back-to-Back* para o retificador empregando a modulação proposta.

Percebe-se através da Figura 112 que a corrente de baixa frequência que circula pelos capacitores eletrolíticos do barramento foi fortemente atenuada e por consequência a ondulação em baixa frequência dos barramentos parciais foram praticamente canceladas, mantendo as características de funcionalidade do sistema, conforme pode ser visto nas formas de onda. Nota-se ainda, que a ondulação de alta frequência nas correntes de entrada do retificador não foi afetada, assim como a tensão de linha  $v_{AB}^r$ , mantendo os níveis esperados.

A Figura 113(a) apresenta o espectro harmônico da corrente do capacitor do barramento positivo do sistema *Back-to-Back* para ambos os conversores empregando a modulação SPWM convencional e na Figura 113(b) para o retificador empregando a modulação que cancela a corrente de baixa frequência do ponto central.

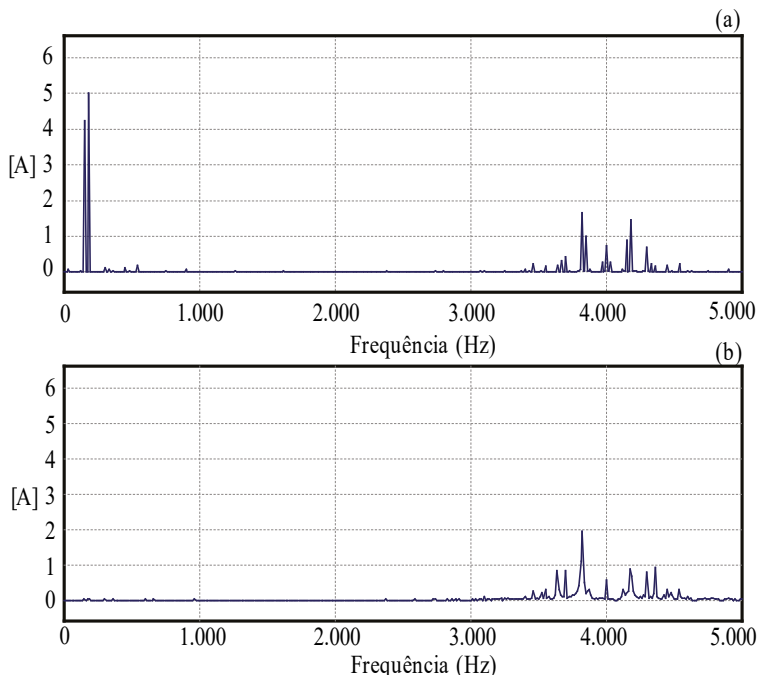


Figura 113 – FFT da corrente do capacitor do barramento positivo para o sistema *Back-to-Back*: (a) Retificador empregando a modulação SPWM convencional e (b) retificador empregando a modulação proposta.

Observa-se que o espectro em baixa frequência da corrente do capacitor, tanto para 180 Hz (proveniente do retificador), quanto para 150 Hz (proveniente do inversor), foi cancelado.

A Figura 114 mostra o efeito da técnica de modulação proposta, onde, em  $t = 0,6$  s é aplicada no retificador a modulação que cancela a corrente de baixa frequência do ponto central do sistema *Back-to-Back*. É possível observar que as correntes do lado CA do retificador apresentam a mesma ondulação em alta frequência e a mesma distorção harmônica, como pode ser visto na Figura 114(a). Ainda, pode ser visto na (c) que a corrente de baixa frequência que circula pelo capacitor ( $\langle i_{cs1} \rangle$ ) é rapidamente cancelada quando a compensação é aplicada em

0,6 s e, por consequência, a ondulação em baixa frequência das tensões parciais é eliminada. Observa-se também que a tensão de linha do retificador  $v_{AB}^r$ , mantém os cinco níveis e o espectro harmônico é praticamente inalterado.

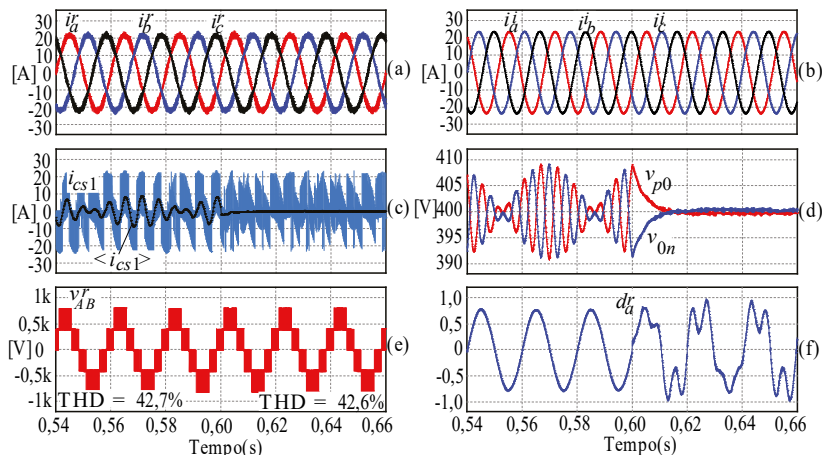


Figura 114 – Comportamento do transitório da modulação SPWM convencional para a modulação proposta em 0,6 s: (a) correntes de entrada do retificador; (b) corrente de saída do inversor; (c) corrente do capacitor  $i_{cs1}$  do barramento positivo e valor médio instantâneo da corrente do capacitor  $\langle i_{cs1} \rangle$ ; (d) tensões parciais do barramento; (e) tensão de linha do retificador; (f) sinal de razão cíclica para a fase  $a$ .

Pelos resultados de simulação apresentados, observou-se que a modulação proposta funcionou conforme o esperado para um sistema *Back-to-Back* baseado no conversor NPC de três níveis, reduzindo significativamente a corrente de baixa frequência do ponto central do sistema.

Tipicamente, no barramento CC em conversores estáticos multiníveis em baixa tensão, são empregados capacitores do tipo eletrolítico, devido à alta capacitância que é requerida a fim de reduzir a ondulação de baixa frequência nas tensões parciais, empregando-se modulações tradicionais, como por exemplo, a SPWM. Além disto, utilizando-se a mesma capacitância e tensão dos capacitores, a área da placa de circuito impresso, o volume global e os custos são reduzidos se comparados com a utilização de outras famílias de capacitores, como por exemplo, de filme.

Assim, com a eliminação das correntes de baixa frequência que circula pelos capacitores do barramento, é possível substituir os

capacitores eletrolíticos por modelos de filme e reduzir o valor da capacitância global destes, uma vez que não existe mais a ondulação de baixa frequência das tensões dos barramentos parciais.

A principal consequência de se fazer isto é aumentar a média do período entre falhas (MTBF – do inglês *Mean Time Between Failure*) para uma dada condição de funcionamento do sistema *Back-to-Back* discutido. Isto se deve ao fato que os capacitores de filme apresentam maior vida útil se comparados aos eletrolíticos, pois as folhas de dados fornecidas pelos fabricantes mostram que o ciclo de vida de um capacitor de filme pode ser de até 15 vezes superior a um eletrolítico, para as mesmas condições de operação.

Outras vantagens dos capacitores de filme são as altas tensões nominais que suportam (até 1.600 V<sub>cc</sub>), baixa resistência série equivalente (ESR – do inglês *Equivalent Series Resistance*) e capacidade de alta ondulação de corrente. Por outro lado, os capacitores de filme ainda apresentam características que necessitam de melhorias, tais como: baixa capacitância por unidade, baixa densidade energética, alto volume (farad por volume) e custo relativamente alto por farad.

Alguns métodos de redução de capacitância foram propostos na literatura para aplicações em acionamento para motor CA, conforme [170-173]. Em [173] é apresentado um critério para definir os capacitores de barramento, cuja metodologia desenvolvida calcula a capacitância mínima requerida no barramento de um sistema *Back-to-Back* para aplicação em acionamento de motor a partir da máxima variação de energia no capacitor. A equação (76) exprime analiticamente como calcular o capacitor mínimo requerido, conforme [173].

$$C_{\min} = \frac{2(\Delta E_{c,\max} + \Delta E_{i,\max})}{(\gamma^2 + 2\gamma)V_{dc}^2} \quad (76)$$

onde,

–  $\Delta E_{c,\max}$  e  $\Delta E_{i,\max}$  são variações de energia calculadas a partir dos parâmetros do motor e da frequência de comutação de operação do conversor que controla o barramento CC;

–  $\gamma$  é o valor percentual da variação de tensão do barramento tolerada dentro de um período de comutação;

–  $V_{dc}$  é a tensão total do barramento CC.

Desta forma, para o dimensionamento do capacitor do barramento é considerada uma queda de tensão percentual tolerada máxima no próprio barramento, dentro de um único período de comutação do



conversor que está controlando a tensão de tal barramento. Ainda, levam-se em consideração os parâmetros do motor e a frequência de comutação do conversor.

O objetivo desta seção é aplicar a modulação proposta em um sistema *Back-to-Back* para acionamento de um motor CA, podendo assim ser reduzido o valor da capacitância do barramento e utilizar capacitores de filme. Sendo assim, tomando por base um motor síncrono trifásico à imãs permanentes (PMSM – do inglês *Permanent Magnet Synchronous Motor*) foi empregado o critério desenvolvido em [173] para cálculo do capacitor mínimo do barramento. Os parâmetros de um motor PMSM são apresentados na Tabela 10, cujo motor é do fabricante WEG e está a disposição para ensaios no laboratório de eletrônica de potência (INEP).

Tabela 10 – Parâmetros do motor síncrono trifásico de imã permanente.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência nominal mecânica	$P_m$	11,04 kW
Frequência nominal	$F_m$	60 Hz
Tensão de linha nominal	$V_{Lm}$	380 V
Torque nominal	$T_m$	57,86 N.m
Velocidade Nominal	$\omega_{rpm}$	1.800 rpm
Resistência síncrona	$R_s$	0,458 $\Omega$
Indutância de eixo em quadratura	$L_d$	25 mH
Indutância de eixo direto	$L_d$	11,5 mH
Número de Polos	$p$	4

Portanto, através da equação (76), frequência da comutação do retificador em 4,0 kHz e considerando 30% de queda de tensão máxima do barramento CC dentro de um período de comutação, obtém-se um valor mínimo da capacitância para o barramento de 39  $\mu$ F. Deve ficar claro que este valor é da capacitância equivalente no barramento total, levando em consideração a associação dos capacitores empregados nos barramentos parciais.

Assim estabelecido, na sequência será realizada uma comparação com sistema de acionamento do motor empregando capacitores eletrolíticos no barramento CC, aplicando a modulação SPWM, com capacitores de filme, aplicando a modulação proposta.

Para a definição dos capacitores a serem utilizados, além da tensão CC mínima que devem suportar, ainda há a necessidade que estes tenham capacidade de suportar certo nível de corrente. Baseando-se nos resultados de simulação utilizando carga RL, cujos parâmetros elétricos foram apresentados na Tabela 9 e emulam o motor supracitado como carga, obtém-se uma corrente eficaz no capacitor equivalente do

barramento total de 8,4 A empregando a modulação SPWM em ambos os conversores do sistema *Back-to-Back* e 5,85 A para a modulação proposta no retificador e SPWM no inversor.

Baseando-se nestas informações e levando em consideração os valores das tensões parciais dos barramentos em 400 V, pode-se então definir os capacitores que serão empregados para a comparação.

Após algumas análises, chegou-se a seguinte configuração do banco de capacitores do barramento CC do sistema:

- **Capacitor Eletrolítico:** Para cada barramento parcial, 4 capacitores da série B43504 (*Aluminum Electrolytic Capacitor*), do fabricante TDK EPCOS, cada capacitância de 1.000  $\mu\text{F}$  e 250  $V_{\text{cc}}$ , cujas características podem ser visualizadas na Tabela 11, dispostos na configuração de dois capacitores em série e em paralelo com outros dois capacitores em série. No total, um banco de 8 capacitores deste modelo e capacitância equivalente no barramento total de 500  $\mu\text{F}$ . Para este caso, além do critério das correntes foi empregado o critério da máxima ondulação de tensão de baixa frequência tolerada para o barramento. Neste estudo, foi escolhida a ondulação de tensão máxima de 5% do valor médio da tensão do barramento parcial, ou seja, 20 V.

- **Capacitor de Filme:** Para cada barramento parcial, 2 capacitores da série B32778G (*Metallized Polypropylene Film Capacitor*), fabricante TDK EPCOS, cada capacitância de 50  $\mu\text{F}$  e 800  $V_{\text{cc}}$ , cujas características podem ser visualizados na Tabela 11, dispostos na configuração de dois capacitores em paralelo. No total, um banco de 4 capacitores deste modelo e capacitância equivalente do barramento total de 50  $\mu\text{F}$ . Para este caso, além do critério das correntes, o critério da mínima capacitância foi empregado. Graças à eliminação das componentes de baixa frequência, não há a necessidade de utilizar o critério de máxima ondulação de tensão na baixa frequência.

A Tabela 11 apresenta as principais características destes capacitores, obtidas a partir da folha de dados fornecidas pelo fabricante.

Tabela 11 – Principais características dos capacitores analisados.

Parâmetro	B43504	B32778G
Encapsulamento	<i>Radial Snap-in</i>	<i>Box</i>
Tensão CC máxima	250 V	800 V
Corrente eficaz máxima	5,7 A (85°C e 100 Hz)	16 A (80°C e 10 kHz)
ESR	140 mΩ (20°C e 100 Hz)	6,3 mΩ (70°C e 10 kHz)
Tolerância	20%	10%
Vida útil	6.500 horas <sup>4</sup>	100.000 horas <sup>5</sup>
Dimensional	35 x 40 mm (d x h)	30x45x57,5 mm (w x h x l)

A escolha pela série B32778G de capacitores de filme se deu pelo fato do fabricante TDK EPCOS recomendar o uso destes em barramento CC para aplicações em circuitos para acionamento de motores. Ainda, outros fabricantes e séries de capacitores foram analisados, com resultados semelhantes.

A partir da escolha dos capacitores, realizou-se então uma comparação do banco de capacitores utilizado no sistema de acionamento de motor CA, empregando as duas modulações citadas. A comparação centrou-se nos seguintes parâmetros: preço total, volume ocupado na placa de circuito impresso e perdas totais.

O custo unitário por capacitor é de US\$ 18,04 para a tecnologia de filme e US\$ 8,27 para o eletrolítico, para compras acima de 500 unidades, segundo a empresa *Digi-key Electronics Corp.*, em uma tomada de preço *online* realizada no dia 10 de novembro de 2015.

As perdas totais para cada capacitor podem ser calculadas de acordo com a equação (77)

$$P_{cap} = \sum_{h=1}^{\infty} ESR_h \cdot I_h^2 \quad (77)$$

onde,

–  $ESR_h$  é a resistência série equivalente na frequência da harmônica  $h$  e

–  $I_h$  é a corrente que circula pelo capacitor na frequência da harmônica  $h$ .

Em cada frequência, o fabricante fornece a resistência série equivalente. Desta forma, torna-se relativamente simples calcular as

<sup>4</sup> Condições: Capacitor operando com temperatura de 85°C, tensão nominal e corrente eficaz máxima.

<sup>5</sup> Condições: Capacitor operando com temperatura de 70°C e tensão nominal.

perdas em um capacitor através da equação (77), tendo o valor eficaz da corrente em cada frequência, o qual pode ser obtido através da transformada de Fourier da corrente total que circula pelo capacitor.

O volume total ocupado pelo arranjo de capacitores foi calculado a partir do volume da caixa ocupado pelo arranjo em uma placa de circuito impresso. Para melhor visualização do volume ocupado por cada arranjo, a Figura 115 apresenta a vista de cima e a vista lateral da área ocupada e a vista em 3-D do volume ocupado para cada arranjo.

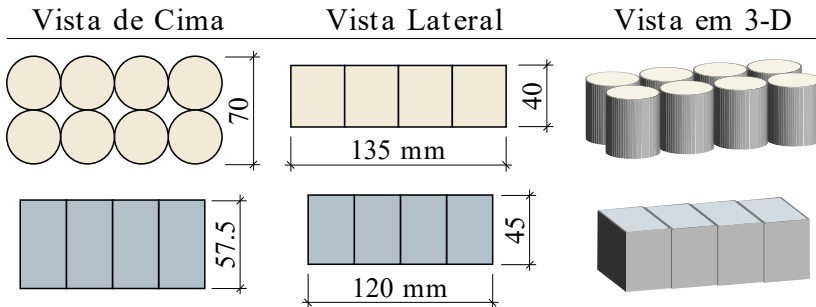


Figura 115 – Arranjo dos capacitores: eletrolítico (parte superior); filme (parte inferior). Todas as dimensões estão em milímetro (mm). As figuras, incluindo as em 3-D, estão na mesma escala e ângulo de visualização.

Resumidamente, a Tabela 12 apresenta a comparação de custo, de volume e de perdas para os arranjos de capacitores analisados. Percebe-se que a redução de perdas empregando o capacitor de filme é significativa, enquanto o volume e custo são idênticos. A redução de perdas leva a uma maior eficiência e ao aumento da confiabilidade do sistema. Ainda, conforme mencionado anteriormente, os capacitores de filme apresentam uma vida útil maior se comparados aos capacitores eletrolíticos, para as mesmas condições de operação.

Tabela 12 – Comparação de preço, de volume e de perdas para o banco de capacitores do sistema *Back-to-Back* para acionamento de máquina CA.

Parâmetro	B43504	B32778G
Preço total (US\$)	66,16	72,16
Volume total (L)	0,392	0,310
Perdas totais (W)	36,96	0,864

Ilustrativamente, a Figura 116 apresenta uma comparação em termos percentuais de custo, de volume e de perdas para o banco de capacitores do sistema *Back-to-Back* para o acionamento de máquina em corrente alternada, normatizado pelo capacitor de filme (100%). Nota-se

a grande variação percentual das perdas apresentada entre os tipos de capacitores.

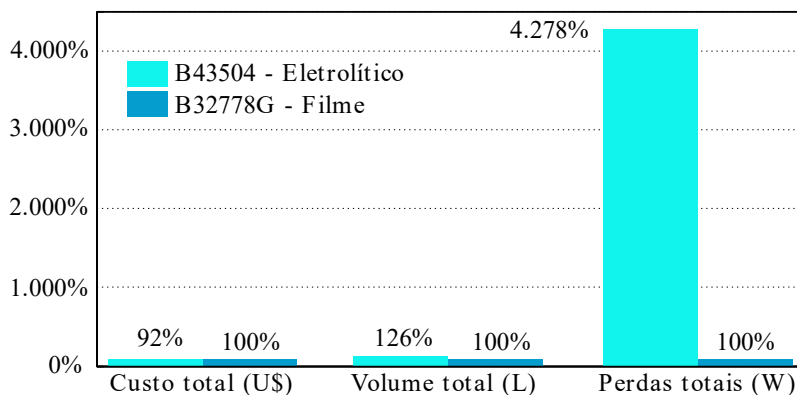


Figura 116 – Comparação em termos percentuais de custo, de volume e de perdas para o banco de capacitores do sistema *Back-to-Back* para acionamento de máquina CA.

A fim de comprovar o funcionamento adequado da modulação proposta, contemplando a substituição dos capacitores eletrolíticos por filmes, foram realizadas algumas simulações. Inicialmente foi executada uma simulação com os mesmos parâmetros elétricos apresentados na Tabela 9, com carga RL, mas com a capacitância equivalente do barramento total em 50  $\mu\text{F}$ . A Figura 117 apresenta as principais formas de onda do sistema *Back-to-Back* empregando a modulação proposta e capacitores de filme. Nota-se que a modulação proposta foi capaz de eliminar a ondulação de baixa frequência nas tensões parciais, podendo ser observada somente a ondulação de tensão na frequência de comutação dos conversores.

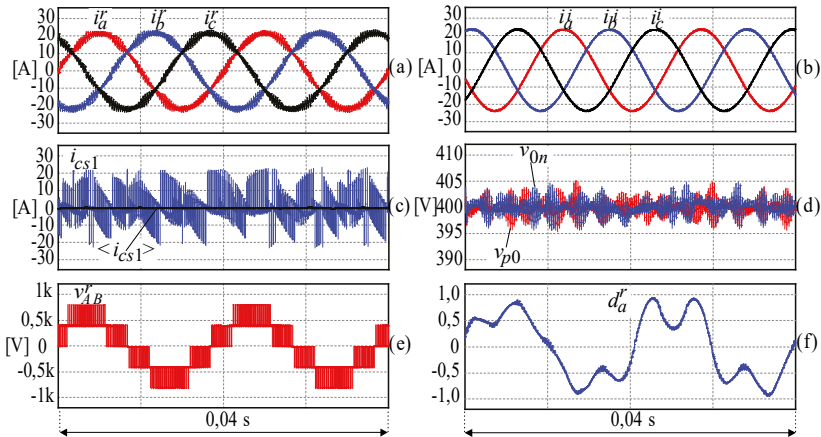


Figura 117 – Resultado de simulação empregando a modulação proposta e capacitores de filme no barramento: (a) correntes de entrada do retificador; (b) corrente de saída do inversor; (c) corrente do capacitor  $i_{cs1}$  do barramento positivo e valor médio instantâneo da corrente  $\langle i_{cs1} \rangle$ ; (d) tensões parciais do barramento; (e) tensão de linha do retificador; (f) sinal de razão cíclica para a fase  $a$ .

Ainda, foi realizada uma simulação empregando no *software* PSIM o modelo linear da máquina PMSM com os parâmetros apresentados na Tabela 10. A Figura 118 mostra os resultados de simulação da partida do motor a partir de um sistema *Back-to-Back* com base no conversor NPC três níveis, empregando capacitores de filme nos barramentos parciais, modulação SPWM no inversor e malha de controle de velocidade no motor. Observa-se que a velocidade angular do motor começa do zero e em 2,5 s atinge a velocidade nominal. Inicialmente o retificador utiliza a modulação SPWM e em 2,0 s a modulação proposta é acionada. Nota-se que a ondulação em baixa frequência das tensões parciais do barramento CC é rapidamente reduzida, sem apresentar nenhuma distorção quando a modulação é aplicada.

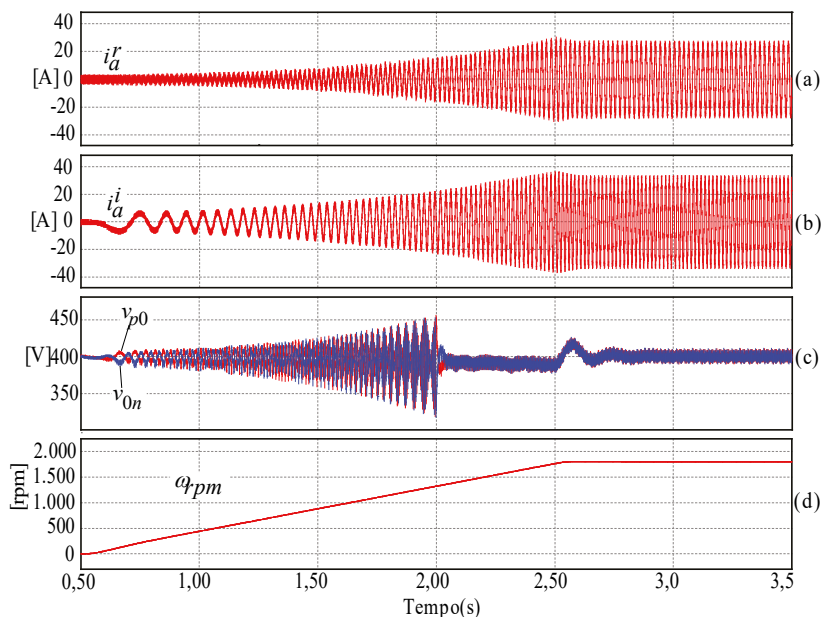


Figura 118 – Simulação da partida do motor da modulação SPWM convencional para a modulação proposta em 2,0 s empregando capacitores de filme no barramento CC: (a) corrente da fase  $a$  do retificador; (b) corrente da fase  $a$  do inversor (motor); tensões parciais do barramento CC; (d) velocidade angular do motor.

Por fim, para comprovar a eficácia da modulação proposta no sistema *back-to-back* baseado no conversor NPC três níveis, foi implementado um protótipo em laboratório. O retificador e o inversor empregados no sistema *back-to-back* para a obtenção dos resultados experimentais são iguais aos da Figura 109. A carga utilizada na saída do inversor é do tipo RL (resistivo-indutivo) e os parâmetros elétricos de ensaio para obtenção dos resultados experimentais podem ser visualizados na Tabela 13. O inversor está operando em malha aberta com modulação senoidal PWM e no retificador é aplicada a modulação proposta.

Tabela 13 – Parâmetros elétricos para obtenção dos resultados experimentais do sistema *Back-to-Back* baseado no conversor NPC três níveis.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão parcial do barramento bipolar	$v_{p0}$ e $v_{0n}$	150 V
Potência nominal	$S$	735 VA
Frequência de comutação do retificador	$f_s^r$	20,0 kHz
Frequência de comutação do inversor	$f_s^i$	20,0 kHz
Frequência da rede elétrica (retificador)	$f_r^r$	60 Hz
Frequência de saída do inversor (motor)	$f_m^r$	90 Hz
Tensão eficaz de linha do lado CA	$v_{ac,rms}^r$	70 V
Índice de modulação do retificador	$M^r$	0,67
Índice de modulação do inversor	$M^i$	0,80
Capacitor de barramento	$C_{s1}$ e $C_{s2}$	110 $\mu$ F

A Figura 119 mostra uma fotografia do protótipo implementado em laboratório, onde se observa que foi utilizado capacitores de filme nos barramentos parciais (dois capacitores de 55  $\mu$ F em cada barramento).



Figura 119 – Fotografia do protótipo implementado em laboratório para obtenção dos resultados experimentais da modulação proposta para o sistema *back-to-back* baseado no conversor NPC três níveis.

As principais formas de onda para o sistema *back-to-back* podem ser visualizadas na Figura 120(a) para o conversor utilizando a modulação SPWM convencional e na Figura 122(b) para a modulação proposta. Na figura é apresentada a tensão do barramento positivo ( $v_{p0}$ ), a tensão de linha do retificador ( $v_{AB}^r$ ), a corrente da fase *a* do retificador ( $i_a^r$ ) e a corrente de fase *a* do inversor ( $i_a^i$ ).



Fica claro pela forma onda da tensão do barramento positivo, para a modulação proposta, que a ondulação de baixa frequência foi fortemente atenuada, mantendo o sistema funcionando de maneira adequada.

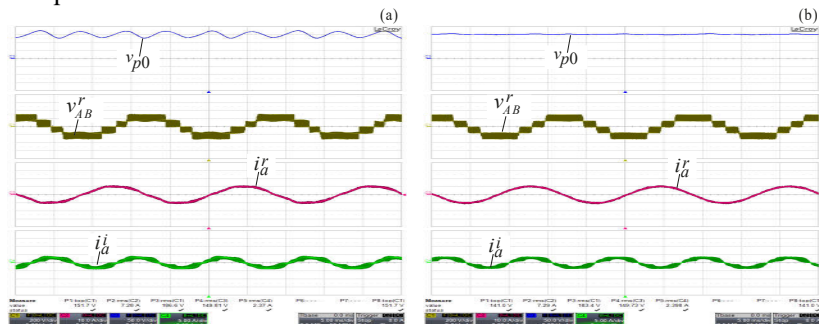


Figura 120 – Resultado experimental sistema *back-to-back*: (a) SPWM em ambos os conversores; (b) Modulação proposta aplicada ao retificador e SPWM ao inversor. Escalas: tempo de 5,0 ms/div.,  $v_{p0} = 50$  V/div.;  $v_{AB}^r = 200$  V/div.;  $i_a^r = 5$  A/div.;  $i_a^i = 5$  A/div.

A modulação proposta foi implementada com a utilização do DSP TMS320F28335, sendo necessário aproximadamente  $8,5 \mu\text{s}$  para realizar a implementação desta, para a frequência de *clock* de 150 MHz.

#### 4.7 TÉCNICA DE MODULAÇÃO PARA A REDUÇÃO DE ONDULAÇÃO DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC DO CONVERSOR TRÊS NÍVEIS COM ABORDAGEM EM ABC

Na seção 4.3 foi apresentada a análise para a modulação que cancela a corrente de baixa frequência do ponto central do conversor NPC-3L através do uso da transformada de Clarke ( $\alpha\beta 0$ ). No entanto, é possível obter a mesma modulação com a abordagem em um sistema de referência em coordenadas naturais *abc*, ou seja, sem a necessidade de transformação, reduzindo assim as equações resultantes.

A equação (78) representa a corrente de baixa frequência do ponto central do conversor NPC-3L.

$$\langle i_{s0} \rangle = -|d_a|i_a - |d_b|i_b - |d_c|i_c \quad (78)$$

As razões cíclicas podem ser separadas em duas parcelas, conforme a equação (79)

$$\begin{aligned} d_x &= d_{x0} + d_0 \\ x &= a, b, c \end{aligned} \quad (79)$$

Substituindo (79) em (78), obtém-se a equação (80):

$$\langle i_{s0} \rangle = -|d_{a0} + d_0| i_a - |d_{b0} + d_0| i_b - |d_{c0} + d_0| i_c \quad (80)$$

Conforme dito anteriormente, a equação (80) representa a corrente de baixa frequência do ponto central do conversor NPC-3L e, portanto, a mesma deve ser nula, conforme pode ser visto na equação (81):

$$0 = -|d_{a0} + d_0| i_a - |d_{b0} + d_0| i_b - |d_{c0} + d_0| i_c \quad (81)$$

Para aplicar a razão cíclica de eixo zero ( $d_0$ ) na modulação no intuito de cancelar a corrente de baixa frequência do ponto central do conversor NPC-3L, deve-se isolar  $d_0$  da equação (81). Utilizando a mesma metodologia empregada para a abordagem em  $\alpha\beta$ , as funções modulares da equação (81) serão desmembradas em três funções, conforme:

$$\begin{aligned} f_1 &= d_{a0} + d_0 \\ f_2 &= d_{b0} + d_0 \\ f_3 &= d_{c0} + d_0 \end{aligned} \quad (82)$$

Aplicando a definição do valor absoluto de uma função, conforme:

$$|x| = \begin{cases} x, & \text{if } x \geq 0 \\ -x, & \text{if } x < 0 \end{cases} \quad (83)$$

Obtém-se a razão cíclica de eixo zero que cancela a ondulação em baixa frequência da tensão em  $abc$ , de acordo com a equação (84), desconsiderando os conjuntos vazios:

$$d_0^{\text{canc}} = \begin{cases} d_{0,1}^{\text{canc}} & \text{se } f_1 \geq 0, f_2 \geq 0, f_3 < 0 \\ d_{0,2}^{\text{canc}} & \text{se } f_1 \geq 0, f_2 < 0, f_3 \geq 0 \\ d_{0,3}^{\text{canc}} & \text{se } f_1 \geq 0, f_2 < 0, f_3 < 0 \\ d_{0,4}^{\text{canc}} & \text{se } f_1 < 0, f_2 \geq 0, f_3 \geq 0 \\ d_{0,5}^{\text{canc}} & \text{se } f_1 < 0, f_2 \geq 0, f_3 < 0 \\ d_{0,6}^{\text{canc}} & \text{se } f_1 < 0, f_2 < 0, f_3 \geq 0 \end{cases} \quad (84)$$

onde,

$$d_{0,1}^{\text{canc}} = \frac{-i_a d_{a0} - i_b d_{b0} + i_c d_{c0}}{i_a + i_b - i_c} \quad (85)$$

$$d_{0,2}^{canc} = \frac{-i_a d_{a0} + i_b d_{b0} - i_c d_{c0}}{i_a - i_b + i_c} \quad (86)$$

$$d_{0,3}^{canc} = \frac{-i_a d_{a0} + i_b d_{b0} + i_c d_{c0}}{i_a - i_b - i_c} \quad (87)$$

$$d_{0,4}^{canc} = \frac{i_a d_{a0} - i_b d_{b0} - i_c d_{c0}}{-i_a + i_b + i_c} \quad (88)$$

$$d_{0,5}^{canc} = \frac{i_a d_{a0} - i_b d_{b0} + i_c d_{c0}}{-i_a + i_b - i_c} \quad (89)$$

$$d_{0,6}^{canc} = \frac{i_a d_{a0} + i_b d_{b0} - i_c d_{c0}}{-i_a - i_b + i_c} \quad (90)$$

As equações (85) e (88), são redundantes, assim como as equações (86) e (89), (87) e (90), ou seja, uma pode substituir a outra e, desta forma, o sistema se reduz a três equações, semelhantemente à abordagem realizada na transformação de Clarke.

O tempo gasto (carga computacional) em um DSP para realizar o cálculo do sistema da equação de 4.43 é semelhante ao apresentado com abordagem em  $\alpha\beta$ , pois o tempo gasto para o processador executar a transformada de Clarke é muito baixo para a frequência de *clock* de 150 MHz. Isto se deve pelo fato que ambas as abordagens necessitam realizar uma operação matemática de divisão em cada atualização da razão cíclica. É sábio que este tipo de operação consome tempos relativamente grandes para serem executados em processadores.

Os resultados de simulação e experimentais para a abordagem da modulação em  $abc$ , por serem semelhantes aos mostrados no decorrer desta seção para a abordagem em  $\alpha\beta$ , não serão aqui apresentados.

Da mesma maneira que foi realizada a abordagem em  $abc$ , pode ser realizada na transformada de Park ( $dq0$ ). A abordagem em  $dq0$  foi implementada e pode ser visualizada em [137], onde é mostrado que o funcionamento é semelhante às outras abordagens, no entanto as equações se mostraram extensas, devido ao necessário tratamento de variáveis trigonométricas, como senos e cossenos.

## 4.8 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada uma revisão bibliográfica das técnicas de modulação encontradas na literatura com a finalidade de cancelar a parcela de baixa frequência da corrente do ponto central do conversor NPC-3L.

Ainda, foi proposta uma modulação para a redução da ondulação das tensões parciais do conversor NPC-3L, baseada na transformada de Clarke.

Para comprovar a eficácia da técnica de modulação proposta, foram apresentados resultados de simulação, com o conversor operando em alguns casos. Através dos resultados apresentados, percebe-se que a modulação para redução da ondulação da tensão atinge os objetivos almejados.

Foram expostos os resultados experimentais para a modulação proposta, através da topologia mNPC-3L, para o retificador em alguns pontos de operação. De maneira semelhante aos resultados obtidos na simulação, também se comprovou o funcionamento da mesma com resultados de experimentação.

Ainda, foram apresentadas outras aplicações para a modulação proposta. Em especial, há de se destacar a aplicação desta em um sistema *back-to-back* com base no conversor NPC-3L para acionamentos de máquinas de corrente alternada. Neste caso em específico, a aplicação da técnica de compensação trouxe a possibilidade de substituição dos capacitores eletrolíticos do barramento por capacitores de filmes. Com isto, espera-se uma redução de perdas no sistema, assim como o aumento da vida útil deste sistema, mantendo a funcionalidade, desempenho, volume e peso. Neste sentido, para comprovação do benefício que tal mudança pode trazer, um estudo de caso foi apresentado com relação a custo, volume e perdas.

Por fim, a modulação que cancela a corrente de baixa frequência do ponto central do conversor NPC-3L foi proposta com uma abordagem em coordenadas naturais *abc*, não necessitando de transformações lineares.

Deve-se ficar claro que a técnica de modulação proposta neste trabalho, na forma que ela foi concebida, tem a função de cancelar a componente de baixa frequência da corrente injetada no ponto central pelo conversor de três níveis. Desta forma, tensões parciais não apresentam ondulação. No entanto, desequilíbrios das correntes trifásicas CA ou distorções harmônicas nestas, irá aparecer uma ondulação de baixa frequência ou as harmônicas na tensão total do conversor, de tal forma que a modulação proposta não é capaz de eliminar tal ondulação. Neste caso, pode-se fazer um controle de potência ou tensão constante no barramento ou controle um controle considerando as componentes de sequência das fases da rede elétrica.

Devido às restrições apresentadas pela modulação no retificador, como compensação da ondulação de tensão em toda faixa de fator de

potência de operação do retificador e/ou com desbalanço total da potência nos barramentos, no próximo capítulo será sugerida uma compensação via a adição de outro conversor.

Para este módulo a ser acrescentado, além de compensar a corrente de baixa frequência do ponto central, poderá adicionar outras funções à microrrede, tais como balancear as tensões parciais da mesma, de tal forma que a modulação a ser utilizada nos outros módulos do conversor possa otimizar sua operação, principalmente no que se refere às perdas.



## 5 PROPOSTA DE CIRCUITO ADICIONAL AO NPC-3L

### 5.1 INTRODUÇÃO

Como o uso do conversor NPC de três níveis (NPC-3L) tem sido amplamente difundido na indústria nas últimas décadas, grandes esforços em melhorias vêm sendo realizados pela comunidade científica para esta topologia.

Uma das preocupações diz respeito à ondulação em baixa frequência da tensão que este conversor apresenta no ponto central de seu barramento CC, em acordo com o que foi discutido na revisão bibliográfica do capítulo anterior.

Conforme foi apresentado previamente, existem basicamente três maneiras de cancelar a componente de baixa frequência do ponto central do conversor NPC-3L. O primeiro tipo de técnicas utiliza alguma técnica de modulação, o segundo utiliza malhas de controle e o terceiro opera através da adição de um conversor adicional.

Neste sentido, no capítulo anterior foi apresentada uma nova técnica de modulação que cancela a ondulação de tensão de baixa frequência de maneira eficiente. No entanto, apesar desta ser bastante abrangente, observou-se que a mesma apresenta algumas limitações, no que diz respeito à compensação em toda faixa de operação do conversor NPC-3L, em se tratando do fator de potência de operação do retificador.

Ainda, o retificador trifásico NPC-3L, por si só, é limitado em uma faixa que o conversor consegue compensar desequilíbrio de cargas nos barramentos parciais na região linear de modulação, mantendo assim as correntes senoidais no lado CA, independentemente da técnica de modulação aplicada.

Portanto, neste capítulo será proposta a adição de um circuito externo ao conversor NPC-3L, com a finalidade de manter as tensões parciais equilibradas, independentemente da carga conectada em cada barramento e proporcionar o cancelamento da corrente de baixa frequência no ponto central do NPC-3L.

Ainda, será atribuída ao sistema proposto a função de prover tolerância a falhas do retificador NPC-3L, tema que vem se tornando que cada vez mais importante nas aplicações com alta confiabilidade [174-180].

## 5.2 CIRCUITO PROPOSTO ADICIONAL AO NPC-3L

Dentro do contexto apresentado na seção anterior, foram pesquisados na literatura alguns circuitos que possam ser adicionados ao retificador NPC-3L que venham a executar as funções desejadas de maneira satisfatória.

O método mais simples de proporcionar o cancelamento da corrente de baixa frequência do ponto central do conversor NPC-3L via a adição de um circuito externo pode ser alcançado através da inclusão de um braço adicional (quarto braço) [77, 176].

Este braço pode ser composto por dois interruptores, de maneira a operar a dois níveis ou, ainda, este pode ser semelhante aos braços do NPC-3L, podendo ser operado em dois [176] ou em três níveis.

A vantagem da inclusão de um braço adicional ao conversor NPC-3L reside na possibilidade de inserção de novas funções ao sistema, podendo-se assim aumentar a qualidade e a confiabilidade da microrrede CC proposta em questão.

Por outro lado, o maior número de componentes no circuito implica no aumento da dificuldade de implementação, no aumento do custo e ainda no aumento das perdas globais do sistema. Em [180] é mostrado que a adição de um braço operando a dois níveis apresenta maiores perdas no conversor, mesmo utilizando uma modulação específica para aumentar a eficiência nos três braços principais. As perdas obtidas em tal trabalho foram computadas com o conversor NPC-3L funcionando como inversor.

No entanto, prezando pela alta qualidade do fornecimento de energia da microrrede bipolar CC proposta e a alta confiabilidade da mesma, a inclusão de tal conversor é justificada em determinadas aplicações.

Em [174-176, 178, 180, 181] foi proposta a adição de um quarto braço para a redução da ondulação de tensão do ponto central em operação normal do inversor NPC-3L. No caso de falha de qualquer interruptor de um dos braços principais, por meio do circuito adicional, o inversor NPC-3L pode ser reconfigurado para operar da maneira convencional e assim manter o sistema funcionado. Apesar de utilizar um braço semelhante ao conversor NPC-3L com quatro interruptores, todos estes trabalhos empregam o braço adicional operando em dois níveis.

Neste trabalho, será analisada a possibilidade da adição de um braço análogo ao empregado no conversor NPC-3L no sistema da microrrede para executar as funções de cancelamento da corrente de



baixa frequência do ponto central, assim como equilibrar as tensões parciais. Ainda, será avaliada qual a melhor forma de operar tal braço no sistema, em dois ou três níveis, do ponto de vista das menores perdas e menor volume, peso, tamanho e custo dos elementos que compõem tal braço. A princípio, não existe na literatura uma comparação entre o emprego deste quarto braço, junto ao conversor NPC-3L, operando em dois e três níveis.

A Figura 121 apresenta o esquema básico da topologia aqui sugerida, onde pode ser observado que há um conversor NPC-3L convencional e um quarto braço conectado ao ponto central através de um indutor ( $L_4$ ).

Ainda, com o quarto braço se busca aumentar a redundância em caso de falhas de um dos braços do retificador, aumentando a confiabilidade do sistema. Com isto, esperar-se que sejam apresentadas melhorias para a microrrede CC proposta. Portanto, fazendo um apanhado geral, com a inclusão deste circuito se deseja obter as seguintes funções:

- Cancelar a corrente de baixa frequência do ponto central do conversor NPC-3L;

- Regular as tensões parciais do conversor NPC-3L com total e parcial desequilíbrio de cargas/microgeração entre os barramentos positivo e negativo;

- Prover tolerância à falha dos interruptores dos braços principais.

O quarto braço deverá realizar as duas primeiras funções de forma simultânea e em caso de falha de um braço principal do retificador, a função de tolerância à falha deve ser implementada, sobrepujando as duas primeiras funções. O braço adicional aqui proposto fará às vezes do balanceador de tensão na microrrede, em caso do não emprego de um redistribuidor de corrente no sistema.

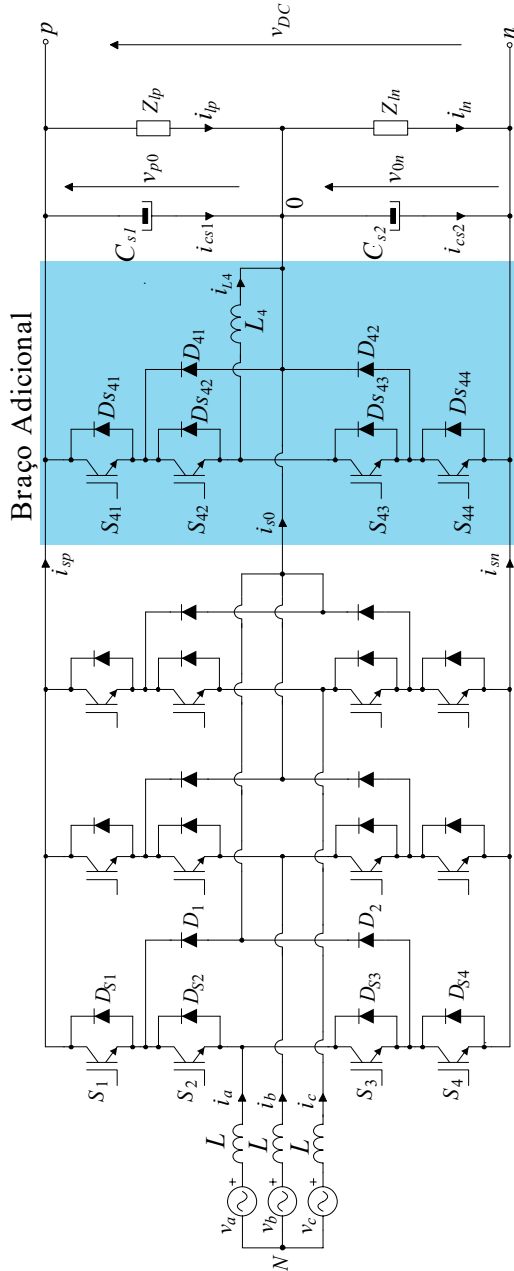


Figura 121 – Conversor NPC-3L com um braço adicional a três níveis.

Também, se for mais interessante, poderão ser utilizadas outras formas de combinação do retificador mais o braço adicional, como, por exemplo, manter o braço adicional inativo e empregar o retificador para compensar a ondulação de tensão de baixa frequência através da modulação proposta no capítulo anterior, assim como prover a compensação das tensões parciais, dentro da faixa linear de operação de tal modulação. Quando estas compensações não estiverem dentro das curvas previamente apresentadas, o quarto braço poderá entrar em operação, aplicando uma modulação específica para o retificador. Assim, consegue-se reduzir as perdas globais do sistema. Ainda, outras maneiras de emprego do braço adicional podem ser aplicadas, sempre prezando a confiabilidade, a alta qualidade de fornecimento de energia e a minimização das perdas. Por questão de concisão, neste trabalho serão apresentados os resultados para as duas primeiras funções operando de maneira simultânea.

Com as definições destas funções para este circuito adicional, nos três braços principais de retificador, por exemplo, poderia ser aplicada uma técnica de modulação para minimizar as perdas dos semicondutores deste conversor, ou ainda, outras técnicas de modulação que possam proporcionar alguma melhoria nos parâmetros elétricos do retificador. Ainda, o retificador conseguiria operar de modo a compensar potência reativa com fator de potência igual a zero e reduzida ondulação de baixa frequência nas tensões parciais. Assim, o conversor principal teria a função de controlar as correntes de entrada e a tensão total do barramento.

Na sequência será realizada a análise do quarto braço para a possibilidade de execução das funções previamente descritas.

### 5.3 EQUACIONAMENTO DO BRAÇO ADICIONAL PARA A OPERAÇÃO EM TRÊS NÍVEIS

O equacionamento do quarto braço será realizado para a operação em três níveis, por ser mais completo e não ser apresentado na literatura, mas pode ser estendida para a operação em dois níveis, sem grande complexidade.

Para a obtenção do equacionamento, o circuito do conversor NPC-3L com a inclusão do braço adicional pode ser simplificado conforme a Figura 122. Para a operação em três níveis, este pode ser representado através de três interruptores bidirecionais.

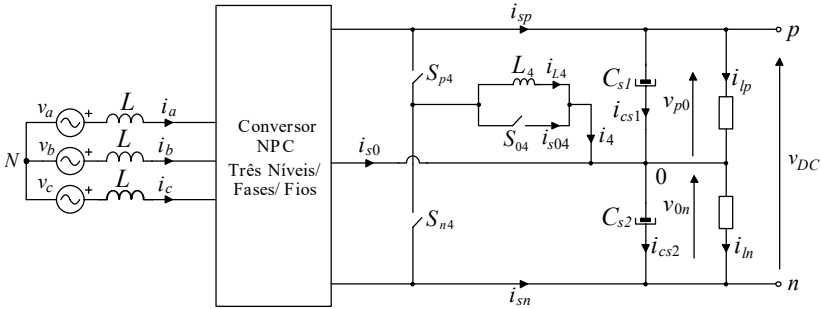


Figura 122 – Circuito simplificado do conversor NPC-3L com o braço adicional.

Por meio da Figura 122, pode ser determinada a corrente  $i_4$ , conforme:

$$i_4 = i_{L_4} + i_{S_{04}} \tag{91}$$

A corrente  $i_{S_{04}}$  é formada pela função de comutação do interruptor  $S_{04}$

$$\begin{aligned} s_{04} = 1 &\rightarrow i_{S_{04}} = -i_{L_4} \\ s_{04} = 0 &\rightarrow i_{S_{04}} = 0 \end{aligned} \tag{92}$$

Sendo assim, a expressão que define a corrente  $i_{S_{04}}$  é exposta como:

$$i_{S_{04}} = -s_{04} i_{L_4} \tag{93}$$

Aplicando o conceito de valor médio quase instantâneo na equação (93), obtém-se o valor médio quase instantâneo da corrente do interruptor  $S_{04}$ , de acordo com:

$$\langle i_{S_{04}} \rangle = -d_{04} i_{L_4} \tag{94}$$

Tem-se como restrição do circuito que

$$s_{p4} + s_{n4} + s_{04} = 1 \tag{95}$$

Para obter três níveis na tensão do indutor  $L_4$ , é necessário que o interruptor  $S_{04}$  permaneça conduzindo por um determinado tempo dentro do período de comutação. Portanto, rearranjando a equação (95), obtém-se:

$$s_{04} = 1 - s_{p4} - s_{n4} \tag{96}$$

Aplicando novamente o conceito do valor médio quase instantâneo na equação (96), é determinada a razão cíclica do interruptor  $S_{04}$

$$d_{04} = 1 - d_{p4} - d_{n4} \quad (97)$$

ou,

$$d_{p4} + d_{n4} = 1 - d_{04} \quad (98)$$

Quando se comuta somente os interruptores  $S_{p4}$  e  $S_{n4}$  se obtêm dois níveis de tensão no indutor  $L_4$ . No entanto, conforme se diminui o tempo no estado em que estes interruptores conduzem no período de comutação, e por consequência se aumenta o tempo em que o interruptor  $S_{04}$  permanecerá conduzindo, alcançam-se três níveis de tensão sobre o indutor.

Logo, o valor médio quase instantâneo da corrente  $i_4$  é representado conforme:

$$\langle i_4 \rangle = i_{L_4} (1 - d_{04}) \quad (99)$$

Realizando as devidas manipulações matemáticas, obtém-se:

$$\langle i_4 \rangle = i_{L_4} (d_{p4} + d_{n4}) \quad (100)$$

Portanto, através da corrente do indutor  $L_4$  e da razão cíclica aplicada no braço adicional, consegue-se injetar uma corrente no ponto central de baixa frequência em oposição de fase da corrente  $\langle i_{s0} \rangle$  oriunda do conversor NPC-3L e/ou balancear as tensões parciais.

Ainda, analisando o nó 0 da Figura 122, obtém-se a seguinte expressão:

$$i_{s0}(t) + i_4(t) + C_{s1} \frac{dv_{p0}(t)}{dt} - C_{s2} \frac{dv_{0n}(t)}{dt} + i_{lp}(t) - i_{ln}(t) = 0 \quad (101)$$

Aplicando o conceito dos valores médios quase instantâneos, chega-se a

$$\langle i_{s0} \rangle + \langle i_4 \rangle + C_{s1} \frac{d\langle v_{p0} \rangle}{dt} - C_{s1} \frac{d\langle v_{0n} \rangle}{dt} + \bar{I}_{lp} - \bar{I}_{ln} = 0 \quad (102)$$

Na intenção de eliminação da corrente de baixa frequência no ponto central, necessita-se satisfazer a seguinte igualdade:

$$\langle i_4 \rangle = -\langle i_{s0} \rangle - C_{s1} \frac{d\langle v_{p0} \rangle}{dt} + C_{s1} \frac{d\langle v_{0n} \rangle}{dt} \quad (103)$$

Ou seja, será aplicada, pelo braço adicional no ponto central do NPC-3L, uma corrente em oposição de fase da corrente injetada neste ponto oriunda dos três braços principais do retificador. Desta forma, a componente de baixa frequência é eliminada. Pode-se também pensar em considerar possíveis oscilações de baixa frequência oriundas das

cargas conectadas ao barramento CC bipolar, as quais podem ser diretamente somadas às correntes que se deseja compensar.

Portanto, do capítulo anterior, tem-se a expressão:

$$\langle i_{s0} \rangle = -i_a |d_a| - i_b |d_b| - i_c |d_c| \quad (104)$$

Ao aplicar pelo braço adicional no ponto central do NPC-3L uma corrente em oposição de fase à corrente injetada neste ponto pelo retificador e, considerando os capacitores dos barramentos iguais e as tensões parciais constantes (sem ondulação devido a aplicação da corrente oriunda do quarto braço), as derivadas apresentadas na equação (103) se tornam nulas.

Portanto, substituindo a equação (104) em (103), alcança-se a equação (105). Esta é a expressão algébrica das componentes de baixa frequência de corrente que se deseja adicionar no ponto central do conversor NPC-3L para a eliminação da ondulação nas tensões parciais.

$$\langle i_4 \rangle = i_a |d_a| + i_b |d_b| + i_c |d_c| \quad (105)$$

Como se almeja também que o braço adicional regule as tensões parciais da saída do conversor NPC-3L, na existência de desequilíbrio de cargas nestes barramentos, obtém-se:

$$\langle i_4 \rangle = -\bar{I}_{lp} + \bar{I}_{ln} \quad (106)$$

Deste modo, tem-se a expressão do valor médio quase instantâneo da corrente  $i_4$  em regime permanente, caso o conversor esteja compensando o desequilíbrio de cargas nas tensões parciais e injetando uma corrente de baixa frequência no ponto central do conversor NPC-3L.

$$\langle i_4 \rangle = -\langle i_{s0} \rangle - \underbrace{\bar{I}_{lp} + \bar{I}_{ln}}_{= i_{4\_med}} \quad (107)$$

Rearranjando a equação (107), resulta

$$\langle i_4 \rangle = i_a |d_a| + i_b |d_b| + i_c |d_c| + i_{4\_med} \quad (108)$$

As correntes do conversor NPC-3L ( $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ ) são obtidas a partir de leituras com auxílio de sensores e as razões cíclicas ( $d_a$ ,  $d_b$  e  $d_c$ ) são computadas para a obtenção dos sinais de comando dos interruptores dos três braços principais do conversor. A corrente  $i_{4\_med}$  é a diferença entre a corrente do barramento positivo e a do barramento negativo, ou seja, a corrente de desbalanço de cargas.

Analisando a equação (108), percebe-se que o valor médio quase instantâneo da corrente média  $i_4$  é composto por duas parcelas. A primeira diz respeito à corrente de baixa frequência, que estará  $180^\circ$  em relação a corrente de baixa frequência injetada no ponto central pelo

retificador NPC-3L. A segunda parte é o valor médio de uma corrente (corrente de desbalanço) que circula por este caminho.

Para o caso do braço adicional executar as duas funções simultaneamente, estas duas parcelas estarão somadas e, portanto, circularão conjuntamente por este caminho. Caso o braço realize somente uma função, a corrente neste ramo do braço adicional será a corrente de baixa frequência ou o valor médio da corrente citada.

Para melhor ilustrar a análise matemática realizada, a Figura 123 apresenta um diagrama de blocos do esquema de funcionamento do controle do braço adicional para o caso deste realizar as funções de cancelamento da ondulação de baixa frequência das tensões parciais e também balanceá-las.

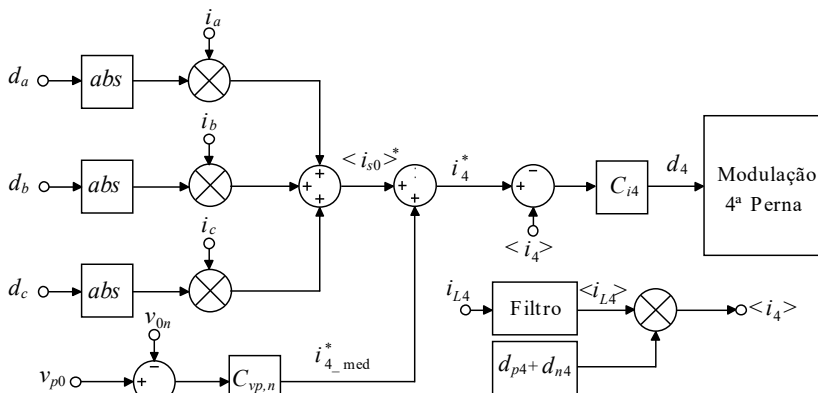


Figura 123 – Diagrama de Blocos para o controle do braço adicional.

Onde  $C_{vp,n}$  e  $C_{i4}$  são os compensadores da tensão parcial e do valor médio quase instantâneo da corrente  $i_4$ , respectivamente. Logo, faz-se necessário o uso de compensadores para obter o cancelamento da corrente de baixa frequência do ponto central do conversor NPC-3L e regular a tensão dos barramentos parciais do sistema.

Nota-se através da Figura 123 que haverá a necessidade de um sensor de corrente para implementar a malha de compensação de corrente para o braço adicional. Neste caso, optou-se por medir a corrente que circula pelo indutor, passar por filtro do tipo passa-baixa de primeira ordem e calcular a componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do quarto braço ( $\langle i_4 \rangle$ ).

Todo o equacionamento até aqui realizado também é válido para a operação em dois níveis, somente fazendo  $d_{04}$  igual a zero.

### 5.3.1 Funções de transferências para os compensadores do braço adicional

Nesta seção será realizada a análise matemática para obter a função de transferência da planta para a aplicação de cada compensador. Primeiramente, em regime permanente, serão consideradas as seguintes simplificações:

$$\begin{aligned} v_{p0} &= v_{0n} \\ C_{s1} &= C_{s2} = C_s \end{aligned} \quad (109)$$

Observando novamente a Figura 122, deriva-se

$$\frac{L_4 d_{iL_4}(t)}{dt} = s_{p4} v_{p0} - s_{n4} v_{0n} \quad (110)$$

Sendo que:

$$v_{p0} + v_{0n} = v_{DC} \rightarrow v_{0n} = v_{DC} - v_{p0} \quad (111)$$

Substituindo a equação (111) em (110) obtém-se a expressão

$$\frac{d_{iL_4}(t)}{dt} = \frac{1}{L_4} \left[ s_{p4} v_{p0} - s_{n4} (v_{DC} - v_{p0}) \right] \quad (112)$$

Através de manipulações algébricas, chega-se na equação

$$\frac{d_{iL_4}(t)}{dt} = \frac{1}{L_4} \left[ v_{p0} (s_{p4} + s_{n4}) - s_{n4} v_{DC} \right] \quad (113)$$

Aplicando a equação (109) e (111) em (113), alcança-se a seguinte expressão

$$\frac{d_{iL_4}(t)}{dt} = \frac{1}{L_4} v_{p0} (s_{p4} - s_{n4}) \quad (114)$$

A expressão (114) é não linear e desta forma não se pode aplicar a teoria de controle linear clássico para obtenção dos compensadores. No entanto, utiliza-se aqui a técnica de linearização, que consiste em perturbar e linearizar o sistema dinâmico em um determinado ponto de operação. A equação (115) apresenta a linearização citada, onde  $X$  é o valor em regime permanente da variável  $x(t)$  e  $\tilde{x}(t)$  é a perturbação (desvio) da mesma variável  $x(t)$ .

$$x(t) = X + \tilde{x}(t) \quad (115)$$

Através desta operação, os valores em regime permanente se anulam e, portanto, a equação representa o comportamento do sistema em um determinado ponto de operação.



Para analisar o comportamento dinâmico do sistema, são aplicadas pequenas perturbações em torno do ponto de operação, conforme pode ser visualizado na equação (116).

$$\begin{aligned} i_{L_4}(t) &= I_{L_4} + \tilde{i}_{L_4}(t) \\ d_4(t) &= D_4 + \tilde{d}_4(t) \end{aligned} \quad (116)$$

Utilizando a transformada de Laplace, aplicando a teoria do valor médio quase instantâneo e desprezando os termos em regime permanente, obtém-se a equação:

$$\tilde{i}_{L_4}(s) = \frac{v_{p0}}{sL_4} (\tilde{d}_{p4}(s) - \tilde{d}_{n4}(s)) = \frac{v_{DC}}{2sL_4} (\tilde{d}_{p4}(s) - \tilde{d}_{n4}(s)) \quad (117)$$

A equação (118) define a razão cíclica dos interruptores  $S_{p4}$  e  $S_{n4}$ , conforme:

$$\begin{aligned} d_{p4} &= d_4 - d_{04}/2 \\ d_{n4} &= 1 - d_4 - d_{04}/2 \end{aligned} \quad (118)$$

Substituindo a equação (118) em (117) e realizando as devidas manipulações matemáticas, obtém-se e a equação (119):

$$\frac{\tilde{i}_{L_4}(s)}{\tilde{d}_4(s)} = \frac{v_{DC}}{sL_4} \quad (119)$$

A equação (119) é a função de transferência da planta do braço adicional para o controle da corrente do indutor  $L_4$  e que será utilizada para o projeto do compensador de tal corrente.

Com respeito à função de transferência para o controle das tensões parciais, a equação que segue é escrita novamente.

$$i_{s0}(t) + i_4(t) + C_{s1} \frac{dv_{p0}(t)}{dt} - C_{s2} \frac{dv_{0n}(t)}{dt} + i_{ip}(t) - i_{in}(t) = 0 \quad (120)$$

Conforme o que foi discutido anteriormente, a equação (120) pode ser dividida em duas partes. Para o controle das tensões parciais, se mantém as variáveis do desbalanço das tensões parciais, ou seja,  $i_{ip}$  e  $i_{in}$  que são as correntes do barramento positivo e negativo. Portanto, alcança-se:

$$i_{ip}(t) - i_{in}(t) = C_s \left( \frac{dv_{0n}}{dt} - \frac{dv_{p0}}{dt} \right) \quad (121)$$

Realizando as devidas substituições, deriva-se a equação

$$i_{lp}(t) - i_{ln}(t) = C_s \left( -\frac{dv_{p0}(t)}{dt} + \frac{dv_{DC}(t)}{dt} - \frac{dv_{p0}(t)}{dt} \right) \quad (122)$$

O termo da derivada do barramento total ( $v_{DC}$ ) é nulo e, portanto,

$$i_{lp}(t) - i_{ln}(t) = -2C_s \left( \frac{dv_{p0}(t)}{dt} \right) \quad (123)$$

A corrente de desbalanço pode ser resumida em um termo do valor médio da corrente que circula por  $i_4$

$$i_{4\_med} = -2C_s \left( \frac{dv_{p0}(t)}{dt} \right) \quad (124)$$

Aplicando a transformada de Laplace e a teoria da linearização em um ponto de operação, apresentada anteriormente, obtém-se a equação (125). Esta é a função de transferência da planta do sistema para o controle da tensão do ponto central, ou seja, para o controle do equilíbrio das tensões parciais.

$$\frac{\tilde{v}_{p0}(s)}{\tilde{i}_{4\_med}} = -\frac{1}{2sC_s} \quad (125)$$

#### 5.4 ANÁLISE E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA O BRAÇO ADICIONAL

Esta seção tem por objetivo apresentar a análise do tempo a ser empregado para o nível de tensão nula sobre o indutor  $L_4$ , escolher os semicondutores de potência do braço adicional, projetar  $L_4$ , realizar comparações e análises no que diz respeito ao funcionamento deste em dois ou três níveis e apresentar alguns resultados de simulação para comprovar a eficácia das funções propostas para a microrrede.

O principal objetivo deste capítulo é apresentar um circuito adicional ao conversor NPC-3L que traga melhorias para o sistema da microrrede previamente discutido, incorporando funções e, desta forma, apresentar o funcionamento do circuito proposto. Portanto, a intenção é mostrar que tal circuito pode ser viável tecnicamente somente apresentando análises teóricas e comprovando a funcionalidade através de resultados de simulação.

Neste sentido, como este conversor não será implementado em nível experimental neste trabalho, optou-se por fazer o dimensionamento de estágio de potência, para fins de comparação,

análise e simulação, com os parâmetros elétricos iguais aos valores implementados para o retificador na seção 4.5, conforme podem ser revistos na Tabela 14.

Tabela 14 – Parâmetros elétricos para a simulação do sistema operando com o quarto braço.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão parcial do barramento bipolar	$v_{p0}$ e $v_{0n}$	380 V
Potência nominal	$S$	6 kVA
Frequência de comutação retificador	$f_{sr,NPCm}$	30,0 kHz
Tensão eficaz de linha do lado CA	$v_{ac,rms}$	380 V
Índice de modulação	$M$	0,818
Indutor de entrada (boost)	$L$	0,42 mH
Capacitor de barramento	$C_s$	1,0 mF
Frequência da rede elétrica	$f_r$	60 Hz

O indutor  $L_4$  é um elemento necessário para fazer a conexão entre o quarto braço e o sistema retificador, proporcionando assim uma impedância no caminho e limitando a corrente quando os interruptores estão conduzindo, de tal maneira que os barramentos parciais não venham sofrer um curto circuito, levando a falha do sistema. O valor da indutância de  $L_4$  tem baixo impacto no funcionamento do braço adicional para a execução das duas funções previamente definidas, pois neste caso, o interesse está centrado na parcela da corrente de baixa frequência que circula pelo indutor e seu valor médio. Isto, desde que se escolha um valor de indutância mínima que garanta a estabilidade do funcionamento do quarto braço.

Contudo, com o aumento da indutância obtém-se menor ondulação de corrente sobre o referido indutor e, por consequência, menores esforços de corrente nos semicondutores, em detrimento do aumento do volume e do peso de tal indutor. Por outro lado, quanto menor a indutância, maior a ondulação de corrente, e, consequentemente, maior serão os esforços de corrente sobre os semicondutores que compõem o quarto braço, assim como no próprio indutor.

Desta forma, a próxima subseção será dedicada ao estudo do projeto físico do indutor e o estudo do tempo do nível zero da tensão sobre o indutor, levando em consideração a influência no projeto deste elemento, nos esforços de corrente e nas perdas do quarto braço.

### 5.4.1 Análise do tempo do nível zero da tensão sobre o indutor

A diferença do funcionamento do braço adicional em três níveis para o funcionamento em dois níveis reside no fato de que o primeiro aplica uma tensão nula sobre o indutor  $L_4$ , por um determinado tempo, dentro do período de comutação ( $T_s$ ). Desta forma, será realizada uma análise para determinar o tempo ou a percentagem de tempo, relativo ao período de comutação, em que o nível de tensão do indutor ficaria em zero, pois, a *priori*, este tempo poderia ser qualquer valor maior que zero e menor que o próprio tempo deste período.

O tempo da tensão sobre o indutor em nível zero implica diretamente em três parâmetros da corrente que circula por tal indutor, que são a ondulação de alta frequência da corrente ( $\Delta_{iL4}$ ), a corrente média ( $i_{L4\_med}$ ), e a ondulação de baixa frequência da corrente ( $\langle i_{L4} \rangle$ ). A corrente média ocorre devido ao desequilíbrio de carga/fonte nos barramentos parciais e a ondulação de corrente da baixa frequência ocorre devido à compensação da corrente de baixa frequência proveniente do retificador.

A equação que define a ondulação de corrente de alta frequência no indutor é definida em (126)

$$\Delta_{iL4} = \frac{V_{DC}(1 - t_{04\%})}{4f_{s,4L}L_4} \quad (126)$$

onde,

$t_{04\%}$  é a relação de tempo, ao período de comutação, em que o braço adicional aplica nível de tensão zero sobre o indutor. Ou seja, para a operação em dois níveis, este valor é nulo e para a operação em três níveis, esta relação aumenta, conforme aumenta o tempo do nível zero. Por exemplo, para uma percentagem de 15%, tem-se  $t_{04\%}$  igual a 0,15 e assim sucessivamente.

A equação (99), previamente apresentada na seção 5.3 e reescrita na equação (127), apresenta somente a parcela da corrente média do indutor, conforme

$$i_{L4\_med} = \frac{i_{4\_med}}{(1 - d_{04})} = \frac{-\bar{I}_{lp} + \bar{I}_{ln}}{(1 - d_{04})} \quad (127)$$

Para a operação em dois níveis, a corrente média no indutor  $L_4$  será igual à zero, no caso de equilíbrio total das cargas/fontes nos barramentos parciais e, em caso de desequilíbrio de carga/fontes, será igual ao valor da corrente de desequilíbrio entre as cargas/fontes de tais barramentos, pois  $d_{04}$  é nulo.

No entanto, operando o quarto braço em três níveis, a corrente média que circula pelo indutor não será somente o valor da corrente de desequilíbrio da potência dos barramentos. A corrente média que circula pelo indutor é inversamente proporcional ao tempo em que o nível zero de tensão é mantido em  $L_4$ , ou seja, quanto maior for o tempo do nível zero da tensão sobre o indutor, maior será a corrente média que circula por este.

A mesma análise pode ser estendida para a parcela de baixa frequência da corrente do indutor, conforme a equação (128)

$$\langle i_{L4} \rangle = \frac{\langle i_4 \rangle}{(1-d_{04})} = \frac{i_a |d_a| + i_b |d_b| + i_c |d_c|}{(1-d_{04})} \quad (128)$$

Esta parcela, além ser dependente do tempo em zero, está relacionada com a corrente de baixa frequência que o retificador injeta no ponto central, ou seja, depende do fator de potência de operação deste conversor, assim como do índice de modulação e da potência processada. Para um mesmo ponto de operação do retificador, esta parcela da corrente que circula pelo indutor será maior para a operação em três níveis, comparativamente com a operação em dois níveis, devido ao  $d_{04}$ .

Finalizando, a equação que define a corrente do indutor é apresentada em (129).

$$\begin{aligned} i_{L4} &= i_{L4\_med} + \Delta i_{L4} + \langle i_{L4} \rangle = \\ i_{L4} &= \frac{-\bar{I}_{ip} + \bar{I}_{in}}{(1-d_{04})} + \frac{V_{DC}(1-t_{04\%})}{4f_{s,4L}L_4} + \frac{i_a |d_a| + i_b |d_b| + i_c |d_c|}{(1-d_{04})} \end{aligned} \quad (129)$$

Desta forma, para projetar fisicamente o indutor do braço adicional, há a necessidade de se levar em conta estes três parâmetros, uma vez que estes afetam diretamente na escolha do núcleo, do fio e das perdas deste elemento.

Para o projeto físico do indutor  $L_4$ , serão definidas seis diferentes percentagens de tempos relativos ao período de comutação em que o braço adicional aplica nível zero de tensão sobre o indutor, para operação em três níveis.

As percentagens definidas para operação do quarto braço são: operação em dois níveis, ou seja, 0% (2L), operação em três níveis com 15% (3L-15%), 20% (3L-20%), 25% (3L-25%), 30% (3L-30%) e 40% (3L-40%). Nas situações para operação em três níveis, metade do tempo ( $t_1$ ) será designada quando a tensão nos terminais do indutor muda de  $v_{p0}$  ( $+v_{DC}/2$ ) para o nível zero de tensão e a outra metade ( $t_2$ ) para quando

houver a transição do nível  $v_{n0}$  ( $-v_{DC}/2$ ) para o nível zero. De maneira ilustrativa, a Figura 124 apresenta os níveis de tensão sobre o indutor  $L_4$  para o braço adicional operando em três níveis, assim como os tempos  $t_1$  e  $t_2$  em nível zero.

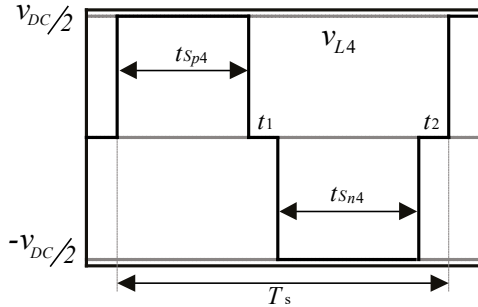


Figura 124 – Níveis de tensão sobre o indutor  $L_4$  para o braço adicional operando em três níveis.

O braço adicional apresenta os maiores esforços de corrente quando há total desequilíbrio de cargas ou microgeração nos barramentos, ou seja, no cenário 1 ou 3 definidos no capítulo 3, compensando a corrente de baixa frequência do ponto central oriundo do retificador NPC-3L e equilibrando as tensões parciais.

Será neste ponto de operação da microrrede que se realizarão as análises de projeto físico do indutor, dos esforços de corrente e das perdas dos semicondutores, assim como as comparações entre o funcionamento do braço adicional em dois e três níveis. Ainda, será empregada a modulação SPWM e o fator de potência unitário para o retificador.

#### 5.4.2 Projeto físico do indutor do quarto braço

Com relação ao projeto físico dos indutores, foram empregadas duas metodologias para o cálculo da indutância, a saber:

- Metodologia I: máxima ondulação de alta frequência da corrente no indutor ( $\Delta_{iL4}$ ) com frequência de comutação do quarto braço fixa;
- Metodologia II: ondulação de alta frequência fixa da corrente no indutor ( $\Delta_{iL4}$ ) com variação da frequência de comutação do quarto braço;

A equação que calcula o valor da indutância em função da máxima ondulação de corrente definida, da frequência de comutação,

tensão do barramento total e do tempo relativo em nível zero é definida na equação (130)

$$L_4 = \frac{V_{DC}(1 - t_{04\%})}{4f_{s,4L}\Delta_{IL4}} \quad (130)$$

Neste trabalho, a realização do projeto do indutor  $L_4$  se dará com o uso de núcleo de pó de ferro do tipo toroidal, devido à alta relação espiras-ampère (N×I) por baixo volume de núcleo necessário, adequado à alta densidade de fluxo magnético e elevada frequência de comutação. Neste sentido, foi escolhida a família de toróides APH/*Advanced Powder Core* do fabricante Amosense Co. Ltd.. O modelo do toróide escolhido para o projeto do indutor é o APH57P60, cujos principais dados do núcleo são apresentados na Tabela 15.

Tabela 15 – Dados do núcleo magnético empregado para o indutor  $L_4$ .

Modelo	APH57P60
Permeabilidade relativa inicial ( $\mu_i$ )	60
Densidade de fluxo de saturação ( $B_{sat}$ )	1,5 T
Fator de indutância ( $A_L$ )	138 nH/espiras <sup>2</sup>
Área de seção magnética ( $A_c$ )	2,29 cm <sup>2</sup>
Área da janela ( $A_w$ )	5,14 cm <sup>2</sup>
Volume de material magnético ( $V_c$ )	28,6 cm <sup>3</sup>
Comprimento caminho magnético médio ( $l_c$ )	12,5 cm
Dimensões do magnético ( $OD_b$ x $ID_b$ x $HT_b$ )	5,715 x 2,639 x 1,524 cm
Dimensões externas ( $OD$ x $ID$ x $HT$ )	5,8 x 2,56 x 1,61 cm
Coefficiente k do material	3,89
Coefficiente $\alpha$ do material	1,11
Coefficiente $\beta$ do material	2,57

As perdas do núcleo serão computadas através da metodologia de cálculo de perdas intitulada iSGE (do inglês – *Improved Generalized Steinmetz Equation*), apresentada no trabalho [99], onde se define as perdas volumétricas em função da variação do fluxo magnético para qualquer forma de onda, conforme a equação (131)

$$P_v = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |\Delta B|^{\beta-\alpha} dt \quad (131)$$

onde,

$\Delta B$  é o pico a pico da densidade de fluxo magnético;

$k_i$  é igual a:

$$k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (132)$$

$\alpha$ ,  $\beta$  e  $k$  são coeficientes definidos pelo fabricante do núcleo, cujos valores são apresentados na Tabela 15.

Este método de perdas no núcleo foi utilizado pois, para a compensação da corrente de baixa frequência, existe uma componente de corrente de baixa frequência que circula pelo indutor, levando assim a uma variação de baixa frequência da densidade do fluxo magnético superposta à ondulação de alta frequência.

#### 5.4.2.1 Projeto físico do indutor para a metodologia I

Para o cálculo das indutâncias nesta metodologia, foi estabelecida que a máxima ondulação da corrente do indutor seria de 30% do valor da corrente média que circula por este.

Com a equação (127) obtém-se a corrente média do indutor para cada ponto de operação do circuito, assim como por meio da equação (130) obtém-se o valor da indutância de  $L_4$  para uma ondulação de corrente de 30% e frequência de comutação em 30 kHz. Estes valores são apresentados na a Tabela 16.

Tabela 16 - Valor dos parâmetros elétricos do indutor para a metodologia I.

Parâmetro	Operação do braço adicional					
	2L	3L- 15%	3L- 20%	3L- 25%	3L- 30%	3L- 40%
$I_{L4 \text{ med}}$ [A]	15,8	18,6	19,7	21,1	22,5	26,3
$\Delta_{iL4}$ [A]	4,8	5,6	5,9	6,3	6,8	7,9
$L_4$ [mH]	1,32	0,97	0,86	0,75	0,66	0,48
$f_{s,4L}$ [kHz]	30	30	30	30	30	30

Por meio das características elétricas de corrente do indutor para cada caso, desconsiderando a parcela de alta frequência para obter a corrente eficaz, e empregando o modelo de toróide supracitado, obtiveram-se as especificações para a construção do indutor para o braço adicional operando em dois e em três níveis, conforme podem ser visualizadas na Tabela 17 e na Tabela 18.



Tabela 17 - Especificações do indutor  $L_4$  do quarto braço para a metodologia I.

<b>Parâmetro</b>	<b>Braço adicional operando a 2 níveis</b>	<b>Braço adicional operando a 3 níveis (15%)</b>	<b>Braço adicional operando a 3 níveis (20%)</b>
<b>Número de núcleos</b>	4xAPH57P60	4xAPH57P60	4xAPH57P60
<b>Número de espiras</b>	59 espiras	49 espiras	46 espiras
<b>Fio</b>	7x21AWG	9x21AWG	9x21AWG
<b>Comprimento Chicote</b>	9,5 m	7,9 m	7,4 m
<b>Comp. total de fio</b>	66,5 m	71,1 m	66,6 m
<b>Perdas totais no núcleo</b>	28,0 W	30,4 W	29,4 W
<b>Perdas no fio</b>	20,3 W	18,2 W	19,2 W
<b>Perdas totais no indutor</b>	48,3 W	48,6 W	48,6 W

Tabela 18 - Especificações do indutor  $L_4$  do quarto braço para a metodologia I.

<b>Parâmetro</b>	<b>Braço adicional operando a 3 níveis (25%)</b>	<b>Braço adicional operando a 3 níveis (30%)</b>	<b>Braço adicional operando a 3 níveis (40%)</b>
<b>Número de núcleos</b>	4xAPH57P60	4xAPH57P60	4xAPH57P60
<b>Número de espiras</b>	43 espiras	41 espiras	36 espiras
<b>Fio</b>	10x21AWG	10x21AWG	12x21AWG
<b>Comprimento Chicote</b>	6,90 m	6,6 m	5,8 m
<b>Comp. total do fio</b>	69,9 m	66,0 m	69,6 m
<b>Perdas totais no núcleo</b>	32,5 W	31,0 W	34,0 W
<b>Perdas no fio</b>	18,3 W	20,3 W	20,8 W
<b>Perdas totais no indutor</b>	50,8 W	51,3 W	54,8 W

Analisando estas tabelas, observa-se que não houve redução do tamanho, volume e peso do indutor, operando o braço adicional em três níveis comparativamente à operação em dois níveis. Ainda, as perdas totais, para esta metodologia de projeto, pouco variaram para a operação em dois e três níveis, quando é imposto um tempo relativo baixo do nível zero, caso do 3L-15%, 3L-20% e 3L-25%. No entanto, observa-se

que conforme se aumenta o tempo com o nível zero, a tendência é aumentar as perdas totais no indutor, principalmente no núcleo.

O fato de não trazer melhorias ao indutor, nesta metodologia, para a operação do circuito em três níveis, comparativamente com a operação em dois níveis se dá devido ao aumento da corrente eficaz que o tempo no nível nulo proporciona no indutor. Apesar do valor da indutância diminuir devido a este tempo, o aumento da corrente leva ao aumento da bitola dos fios e mantém os fluxos magnéticos dos indutores em níveis próximos, levando a perdas no núcleo a valores semelhantes.

#### 5.4.2.2 Projeto físico do indutor para a metodologia II

Nesta metodologia a ondulação de corrente absoluta de corrente no indutor ( $\Delta_{iL4}$ ) é mantida a mesma para todos os pontos de operação do braço e a frequência de comutação deste diminui proporcionalmente ao tempo do nível zero de tensão. A Tabela 19 apresenta os parâmetros elétricos calculados para o indutor para esta metodologia.

Tabela 19 - Valor dos parâmetros elétricos do indutor para a metodologia II.

Parâmetro	Operação do braço adicional					
	2L	3L- 15%	3L- 20%	3L- 25%	3L- 30%	3L- 40%
$I_{L4\ med}$ [A]	15,8	18,6	19,7	21,0	22,5	26,3
$\Delta_{iL4}$ [A]	5,0	5,0	5,0	5,0	5,0	5,0
$L_4$ [mH]	1,27	1,27	1,27	1,27	1,27	1,27
$f_{s,4L}$ [kHz]	30	25,5	24,0	22,5	21,0	18,0

Novamente considerando a corrente eficaz sem a ondulação de alta frequência, obtiveram-se as especificações para a construção do indutor para o braço adicional operando em dois e em três níveis, conforme podem ser visualizadas na Tabela 20 e na Tabela 21.

Tabela 20 - Especificações do indutor  $L_4$  do quarto braço para a metodologia II.

<b>Parâmetro</b>	<b>Braço adicional operando a 2 níveis</b>	<b>Braço adicional operando a 3 níveis (15%)</b>	<b>Braço adicional operando a 3 níveis (20%)</b>
<b>Número de núcleos</b>	4xAPH57P60	4xAPH57P60	4xAPH57P60
<b>Número de espiras</b>	56 espiras	60 espiras	62 espiras
<b>Fio</b>	7x21AWG	9x21AWG	9x21AWG
<b>Comprimento Chicote</b>	9,0 m	9,7 m	10,0 m
<b>Comp. total de fio</b>	63,0 m	87,3 m	90,0 m
<b>Perdas totais no núcleo</b>	28,7 W	22,0 W	20,8 W
<b>Perdas no fio</b>	19,7 W	22,2 W	25,9 W
<b>Perdas totais no indutor</b>	48,4 W	42,2 W	46,7 W

Tabela 21 - Especificações do indutor  $L_4$  do quarto braço para a metodologia II.

<b>Parâmetro</b>	<b>Braço adicional operando a 3 níveis (25%)</b>	<b>Braço adicional operando a 3 níveis (30%)</b>	<b>Braço adicional operando a 3 níveis (40%)</b>
<b>Número de núcleos</b>	5xAPH57P60	6xAPH57P60	6xAPH57P60
<b>Número de espiras</b>	54 espiras	50 espiras	55 espiras
<b>Fio</b>	10x21AWG	10x21AWG	12x21AWG
<b>Comprimento Chicote</b>	10,4 m	11,3 m	12,4 m
<b>Comp. total do fio</b>	82,0 m	113,0 m	148,8 m
<b>Perdas totais no núcleo</b>	16,6 W	11,2 W	9,1 W
<b>Perdas no fio</b>	27,6 W	34,6 W	51,7 W
<b>Perdas totais no indutor</b>	44,2 W	45,8 W	60,8 W

Variando a frequência de comutação e mantendo a mesma ondulação de corrente da alta frequência absoluta, o que resultou em indutâncias iguais, deseja-se diminuir as perdas no núcleo.

Percebe-se que aplicando a metodologia II para projetar o indutor, na operação em 3L-15% e 3L-20%, as perdas totais nos indutores diminuem comparativamente à operação em dois níveis, devida principalmente à diminuição das perdas no núcleo, mesmo

havendo o aumento das perdas no cobre. Já para a operação em 3L-30% e 3L-40% houve um grande aumento nas perdas totais, devido às perdas no cobre.

Observa-se que para esta metodologia de projeto, fica claro que quanto maior o tempo do nível zero sobre o indutor, maior o volume, peso e tamanho deste, levando naturalmente a um aumento de custo.

Portanto, também para esta metodologia, o braço operando em dois níveis se torna mais atraente, pois não apresenta perdas muito maiores que a operação em três níveis com 15%, no entanto necessita de uma quantidade consideravelmente menor de condutores.

#### **5.4.3 Esforços de correntes e análises de perda**

Conforme preconizado, o valor médio da corrente do indutor  $L_4$  aumenta conforme se aumenta o tempo do nível zero da tensão sobre o referido indutor. Com o aumento desta corrente, é esperado que se tenha o aumento dos esforços de corrente nos semicondutores de potência do quarto braço.

Assim, foram levantados os esforços de corrente dos elementos que compõem o quarto braço como os semicondutores, o indutor  $L_4$  e os capacitores dos barramentos parciais,  $C_{s1}$  e  $C_{s2}$ .

Por questão de brevidade e por apresentar valores muito próximos, serão apresentados os esforços de corrente dos elementos do braço empregando as indutâncias calculadas na metodologia I do projeto de indutores.

Logo, a Tabela 22 e a Tabela 23 apresentam os esforços de correntes destes componentes para o braço operando em dois e três níveis, sendo este último somente para a percentagem de 20%, 30% e 40%. Para os esforços com as percentagens de 15% e 25%, apesar de terem sido levantados, não serão apresentados.

Tabela 22 - Esforços de corrente nos componentes do quarto braço com total desequilíbrio entre barramentos parciais.

Comp.	Quarto braço operando em 2 níveis			Quarto braço operando em 3 níveis (20%)		
	Corrente média	Corrente de pico	Corrente Eficaz	Corrente média	Corrente de pico	Corrente Eficaz
	[A]	[A]	[A]	[A]	[A]	[A]
$S_{41}$	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
$S_{42}$	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
$S_{43}$	7,9	23,7	11,5	11,8	29,5	15,8
$S_{44}$	7,9	23,7	11,5	7,9	29,5	12,9
$DS_{41}$	7,9	23,7	11,5	7,9	29,5	12,9
$DS_{42}$	7,9	23,7	11,5	7,9	29,5	12,9
$DS_{43}$	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
$DS_{44}$	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
$D_{41}$	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
$D_{42}$	0,0	0,0	0,0	3,9	29,7	9,1
$L_4$	15,8	4,8*	16,5	19,7	5,9*	20,4
$C_{s1}$	0,0	--	10,0	0,0	--	10,7
$C_{s2}$	0,0	--	10,0	0,0	--	12,2

\* Ondulação (pico a pico) da corrente do indutor  $L_4$ .

Tabela 23 - Esforços de corrente nos componentes do quarto braço com total desequilíbrio entre barramentos parciais.

Comp.	Quarto braço operando em 3 níveis (30%)			Quarto braço operando em 3 níveis (40%)		
	Corrente média	Corrente de pico	Corrente Eficaz	Corrente média	Corrente de pico	Corrente Eficaz
	[A]	[A]	[A]	[A]	[A]	[A]
$S_{41}$	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
$S_{42}$	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
$S_{43}$	14,7	33,6	18,9	18,5	39,0	22,9
$S_{44}$	8,0	33,6	13,9	8,0	39,0	15,0
$DS_{41}$	7,8	33,6	13,7	7,8	39,0	14,8
$DS_{42}$	7,8	33,6	13,7	7,8	39,0	14,8
$DS_{43}$	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
$DS_{44}$	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
$D_{41}$	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
$D_{42}$	6,7	31,6	12,8	10,5	39,0	17,2
$L_4$	22,5	6,7*	23,4	26,3	7,9*	27,2
$C_{s1}$	0,0	--	11,1	0,0	--	11,8
$C_{s2}$	0,0	--	13,5	0,0	--	15,1

\* Ondulação (pico a pico) da corrente do indutor  $L_4$ .

Estes valores são obtidos no cenário 1, com carga com potência nominal totalmente no barramento positivo ( $v_{p0}$ ), ou no cenário 3 com a microgeração com potência nominal total no barramento negativo ( $v_{0n}$ ).

Para os casos inversos nos cenários, ou seja, cargas e fontes de microgeração no outro barramento, os níveis de esforços serão os mesmos, porém os transistores complementares do braço é que estarão sendo submetidos a tais esforços de corrente.

Vindo de encontro à análise realizada, percebe-se através destas duas tabelas que quanto maior o tempo em zero da tensão sobre o indutor, maior serão os valores médios, eficaz e de pico das correntes que circulam por alguns semicondutores, principalmente em  $S_{43}$  e  $D_{42}$ .

Levando em consideração todos os seis pontos de operação e com a intenção de fazer um apanhado destes esforços, facilitando assim a conclusão da análise, foram levantadas as médias quadráticas dos valores eficazes das correntes dos semicondutores que compõem o referido braço, de acordo com a equação (133).

$$I_{med\_quad\_ef} = \sqrt{\frac{I_{ef\_s41}^2 + I_{ef\_s42}^2 + I_{ef\_s43}^2 + I_{ef\_s44}^2 + I_{ef\_d41}^2 + I_{ef\_d42}^2}{n^{\circ} \text{ semicondutores}}} \quad (133)$$

Foram contabilizados seis semicondutores para o braço adicional operando em ambos os níveis, pois os diodos  $D_{41}$  e  $D_{42}$  se encontram no circuito, mesmo operando em dois níveis, porém não conduzem em nenhum momento. A Figura 125 apresenta graficamente a média quadrática das correntes eficazes dos semicondutores do braço adicional para a operação em dois e três níveis.

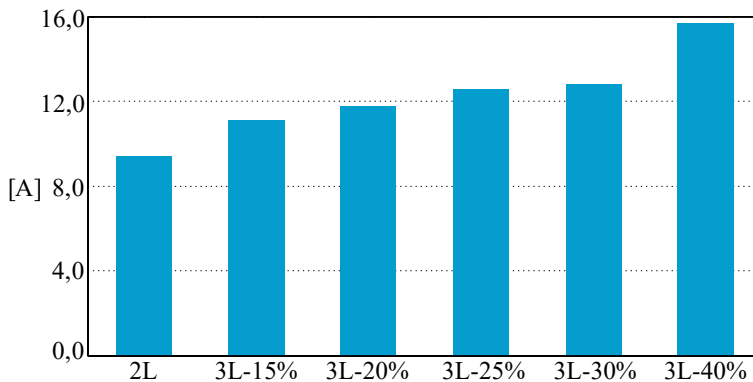


Figura 125 – Média quadrática das correntes eficazes dos semicondutores que compõem o braço adicional.

Percebe-se que a média quadrática dos valores eficazes das correntes apresenta seu menor valor quando o circuito adicional está operando em dois níveis, sendo que o valor é aumentado para operação em três níveis, conforme se aumenta o tempo com tensão nula no indutor. Obviamente que quanto maior for o valor eficaz da corrente que

circula pelo semicondutor, maiores serão as perdas associada à condução destes. De maneira semelhante, quanto maior o valor de pico da corrente nos semicondutores, maiores serão as perdas associadas à comutação.

Portanto, analisando a Figura 125, conclui-se que as perdas associadas nos semicondutores sejam maiores em três níveis com percentagem maior de tempo do nível zero de tensão, em se utilizando os mesmos semicondutores ou que apresentem características de perdas semelhantes.

Com base nos esforços de correntes e tensão aos quais os semicondutores do braço adicional estão submetidos, realizou-se a escolha dos transistores, com a intenção de levantar as perdas destes elementos. Assim, optou-se por IGBT da quinta geração do fabricante Infineon, a saber:

- Quarto braço operando em dois níveis: IGBT modelo IKW40N65F5 (650 V/40 A).

- Quarto braço operando em três níveis: IGBT modelo IKW40N65F5 (650 V/40 A), e diodo DSEI60-06 (600 V / 52 A) do fabricante IXYS para  $D_{41}$  e  $D_{42}$ .

Para operar o quarto braço da Figura 121 em dois níveis, comuta-se concomitantamente os transistores  $S_{41}$  e  $S_{42}$  e em seguida, de maneira complementar, comuta-se os transistores  $S_{43}$  e  $S_{44}$ . Assim, podem-se empregar transistores que suportam 650 V e utilizar o mesmo modelo de transistor para ambas as operações.

Com a escolha dos semicondutores foram levantadas as perdas nestes componentes. Os semicondutores dos conversores apresentam perdas por condução e por comutação, sendo que as equações para o cálculo destas foram apresentadas no capítulo 3. Baseadas nas curvas de perdas fornecidas nas folhas de dados do fabricante foram calculadas as perdas totais dos semicondutores (condução e comutação) do quarto braço com cargas totalmente balanceadas nos barramentos parciais e totalmente desbalanceadas (cenário 1), operando com dois e três níveis, conforme podem ser visualizadas na Tabela 24 e na Tabela 25, metodologia I e II, respectivamente.

Tabela 24 – Perdas totais dos semicondutores do quarto braço empregando os dados da metodologia I de projeto do indutor.

Cargas nos barramentos parciais	Perdas para o braço adicional [W]					
	2L	3L- 15%	3L- 20%	3L- 25%	3L- 30%	3L- 40%
<b>Totalmente balanceadas</b>	15,7	19,3	20,4	21,2	23,0	23,3
<b>Totalmente desbalanceadas</b>	71,3	88,2	94,6	103,0	112,2	139,8

Tabela 25 – Perdas totais dos semicondutores do quarto braço empregando os dados da metodologia II de projeto do indutor.

Cargas nos barramentos parciais	Perdas para o braço adicional [W]					
	2L	3L- 15%	3L- 20%	3L- 25%	3L- 30%	3L- 40%
<b>Totalmente balanceadas</b>	15,7	17,6	18,0	18,5	19,2	20,6
<b>Totalmente desbalanceadas</b>	71,3	81,8	87,0	92,1	99,9	114,2

Percebe-se que o conversor operando em dois níveis apresenta as menores perdas, por ter menores esforços de correntes e menos semicondutores conduzindo.

Apesar de diminuir a frequência de comutação na metodologia II, ainda sim o circuito adicional apresenta maiores perdas nos semicondutores, quando operando em três níveis, comparativamente ao dois níveis.

#### 5.4.4 Comparação das operações do braço adicional

Com todos os dados apresentados nesta seção, consegue-se analisar e comparar o braço adicional operando em dois e três níveis, dentro dos seis pontos de operação predefinidos, levando em consideração a quantidade necessária de núcleo toroidal e de fio, assim como as perdas totais, sendo estes no indutor e nos semicondutores. Apesar do aumento do valor eficaz da corrente nos capacitores do barramento parciais, não serão consideradas as perdas nestes elementos.



Para tanto, será utilizada a Tabela 26, onde são apresentadas as perdas totais do braço adicional, operando em dois e três níveis, empregando a metodologia I de projeto para o indutor  $L_4$ .

Tabela 26 – Perdas totais para o braço adicional operando em dois e três níveis com os dados da metodologia I de projeto do indutor.

Componentente	Perdas totais para o braço adicional [W]					
	2L	3L- 15%	3L- 20%	3L- 25%	3L- 30%	3L- 40%
<b>Indutor</b>	48,3	48,6	48,6	50,8	51,3	54,8
<b>Semicondutores</b>	71,3	88,2	94,6	103,0	112,2	139,8
<b>Total</b>	<b>119,6</b>	<b>136,8</b>	<b>143,2</b>	<b>153,8</b>	<b>163,5</b>	<b>194,6</b>

Observa-se que as perdas totais dos componentes do quarto braço são menores para a operação em dois níveis, aumentando gradativamente para a operação em três níveis, chegando ao valor máximo para 40% do tempo do nível zero. Por meio da Tabela 17 e Tabela 18, onde foram apresentadas as especificações para construção física do indutor para a metodologia I, são necessários quatro toróides do modelo escolhido para ambos os pontos de operação, com quantidade de fios semelhantes, levando a valores semelhantes de volume, peso, tamanho e custo.

Portanto, considerando esta metodologia de projeto para o indutor, não houve redução no tamanho de  $L_4$  e as perdas totais calculadas são mais baixas quando o quarto braço é operado em dois níveis.

A Tabela 27 apresenta as perdas totais do braço adicional, operando em dois e três níveis, empregando a metodologia II de projeto para o indutor  $L_4$ .

Tabela 27 – Perdas totais para o braço adicional operando em dois e três níveis com os dados da metodologia II de projeto do indutor.

Componentente	Perdas totais para o braço adicional [W]					
	2L	3L- 15%	3L- 20%	3L- 25%	3L- 30%	3L- 40%
<b>Indutor</b>	48,4	42,2	46,7	44,2	45,8	60,8
<b>Semicondutores</b>	71,3	81,8	87,0	92,1	99,9	114,2
<b>Total</b>	<b>119,7</b>	<b>123,1</b>	<b>133,7</b>	<b>136,3</b>	<b>145,7</b>	<b>175,0</b>

A mesma conclusão realizada anteriormente pode ser feita para o resultado da aplicação da metodologia II, ou seja, a operação do braço adicional em dois níveis apresenta os melhores resultados, do ponto de vista de perdas totais e volume, peso e custo do indutor  $L_4$ .

Portanto, de acordo com esta análise, pode-se afirmar que o quarto braço operando em três níveis não apresenta melhorias se comparado à operação em dois níveis, dentro dos critérios estabelecidos e executando as duas funções simultaneamente, com potência nominal completamente desequilibrada em um barramento parcial.

Com outras situações, onde a potência e/ou a modulação empregada no retificador sejam diferentes e, por consequência, o projeto do indutor e os semicondutores a serem escolhidos diferentes, pode-se obter outros resultados. Porém, acredita-se que as implicações sejam semelhantes nos cenários 1 e 3 estabelecidos (potência completamente desequilibrada) e até mesmo no cenário 2.

Ainda, em caso de sempre haver equilíbrio total das cargas na microrrede, quando do emprego de um redistribuidor de corrente, ou seja, o indutor não apresenta corrente média, possivelmente o braço adicional operando em três níveis pode apresentar alguma vantagem. No entanto, somente realizando análise semelhante é que se obtém a uma conclusão concreta.

#### **5.4.5 Controle – Malha de tensão do braço adicional**

Através da função de transferência para o controle das tensões parciais obtidas na seção anterior foram projetados os compensadores para que o quarto braço opere em malha fechada. A malha de controle do braço adicional para o equilíbrio das tensões parciais do barramento ( $v_{p0}$  e  $v_{0n}$ ) e a malha de controle para a regulação da tensão total ( $v_{DC}$ ) foram projetadas para proporcionar uma operação estável do retificador NPC-3L mais o braço adicional.

A Figura 126 apresenta os lugares das raízes das malhas abertas de estrutura de controle das tensões, uma para o controle de equilíbrio das tensões parciais do barramento ( $v_{p0} - v_{0n}$ ), aplicada ao braço adicional e outra para o controle da tensão total do barramento ( $v_{p0} + v_{0n}$ ), aplicada ao retificador. Percebe-se que os polos de malha fechada dos compensadores foram alocados de maneira que os tempos de resposta dinâmica sejam diferentes, proporcionando desacoplamento dinâmico entre ambas. Foram empregados controladores do tipo proporcional-integral (PI) para ambos os compensadores.

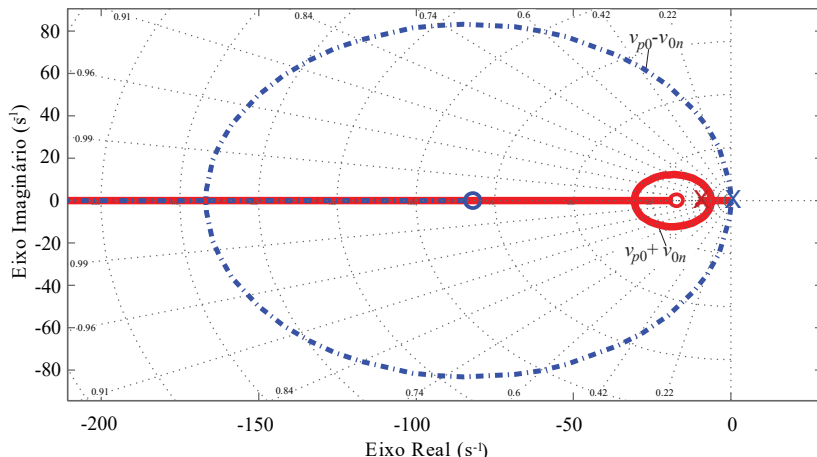


Figura 126 – Diagrama do lugar das raízes para a malha de controle do equilíbrio das tensões parciais do barramento ( $v_{p0} - v_{0n}$ ) e para o controle da tensão total do barramento ( $v_{p0} + v_{0n}$ ).

#### 5.4.6 Resultados de simulação

Para os resultados de simulação que serão apresentados nesta seção, buscou-se torná-la o mais próximo da implementação prática do conversor com o braço adicional. Desta forma, alguns itens foram adicionados na simulação, a saber:

- Utilização dos circuitos de condicionamento das leituras de tensão dos barramentos parciais e do barramento total, das correntes do lado CA do retificador e do indutor  $L_4$ ;
- Discretização e quantização de todas as leituras de tensão e de corrente em 12 bits (semelhantemente ao DSP empregado no capítulo anterior);
- Tratamento dos valores quantizados dos sinais de corrente e de tensão, cálculo do sincronismo com a tensão de entrada (PLL), controles digitais das correntes e tensão do retificador e do quarto braço e cálculo das razões cíclicas do retificador e do quarto braço. Estas tarefas serão realizadas através do emprego de um bloco do *software* de simulação PSIM chamado de DLL (do inglês, *Dynamic-link library*), realizado através de programação em código C, que emula a própria programação em um microprocessador do tipo DSP.

Por apresentar resultados semelhantes nos seis pontos de operação definidos, no tocante ao cancelamento da ondulação de tensão de baixa frequência e da regulação das tensões parciais, as simulações

numéricas que serão apresentadas são para o quarto braço operando em três níveis 3L-20%. Serão empregados os parâmetros obtidos na metodologia I de projeto do indutor. A modulação utilizada para os três braços principais do retificador será a SPWM. Ainda, os primeiros resultados da simulação que serão apresentados são para o retificador operando com fator de potência unitário e fluxo de potência do lado CA para o lado CC da rede.

Na Figura 127 é visualizado o transistório de carga totalmente equilibrada (até 0,4 s) para carga totalmente desequilibrada (a partir de 0,4 s) da corrente total injetada ( $i_4$ ) no ponto central pelo braço adicional e sua parcela de baixa frequência ( $\langle i_4 \rangle$ ) assim como a corrente do indutor  $L_4$  ( $i_{L4}$ ). Por meio desta figura, observa-se a existência do valor médio da corrente no indutor quando acontece o desequilíbrio de potência nos barramentos. Ainda, pode-se melhor entender o porquê da escolha da corrente do indutor para ser medida e controlada no lugar de  $i_4$ , pois apresenta ondulação de corrente de alta frequência bem menor, tornando mais fácil a realização de tal medida.

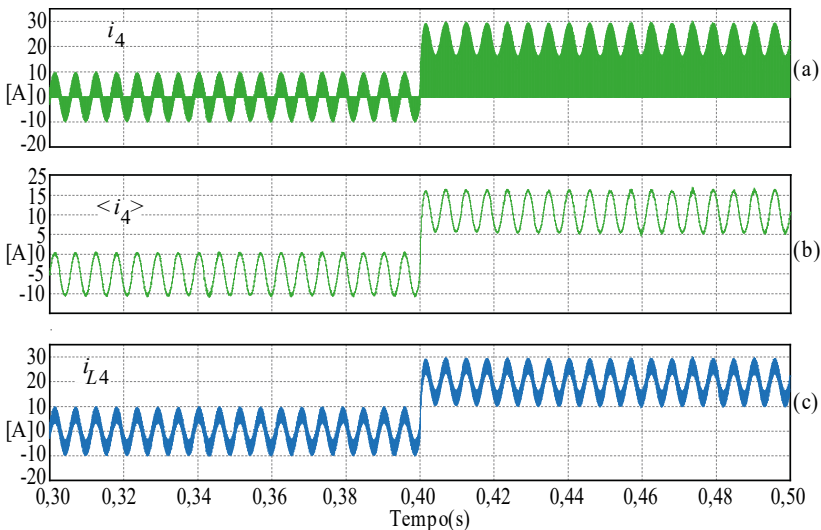


Figura 127 – Resultados de simulação com cargas equilibradas e fator de potência unitário: (a) corrente total injetada ( $i_4$ ) no ponto central pelo braço adicional; (b) corrente do indutor  $L_4$  ( $i_{L4}$ ).

Para fim comparativo, a Figura 128 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente do indutor  $L_4$  para o quarto braço operando em dois níveis (vide Figura 128(a) e (b)) e em três níveis (vide Figura 128(c) e (d)), com cargas desequilibradas.

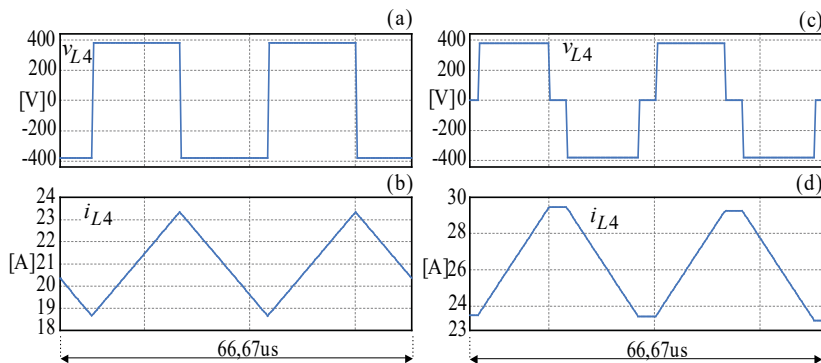


Figura 128 – Resultados de simulação com cargas desequilibradas e fator de potência unitário: a) e b) tensão e corrente do indutor para o quarto braço operando a dois níveis; c) e d) tensão e corrente do indutor para o quarto braço operando a três níveis.

Em acordo com os esforços de corrente previamente apresentados, a ondulação de corrente do indutor é de aproximadamente 4,8 A para o braço adicional operando em dois níveis e de aproximadamente 5,9 A em três níveis. Ainda, conforme preconizado, o valor de pico da corrente do indutor para a operação em três níveis é maior que em dois níveis, fato nitidamente observado em tal figura.

A Figura 129 apresenta as principais formas de onda do sistema com o quarto braço inoperante, ou seja, somente os três braços principais do retificador, com cargas equilibradas.

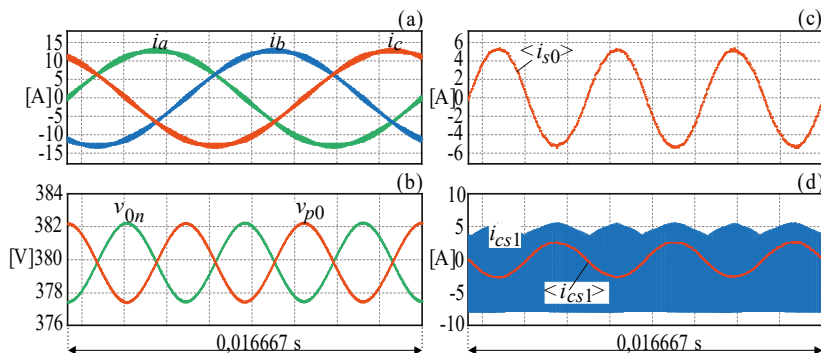


Figura 129 – Resultados de simulação com o quarto braço inoperante, cargas equilibradas e fator de potência unitário: (a) correntes de entrada do retificador; (b) tensões parciais; (c) componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do retificador  $\langle i_{s0} \rangle$ ; (d) corrente do capacitor e componente de baixa frequência da corrente do capacitor  $\langle i_{cs1} \rangle$ .

Percebe-se que, pelo fato do quarto braço não estar operando, não houve o cancelamento da corrente de baixa frequência do ponto central do sistema e, portanto, a ondulação nas tensões parciais está presente, conforme pode ser visualizado na Figura 129(b).

A Figura 130 apresenta as mesmas formas de onda da figura anterior, porém com o quarto braço em funcionamento. Nota-se pela Figura 130(c) que a componente de baixa frequência da corrente ( $\langle i_4 \rangle$ ) oriunda do quarto braço é injetada no ponto central do sistema com a mesma amplitude que a componente de baixa frequência da corrente oriunda do retificador ( $\langle i_{s0} \rangle$ ), porém defasada de  $180^\circ$ . Com isto, garante-se que a resultante das correntes de baixa frequência neste ponto seja próxima de zero, não circulando pelo capacitor (vide Figura 130(d)) e, como consequência, eliminando a ondulação de baixa frequência nas tensões parciais.

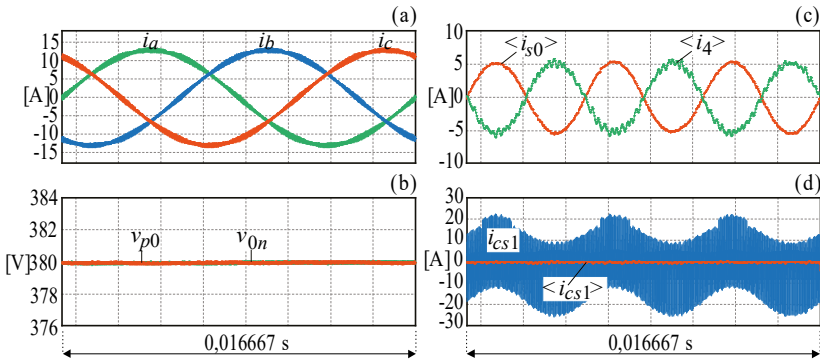


Figura 130 – Resultados de simulação com a operação do quarto braço, com cargas equilibradas e fator de potência unitário: (a) correntes de entrada do retificador; (b) tensões parciais; (c) componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do retificador  $\langle i_{s0} \rangle$  e componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do quarto braço  $\langle i_4 \rangle$ ; (d) corrente do capacitor e componente de baixa frequência da corrente do capacitor  $\langle i_{cs1} \rangle$ .

Para demonstrar a efetividade do cancelamento da corrente de baixa frequência que circula pelos capacitores com o braço adicional, a Figura 131 apresenta a FFT da corrente do capacitor do barramento positivo, sem e com a compensação em (a) e (b), respectivamente. É nítido que esta parcela da corrente que circula pelo capacitor foi totalmente eliminada. Os resultados são semelhantes para o capacitor do barramento negativo.

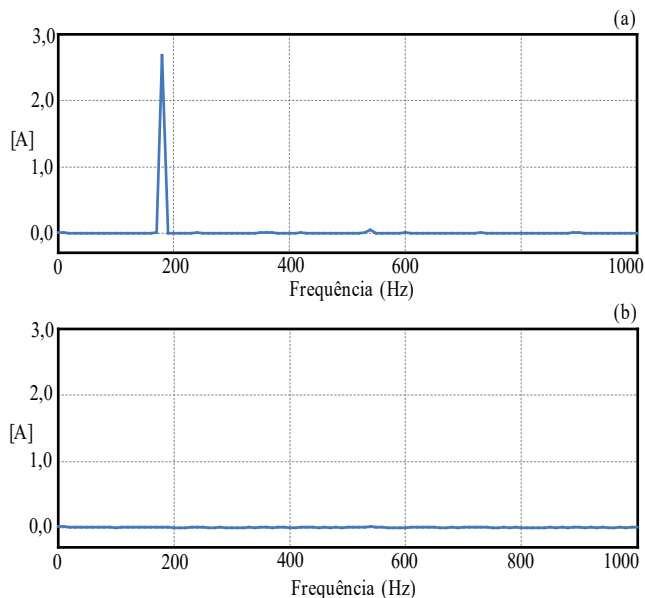


Figura 131 – FFT da corrente do capacitor do barramento positivo: a) sem compensação, FP unitário e cargas equilibradas; b) com compensação, FP unitário e cargas equilibradas.

### 5.4.7 Resultados de simulação para o cenário 1

Nesta subseção, serão apresentados os resultados de simulação para o sistema com o quarto braço operando no cenário 1. Lembrando que, neste cenário, o fluxo de potência se dá do lado CA para o lado CC da microrrede, com total desequilíbrio de carga em um dos barramentos. Nas simulações para este cenário, a carga com desequilíbrio total de potência se encontra no barramento positivo, ou seja,  $\alpha_p$  igual à +1,0. Na Figura 132 são apresentadas as principais formas de onda para este caso.

É possível notar que a componente de baixa frequência da corrente oriunda do quarto braço apresenta um valor médio (vide Figura 132(c)), resultante do desequilíbrio de carga nos barramentos. Porém, fica nítido pela Figura 132(b) que além de cancelar a ondulação de tensão de baixa frequência, o quarto braço foi capaz de regular as tensões parciais no valor de 380 V, cumprido as duas funções para as quais foi designado.

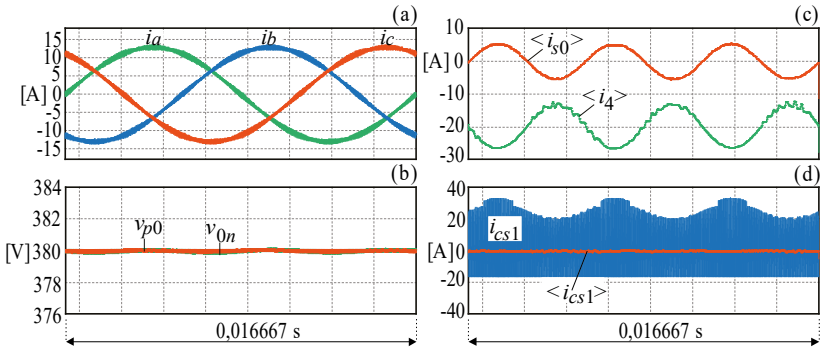


Figura 132 – Resultados de simulação com a operação do quarto braço no cenário 1: (a) correntes de entrada do retificador; (b) tensões parciais; (c) componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do retificador  $\langle i_{s0} \rangle$  e componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do quarto braço  $\langle i_4 \rangle$ ; (d) corrente do capacitor e componente de baixa frequência da corrente do capacitor  $\langle i_{cs1} \rangle$ .

A Figura 133 apresenta a FFT da corrente do capacitor do barramento positivo, sendo que a parcela de baixa frequência de tal corrente foi fortemente atenuada.

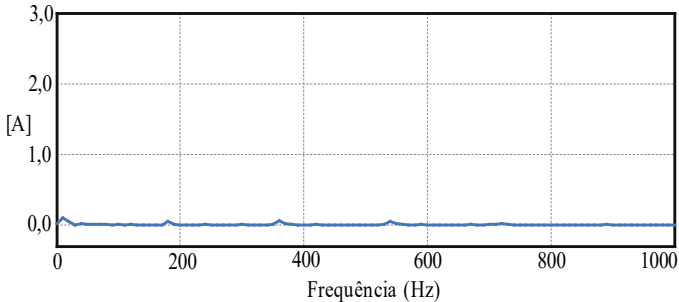


Figura 133 – FFT da corrente do capacitor do barramento positivo para a operação no cenário 1.

O comportamento da transição do sistema proposto com a operação do braço adicional é apresentado na Figura 134. De 0,4 s até 0,5 s, o quarto braço não está em operação e as cargas estão equilibradas. Claramente se nota a ondulação de baixa frequência nas tensões parciais, com aproximadamente 4,0 V de pico a pico. De 0,5 s até 0,6 s o quarto braço é colocado em operação e instantaneamente é injetada uma corrente em oposição de fase com a corrente de baixa frequência oriunda do retificador, eliminando a ondulação de baixa frequência das tensões parciais. Finalmente, de 0,6 s até 0,7 s é aplicado



um desequilíbrio total de potência em um dos barramentos, colocando o sistema de conversão no cenário 1. Percebe-se que o sistema proposto é capaz de balancear as tensões parciais e manter a ondulação de tensão praticamente nula.

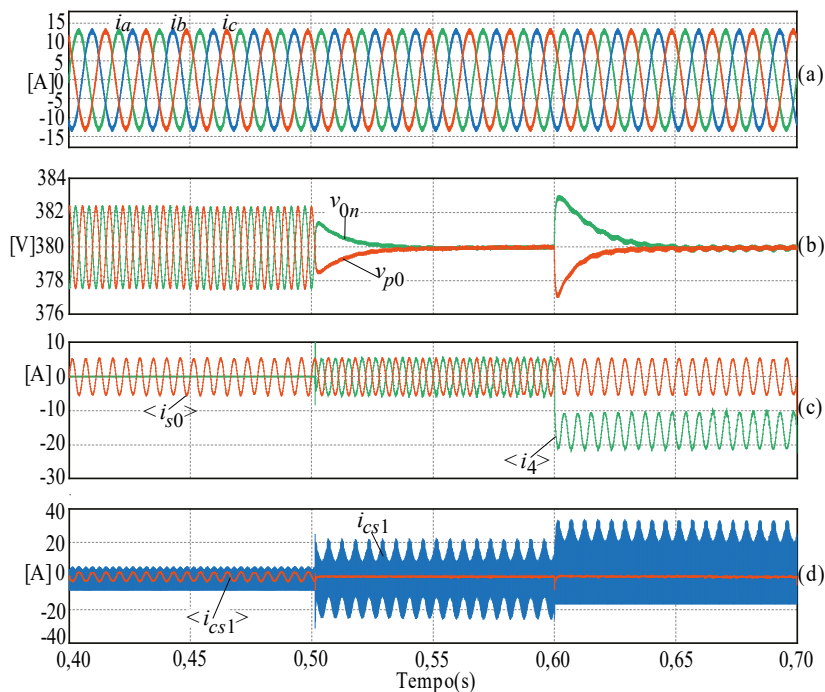


Figura 134 – Comportamento do transitório do sistema proposto: (a) correntes de entrada do retificador; (b) tensões parciais do barramento; (c) componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do retificador  $\langle i_{s0} \rangle$  e componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do quarto braço  $\langle i_4 \rangle$  (d) corrente do capacitor  $i_{cs1}$  do barramento positivo e valor médio instantâneo da corrente do capacitor  $\langle i_{cs1} \rangle$ .

## 5.4.8 Resultados de simulação para o cenário 2

Neste cenário, não há fluxo de potência da rede CA para a rede CC ou vice-versa, pois a energia gerada pelas microgerações é consumida pelas cargas conectadas na microrrede. Para as simulações neste cenário, a carga com metade da potência nominal se encontra no barramento positivo e a microgeração com metade da potência nominal se encontra no barramento negativo. Como não há corrente no lado CA

circulando pelo retificador, não há corrente de baixa frequência sendo injetada no ponto central deste conversor e, assim, o quarto braço somente compensa o desequilíbrio de potência nos barramentos parciais.

A Figura 135 apresenta as principais formas de onda para este cenário. Percebe-se que a corrente de entrada da fase  $a$  do retificador é nula, assim como a corrente de baixa frequência do ponto central do retificador ( $\langle i_{s0} \rangle$ ). Como consequência, não há esta parcela da corrente circulando pelos capacitores dos barramentos parciais e nem ondulação de tensão de baixa frequência em tais barramentos. Desta forma, não houve a necessidade de injetar uma corrente de baixa frequência pelo quarto braço ( $\langle i_4 \rangle$ ), somente a necessidade de compensar a corrente de desequilíbrio da carga e microgeração, através da aplicação de um valor médio.

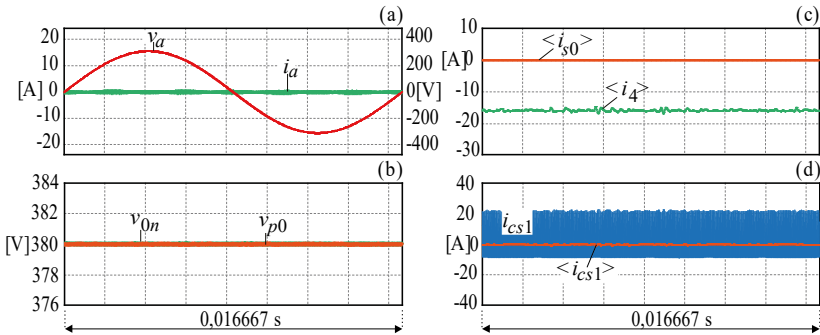


Figura 135 – Resultados de simulação com a operação do quarto braço no cenário 2: (a) corrente e tensão da fase  $a$  de entrada do retificador; (b) tensões parciais; (c) componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do retificador  $\langle i_{s0} \rangle$  e componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do quarto braço  $\langle i_4 \rangle$ ; (d) corrente do capacitor e componente de baixa frequência da corrente do capacitor  $\langle i_{cs1} \rangle$ .

Como não existe componente de baixa frequência da corrente que circula pelos capacitores, não será apresentada a FFT de tal corrente.

#### 5.4.9 Resultados de simulação para o cenário 3

No cenário 3, o fluxo de potência se dá do lado CC para o lado CA, com total desequilíbrio de microgeração em um dos barramentos. Nas simulações apresentadas neste cenário, a microgeração total de potência se encontra no barramento negativo, ou seja,  $\alpha_p$  igual à  $-1,0$ .

Na Figura 136 são apresentadas as principais formas de onda para este cenário. Novamente observa-se o cancelamento da parcela de baixa

frequência da corrente no capacitor, da ondulação das tensões parciais e a regulação destas, mesmo com desequilíbrio total de microgeração.

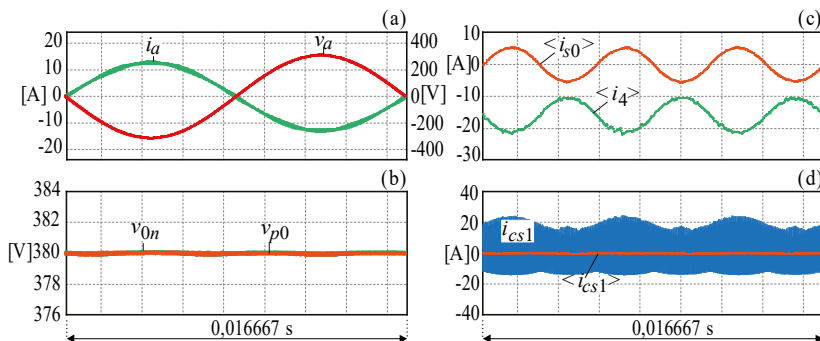


Figura 136 – Resultados de simulação com a operação do quarto braço no cenário 3: (a) corrente e tensão da fase  $a$  de entrada do retificador; (b) tensões parciais; (c) componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do retificador  $\langle i_{s0} \rangle$  e componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do quarto braço  $\langle i_4 \rangle$ ; (d) corrente do capacitor e componente de baixa frequência da corrente do capacitor  $\langle i_{cs1} \rangle$ .

Fato evidenciado na Figura 137, onde mostra FFT da corrente do capacitor do barramento positivo com o braço operando neste cenário, que a componente de baixa frequência foi cancelada.

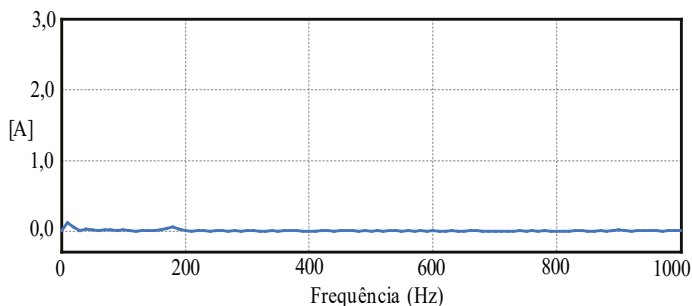


Figura 137 – FFT da corrente do capacitor do barramento positivo para a operação no cenário 3.

#### 5.4.10 Resultados de simulação para outros pontos de operação da microrrede

Nesta seção, com intuito de comprovar a eficácia de funcionamento do circuito adicional proposto em ampla faixa de operação do sistema da microrrede, nas funções pré-definidas para o referido circuito, serão apresentados alguns resultados de simulação em

pontos de operação diferentes dos três cenários. Os pontos de operação escolhidos são: fator de potência do retificador diferente do unitário e emprego de uma técnica de modulação no retificador diferente da SPWM. Para este último, buscou-se uma modulação que, preferencialmente, resulta em uma corrente de baixa frequência no ponto central do sistema com elevada amplitude.

Na Figura 138 são mostradas as principais formas de onda do sistema a quatro braços para o retificador operando com fator de potência igual a zero ( $\Phi = 90^\circ$ ), ou seja, a potência reativa injetada na rede elétrica é igual à potência nominal do sistema.

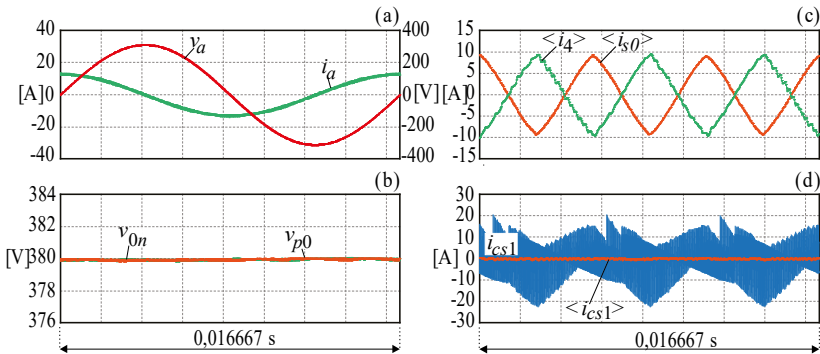


Figura 138 – Resultados de simulação com a operação do quarto braço com fator de potência nulo: (a) corrente e tensão da fase  $a$  de entrada do retificador; (b) tensões parciais; (c) componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do retificador  $\langle i_{s0} \rangle$  e componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do quarto braço  $\langle i_4 \rangle$ ; (d) corrente do capacitor e componente de baixa frequência da corrente do capacitor  $\langle i_{cs1} \rangle$ .

Fica claro que, mesmo com fator de potência nulo, a corrente de baixa frequência que circula pelos capacitores do barramento foi totalmente eliminada, levando a redução da ondulação de baixa frequência nas tensões parciais. Este fato é comprovado na FFT da corrente do capacitor do barramento positivo, onde na Figura 139(a) é apresentada o espectro sem a compensação, e em (b) é apresentada com a compensação.

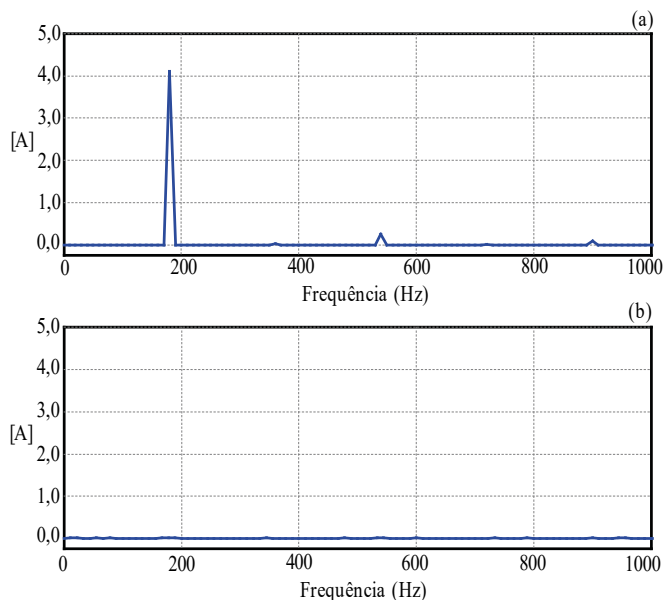


Figura 139 – FFT da corrente do capacitor do barramento com fator de potência nulo: (a) sem compensação; (b) com compensação pelo quarto braço.

Agora, com o ângulo  $\Phi$  igual a  $60^\circ$ , o que resulta em um fator de potência de 0,5, onde a potência ativa processada pelo sistema é de 3,0 kW e a potência reativa é de aproximadamente 5,2 kVA, obtiveram-se os resultados de simulação.

A Figura 140 apresenta o resultado de simulação transitório para este caso, com o fluxo de potência ativa do lado CA para o lado CC. De 0,3 s até 0,4 s, o quarto braço não está em operação e as cargas estão equilibradas.

De 0,4 s até 0,5 s o quarto braço é colocado em operação e rapidamente é cancelada a corrente de baixa frequência que circula pelos capacitores do barramento. Por fim, de 0,5 s até 0,6 s é aplicado um desequilíbrio total (3,0 kW) de potência ativa em um dos barramentos. Observa-se que o circuito proposto é capaz de balancear as tensões parciais e manter a ondulação de tensão praticamente nula, mesmo com carga desequilibradas e fator de potência não unitário.

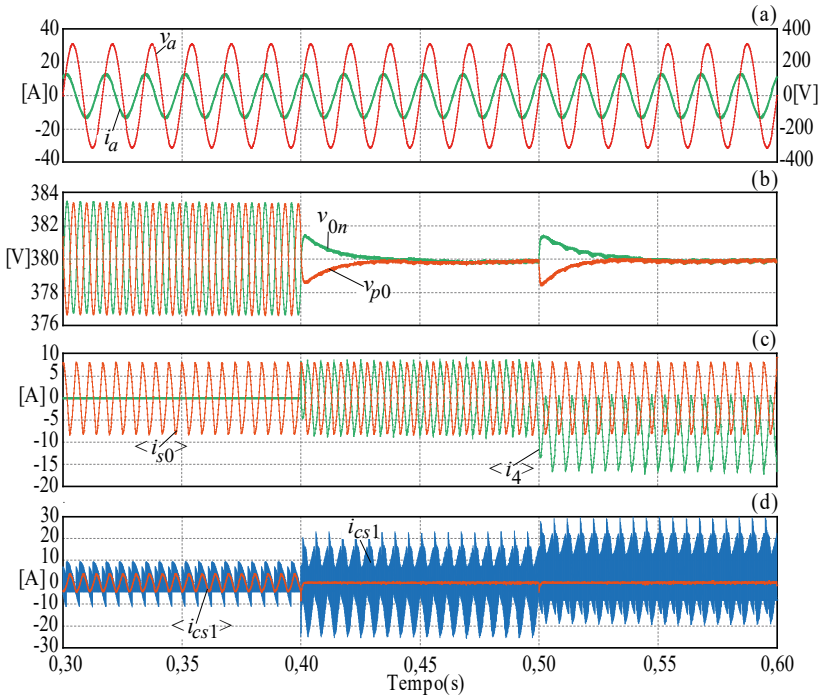


Figura 140 – Comportamento transitório com fator de potência igual a 0,5: (a) correntes de entrada do retificador; (b) tensões parciais do barramento; (c) componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do retificador  $\langle i_{s0} \rangle$  e componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do quarto braço  $\langle i_4 \rangle$  (d) corrente do capacitor  $i_{cs1}$  do barramento positivo e valor médio instantâneo da corrente do capacitor  $\langle i_{cs1} \rangle$ .

A Figura 141 apresenta a FFT da corrente do capacitor do barramento positivo para os três intervalos de operação apresentados na figura anterior, ou seja, sem compensação da baixa frequência em (a), com compensação e cargas equilibradas em (b) e com compensação e cargas desequilibradas em (c). Nota-se que houve a redução da parcela de baixa frequência da corrente que circula pelo capacitor.

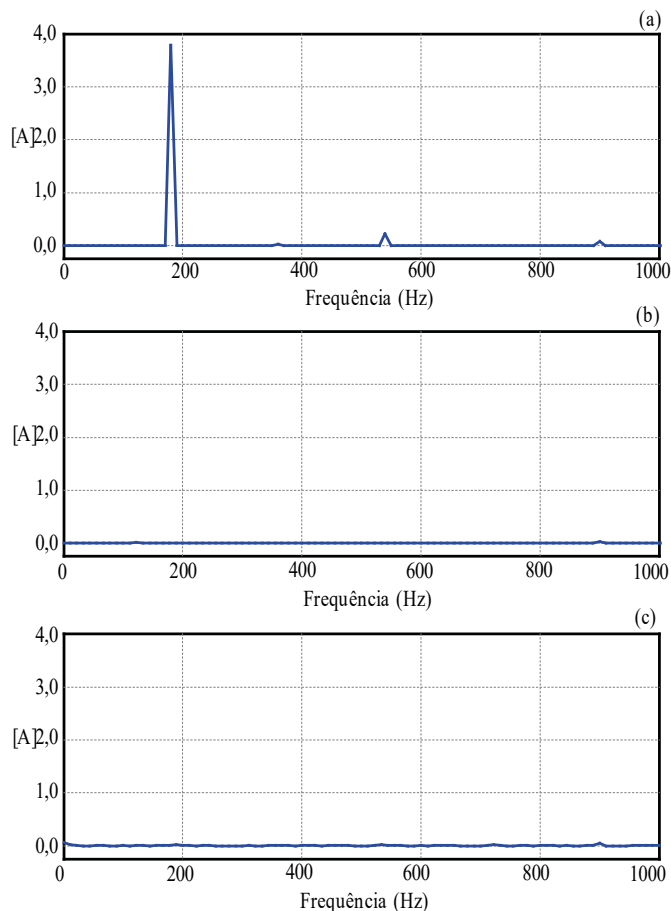


Figura 141 – FFT da corrente do capacitor do barramento positivo para fator de potência igual a 0,5: (a) sem compensação e com cargas equilibradas; (b) com compensação e cargas equilibradas; (c) com compensação e cargas desequilibradas.

Para os resultados de simulação a seguir, será empregada outra técnica de modulação para o retificador no lugar da SPWM. Uma técnica de modulação amplamente empregada para reduzir as perdas de comutação dos transistores, aumentando o rendimento dos conversores trifásicos que a utilizam é a PWM descontínua (DPWM – do inglês *Discontinuous Pulse-Width Modulation*) [85]. No entanto, o trabalho [137] apresenta que, em determinados pontos de operação dos

conversores trifásicos, esta técnica de modulação faz com que seja injetada uma corrente no ponto central maior que a modulação SPWM.

O cálculo do sinal de razão cíclica de eixo zero para a modulação DPWM é apresentado na equação (134)

$$d_{0,DPWM} = \frac{\text{sign}(d'_{\max})}{2} - d'_{\max} \quad (134)$$

com

$$d'_{\max} = \max(|d'_a|, |d'_b|, |d'_c|) \quad (135)$$

onde

$$\begin{aligned} d'_a &= (d_a + 1) \bmod(1) - \frac{1}{2} \\ d'_b &= (d_b + 1) \bmod(1) - \frac{1}{2} \\ d'_c &= (d_c + 1) \bmod(1) - \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (136)$$

A Figura 142(b) apresenta o sinal de eixo zero ( $d_{0,DPWM}$ ) gerado a partir da equação (134), para o retificador operando com fator de potência unitário e cargas equilibradas. A razão cíclica  $d_{0,DPWM}$  é então somada a razão cíclica senoidal ( $d_{a,SPWM}$ ), de maneira a compor a razão cíclica que efetivamente vai gerar os sinais de comando para os transistores da fase  $a$  ( $d_{a,DPWM}$ ) do conversor NPC-3L. Para as fases  $b$  e  $c$ , os sinais são semelhantes, porém defasados de  $\pm 120^\circ$ . Pela Figura 142(a) é possível observar que a corrente de entrada do retificador está no formato senoidal, ou seja, com baixa distorção harmônica.



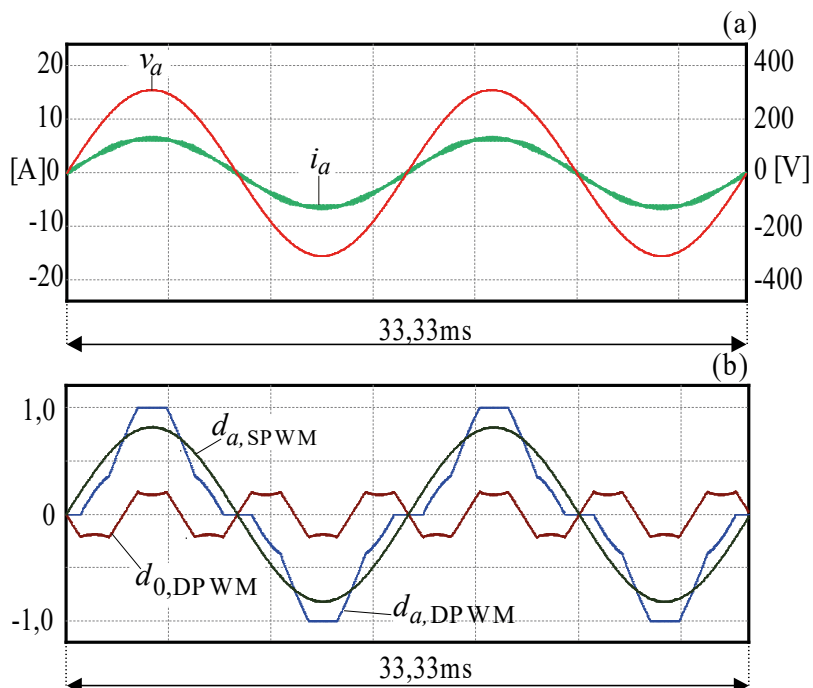


Figura 142 – Resultados de simulação para a modulação DPWM no retificador: (a) corrente e tensão de entrada do retificador fase  $a$  e (b) sinais razão cíclicas para a fase  $a$ .

Na Figura 143 é apresentado o resultado de simulação transitório para o retificador operando com fator de potência unitário e fluxo de potência do lado CA para o lado CC. De 0,3 s até 0,4 s, o quarto braço não está em operação e as cargas estão equilibradas. Nota-se neste intervalo que a ondulação de tensão nos capacitores do barramento é de aproximadamente 10,0 V, valor duas vezes maior se comparada a ondulação de tensão resultante com o emprego da modulação SPWM. De 0,4 s até 0,5 s o quarto braço é colocado em operação e instantaneamente é cancelada a corrente de baixa frequência que circula pelos capacitores do barramento. E entre 0,5 s até 0,6 s é aplicado um desequilíbrio total de potência em um dos barramentos.

Observa-se que o circuito proposto é capaz de balancear as tensões parciais e manter a ondulação de tensão praticamente nula, mesmo com cargas desequilibradas e empregando a modulação DPWM.

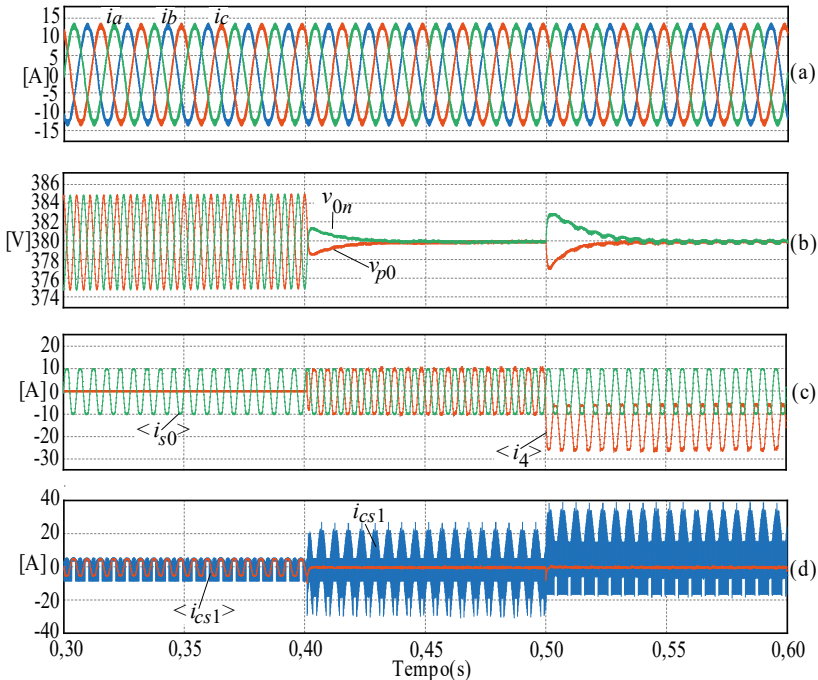


Figura 143 – Comportamento do transitório para a modulação DPWM aplicada ao retificador com fator de potência unitário: (a) correntes de entrada do retificador; (b) tensões parciais do barramento; (c) componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do retificador  $\langle i_{s0} \rangle$  e componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do quarto braço  $\langle i_4 \rangle$  (d) corrente do capacitor  $i_{cs1}$  do barramento positivo e valor médio instantâneo da corrente do capacitor  $\langle i_{cs1} \rangle$ .

A Figura 144 apresenta a FFT da corrente do capacitor do barramento positivo para os três intervalos de operação apresentados na figura anterior. Em (a) sem compensação da baixa frequência, em (b) com compensação e cargas equilibradas e, por fim, em (c) com compensação e cargas desequilibradas. Percebe-se em (a) que a amplitude da corrente em 180 Hz que circula pelo capacitor é de aproximadamente 6,0 A, valor duas vezes maior que a amplitude observada com a modulação SPWM no mesmo ponto de operação. No entanto, o circuito foi capaz de prover o cancelamento de tal parcela, conforme a Figura 144 (a) e (b).

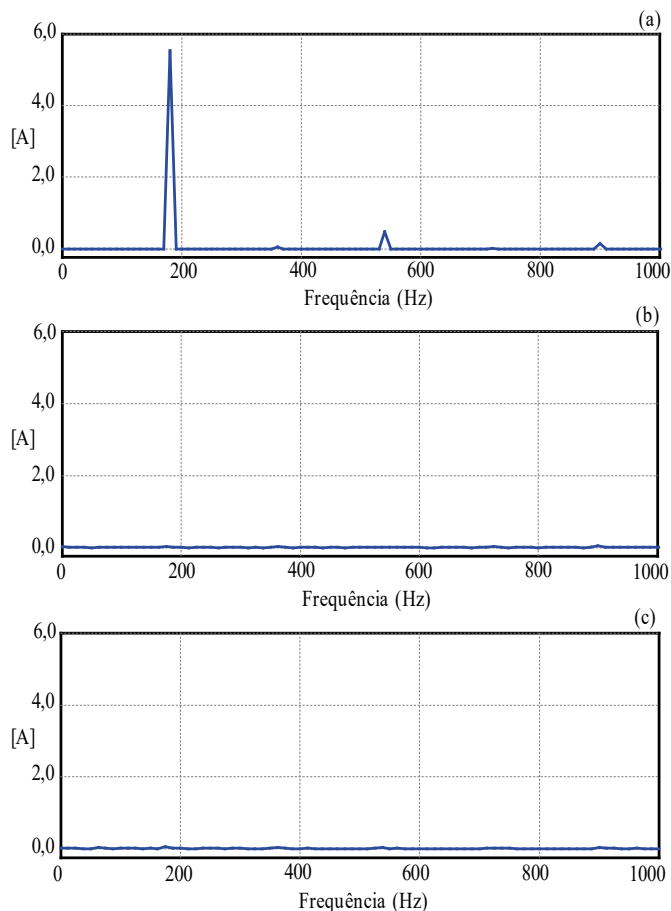


Figura 144 – FFT da corrente do capacitor do barramento positivo empregando a modulação DPWM o fator de potência unitário: (a) sem compensação e com cargas equilibradas; (b) com compensação e cargas equilibradas; (c) com compensação e cargas desequilibradas.

Finalmente, a Figura 145 exhibe as principais formas de onda do sistema operando com a modulação DPWM e fator de potência zero, ou seja, somente injetando potência reativa na rede elétrica. Fica claro que a ondulação de baixa frequência foi suprimida, mesmo neste ponto de operação do sistema da microrrede.

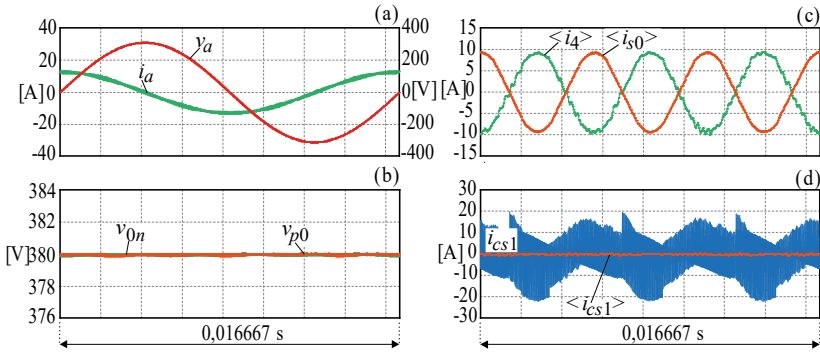


Figura 145 – Resultados de simulação com a operação do quarto braço com fator de potência nulo e modulação DPWM aplicada ao retificador: (a) corrente e tensão da fase  $a$  de entrada do retificador; (b) tensões parciais; (c) componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do retificador  $\langle i_{s0} \rangle$  e componente de baixa frequência da corrente do ponto central oriunda do quarto braço  $\langle i_4 \rangle$ ; (d) corrente do capacitor e componente de baixa frequência da corrente do capacitor  $\langle i_{cs1} \rangle$ .

Fato evidenciado na Figura 146 onde é apresentada a FFT da corrente do capacitor do barramento positivo para o conversor operando sem a compensação em (a) e com a compensação em (b).

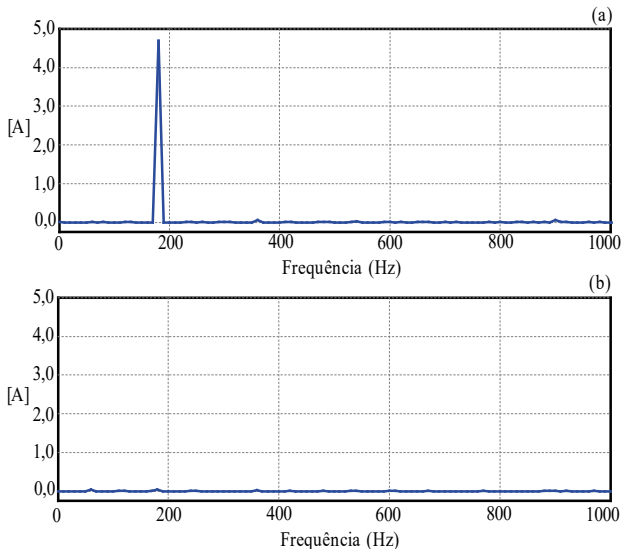


Figura 146 – FFT da corrente do capacitor do barramento positivo empregando a modulação DPWM e fator de potência zero: (a) sem compensação; (b) com compensação.

Importante deixar claro que, com o emprego da técnica de modulação DPWM e o aumento da amplitude da corrente de baixa frequência do ponto central, procedente do retificador, os esforços de corrente do quarto braço, como consequência, também aumentam, resultando em perdas maiores nos semicondutores e necessidade de redimensionamento dos transistores e do indutor  $L_4$ .

## 5.5 BRAÇOS EM PARALELO

Uma maneira de tentar reduzir as perdas totais do braço adicional, assim como diminuir volumetricamente o indutor  $L_4$ , pode ser alcançada através da inclusão de mais braços em paralelo para executar as funções do braço adicional. Na Figura 147, são apresentados, ilustrativamente, três braços adicionais em paralelo.

A ideia é distribuir as perdas nos transistores e nos indutores, de tal maneira que a soma de todas estas sejam menores comparativamente ao uso de um único braço, devido à divisão da corrente entre estes braços. Ainda, de maneira semelhante, com esta divisão da corrente nos indutores, espera-se ter, em termos volumétricos, menos núcleo para esta condição, mesmo tendo três indutores.

Ainda, outra possível vantagem desta estrutura reside no fato de que se projetar os semicondutores e os indutores levando em consideração a potência total em cada braço, mas utilizando os três em paralelo, e em caso de falha de qualquer dos braços do sistema, este pode ser retirado, e a microrrede continua operando da mesma maneira, sem nenhuma perda de função. Assim, ganha-se em redundância para o sistema como um todo.

Obviamente que, tanto nesta forma de projeto, quanto projetando os indutores e transistores para os esforços de corrente serem divididos por  $N$ , onde  $N$  é o número de braços, aumenta-se a complexidade do sistema e o custo.

Entretanto, para que se comprovem tais reduções de perdas e de tamanho de núcleo, necessitam-se realizar as análises pertinentes.

Foram realizadas simulações numéricas empregando dois e três braços em paralelo para execução do cancelamento de corrente de baixa frequência e regulação das tensões parciais, e em ambos os casos, os resultados são semelhantes aos apresentados na seção anterior.

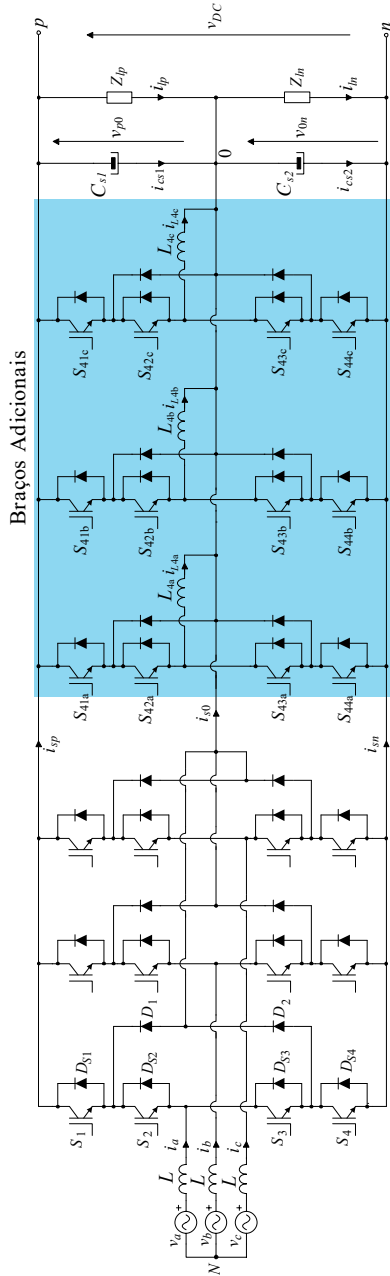


Figura 147 – Circuito adicionais com braços em paralelo.

## 5.6 TOLERÂNCIA À FALHA

As soluções aplicadas ao conversor NPC-3L para tornar o sistema com capacidade de tolerância à falha podem ser classificadas em dois grupos principais.

Primeiramente, existem as soluções baseadas no conversor operando com três braços [182-189]. No entanto, estas soluções apresentam como desvantagem a necessidade de redução do índice de modulação de operação do conversor para manter a mesma na região linear. Para a microrrede CC proposta, no caso desta redução e mantendo a tensão de entrada constante, a tensão CC de saída total aumentaria na mesma proporção. Portanto, conclui-se que estas soluções baseadas em três braços do conversor NPC-3L não se mostram adequadas para o seu emprego na aplicação desejada.

O segundo grupo de soluções consiste na inclusão de um braço adicional ao conversor NPC-3L. Apesar de apresentar maior complexidade e custo, através da adição do quarto braço, podem ser acrescentadas outras funções ao conversor, podendo levar a melhorias no desempenho do referido conversor, conforme apresentado anteriormente. Neste sentido, muitas pesquisas têm sido realizadas nos últimos anos [179, 190-192].

Nas seções anteriores foi apresentado como será o funcionamento do conversor proposto, com a ausência de falhas no circuito. Nesta, será apresentado como o quarto braço pode contribuir para aumentar a confiabilidade do sistema em caso de falha de um interruptor.

Durante a operação normal do circuito proposto, ou seja, com todos os braços operando, o braço adicional apresenta a função de balancear as tensões parciais e/ou cancelar a parcela de baixa frequência da corrente que circula pelo ponto central do conversor NPC-3L.

Entretanto, caso um interruptor apresente qualquer tipo de problema, o braço ao qual este interruptor esteja posicionado é retirado do circuito e o adicional é rearranjado para o lugar do que apresentou a falha.

Assim, obtém-se o conversor NPC-3L funcionando de maneira convencional, com apenas três braços. Para manter os capacitores sem circulação da corrente de baixa frequência, a modulação proposta no capítulo anterior é utilizada, respeitando-se as limitações apresentadas.

Obviamente, na situação de falha, o conversor operará de maneira provisória, até que a configuração original seja refeita. No entanto, deve-se ter claro que, mesmo na configuração de falha, o conversor

NPC-3L manterá a qualidade de energia entregue à microrrede CC, sem detrimentos para a mesma.

Logo, através desta reconfiguração do circuito após a falha, aumenta-se a confiabilidade do sistema com um todo, pois se mantém a microrrede CC operando. Ainda, como o sistema continua funcionando, diminui-se o custo de manutenção da microrrede proposta.

Existem diversas soluções para a reconfiguração do conversor NPC-3L no caso de falhas, conforme as referências [179, 181]. A maioria das soluções utiliza elementos ativos, como contatores, tiristores, dentre outros e elementos passivos, como fusíveis do tipo ultrarrápidos (*ultrafast*), etc.

Em [181] são apresentadas algumas soluções para a reconfiguração do conversor NPC-3L em caso de falha de um dos braços principais, onde podem ser destacadas três soluções [181]. A primeira é a mais simples e de baixo custo, como pode ser visualizada na Figura 148. Percebe-se que foram adicionados alguns contatores, sendo que sua principal função é justamente proporcionar a configuração do conversor NPC-3L convencional. Estes contatores são colocados em série com os indutores para não aumentar a indutância parasita do circuito. Ainda, os contatores podem ser substituídos por tiristores ou outros interruptores.

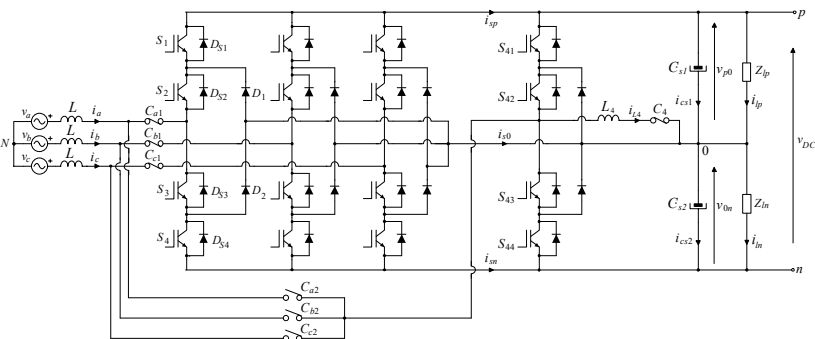


Figura 148 – Solução 1 para reconfiguração do NPC convencional [181].

O processo de configuração do circuito em caso de falha se dará da seguinte maneira: supondo que o interruptor  $S_1$  da fase  $a$  apresente uma falha, um curto circuito por exemplo. Neste caso, será necessário bloquear todos os interruptores do conversor. Em seguida os contatores  $C_4$  e  $C_{a1}$  são abertos e o contator  $C_{a2}$  é fechado. Dessa maneira, deriva-se para o conversor NPC-3L convencional. Em caso de falha no braço adicional, basta retirar os pulsos de comandos dos seus interruptores,



mudar a modulação para a proposta neste trabalho e também aplicar o controle das tensões parciais. Para a falha de qualquer interruptor da fase *b* e *c*, o procedimento de configuração é análogo ao da fase *a*.

Apesar de simples, a solução mostrada na Figura 148, tem grande eficiência na reconfiguração do sistema proposto. No entanto, apresenta como desvantagem o fato de que os interruptores que não apresentem problemas no braço com defeito estarão submetidos à tensão total do barramento ( $v_{DC}$ ), podendo assim também levar a falha destes. Esta desvantagem se torna pouco significativa quando se utiliza módulo de interruptores para compor o braço, uma vez que a reposição será realizada pelo módulo inteiro e não somente o semicondutor defeituoso.

A segunda solução apresentada em [181] é proposta justamente para superar a desvantagem da primeira opção. Para tanto, foi sugerida a substituição dos diodos de grampeamento do conversor NPC-3L por interruptores iguais aos transistores utilizados nos braços. Através destes interruptores e seguindo um procedimento apresentado pelos autores, pode-se obter a reconstituição do conversor NPC-3L convencional de modo que os transistores bons do braço em falha não sejam submetidos à tensão total do barramento. No entanto, através desta solução, segundo os autores, o índice de modulação de operação do conversor não pode ser superior a 1/2. Neste caso, a situação é semelhante às soluções de falhas com três braços previamente discutidas, as quais foram desconsideradas para a aplicação na microrrede proposta.

A terceira solução exposta em [181] faz uso de diodos ultrarrápidos, contatores e tiristores de acordo com a Figura 149. Esta solução também foi proposta para evitar a sobre tensão nos transistores bons do braço defeituoso no momento da falha e manter o conversor NPC-3L operando em toda faixa do *M*. Esta solução apresenta o maior nível de complexidade e o maior custo de implementação.

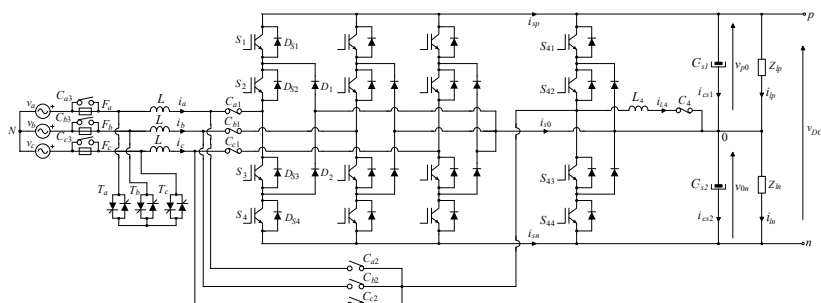


Figura 149 – Solução 3 para reconfiguração do NPC convencional [181].

## 5.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi sugerido um circuito externo ao NPC-3L e sua forma de operação com o intuito de apresentar melhorias para a microrrede CC bipolar, de modo a alcançar alta confiabilidade e alta qualidade da energia elétrica que será fornecida pela mesma.

O circuito proposto foi por meio da inclusão de um braço semelhante ao NPC-3L, podendo ser operado em dois ou três níveis, tendo as funções de cancelamento da corrente de baixa frequência do ponto central do retificador utilizado, balanço das tensões parciais da rede CC e, por ventura, proporcionar a tolerância a falhas do retificador principal em caso de falha deste.

Depois de realizado o equacionamento do quarto braço para determinar a viabilidade de funcionamento deste braço executando as funções estabelecidas, realizou-se uma análise do ponto de vista do impacto da aplicação do tempo do nível zero de tensão sobre o indutor.

Ficou claro que, em se operando a microrrede na situação com maiores esforços de corrente nos elementos do braço adicional, ou seja, desequilíbrio total de potência nos barramentos, a operação em dois níveis é mais vantajosa frente à operação em três níveis, levando em consideração as perdas totais e o volume, peso e custo do indutor  $L_4$ . Isto devido ao aumento dos esforços de corrente nos elementos que compõem tal circuito, em se aumentando o referido tempo.

Ainda, foram apresentados os principais resultados de simulação para os três cenários definidos da microrrede e em outros pontos de operação desta, para comprovação do funcionamento do quarto braço.

Foi observado que o braço adicional é capaz de realizar o cancelamento da corrente do ponto central do conversor NPC-3L, assim como prover equilíbrio das tensões parciais, mesmo com total desequilíbrio das potências nos barramentos e em vários pontos de operação do sistema.

Finalizando o capítulo, foram apresentadas algumas soluções aplicadas ao conversor NPC-3L para tornar o sistema com capacidade de tolerância à falha.

Em assim sendo, no caso de uma implementação prática de uma microrrede CC bipolar, e se empregando o retificador NPC-3L, este braço adicional parece ser interessante e promissor, pois pode proporcionar melhorias para o sistema como um todo.

Para isto, uma análise igual à realizada no capítulo 3 deverá ser feita, considerando e não considerando o redistribuidor de corrente, com o emprego do circuito adicional aqui proposto.

## 6 CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS

Nos últimos anos, tem-se notado um crescimento no consumo de energia elétrica nos mais diversos setores da economia mundial. Para suprir tal incremento, novas fontes de geração de energia estão sendo pesquisadas, assim como melhorias nos sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica.

Incluídas neste contexto, as microrredes aparecem como possíveis soluções para a melhoria dos sistemas de potência, devido principalmente ao menor impacto ambiental e ao aumento da eficiência e da confiabilidade do sistema.

Este trabalho apresentou como poderão ser constituídas algumas configurações elétricas das redes elétricas do futuro, empregando altos níveis de tecnologia, automação, informações, tornando-as mais inteligentes.

O capítulo 1 teve a intenção de contextualizar a proposta da tese, apresentando as principais motivações para o desenvolvimento da pesquisa, assim como as principais contribuições que se esperava obter ao final da tese de doutorado.

Foi realizada uma introdução às microrredes CC no capítulo 2, assim como algumas das suas vantagens de inclusão nas redes de distribuição atuais. Foram elencados argumentos e expostos resultados teóricos que são as bases motivacionais para a implementação de uma microrrede CC bipolar.

Em seguida, no capítulo 3, foram apresentados os conversores que poderão fazer parte da rede CC assim como suas funções na mesma e um estudo comparativo de perdas de uma microrrede CC bipolar completa. Para a análise de perdas, além de resultados teóricos, foram apresentados resultados experimentais, onde foi implementada uma microrrede CC bipolar em laboratório. A implementação prática da microrrede trouxe grandes desafios, no entanto apresentou a mesma tendência de resultados que a teoria, com relação à eficiência, mesmo com potência reduzida na parte experimental. Ainda, por meio dos resultados experimentais, observou-se que outros circuitos devem fazer parte da microrrede, como sistemas de proteção e filtros, entre outros. Baseada no estudo de perdas foi realizada a escolha da topologia para o conversor estático CA-CC de potência, consistindo no retificador NPC a três níveis/fios/fases.

Alem disto, pôde-se notar a importância do conversor nomeado neste trabalho de redistribuidor de corrente. Através da utilização deste circuito, reduziram-se significativamente as perdas totais da microrrede.

Com a finalidade de minizar as perdas nos cabos, este conversor deve estar localizado o mais próximo possível das cargas/microgeração. Ainda, pode-se colocar vários redistribuidor de corrente, dispersos pela microrrede, próximos às cargas/microgeração, minizando assim as perdas nos cabos quando as potências nos barramentos parciais estiverem desequilibradas.

O capítulo 4 apresenta a proposta de uma nova técnica de modulação para redução da ondulação de tensão de baixa frequência do conversor NPC-3L, fundamentada na transformada de Clarke. Esta técnica de modulação sugerida é de simples implementação, pois opera em malha aberta e é baseada em portadoras, vantajosa se comparada às técnicas de modulação do tipo vetorial do ponto de vista da implementação prática.

Para comprovar o funcionamento da técnica proposta, foram expostos alguns resultados de simulação e experimentais, em vários pontos de operação do conversor NPC-3L. Perceberam-se, através destes resultados, que houve a redução da ondulação das tensões parciais, pois a corrente de baixa frequência injetada nos capacitores dos barramentos foi significativamente atenuada.

Ainda, a técnica de modulação proposta foi estendida para outras aplicações, com destaque para o sistema *back-to-back* baseado no conversor NPC-3L para acionamento de motor em corrente alternada. Por meio da modulação, é possível substituir os capacitores eletrolíticos do barramento por capacitores de filmes, aumentando a vida útil do sistema e diminuindo perdas globais. Resultados de simulação puderam comprovar a eficácia da modulação proposta para a aplicação em acionamento de motores.

Apesar da técnica de modulação proposta ser bastante abrangente, observou-se que a referida modulação em conjunto com o conversor NPC-3L apresenta algumas limitações no tocante ao funcionamento global do retificador NPC-3L. Assim, no capítulo 5 foi sugerida a adição de um circuito externo a este conversor.

O circuito proposto foi a adição de um braço análogo ao empregado no conversor NPC-3L convencional. Este braço adicional tem a função de cancelar a ondulação de tensão de baixa frequência do ponto central do retificador, compensar desequilíbrio de cargas nos barramentos parciais e prover tolerância a falhas de qualquer um dos três braços principais do conversor NPC-3L.

Por meio do estudo do tempo do nível zero de tensão sobre o indutor do braço adicional foi possível observar que as menores perdas globais (indutor e semicondutores) e o menor volume de núcleo, assim

como a quantidade de fios, foram alcançados para o quarto braço operando em dois níveis. Isto se deu devido ao aumento dos valores médio e eficaz da corrente que circula pelo indutor e, conseqüentemente, pelos semicondutores, quando tal braço é operado em três níveis.

Pelos resultados de simulação ficou comprovado que o braço adicional foi capaz de executar simultaneamente as duas funções propostas, mesmo em pontos de operação críticos para a microrrede, caso dos três cenários definidos ou com o retificador operando com fator de potência não unitário e com modulação diferente da SPWM.

Por fim, foram apresentadas algumas soluções da literatura que podem ser adaptadas e aplicadas ao conversor NPC-3L para tornar o sistema com capacidade de tolerância à falha.

Através da inclusão de um braço adicional ao NPC-3L, espera-se obter alta confiabilidade e alta qualidade de energia elétrica na tensão que será entregue pela microrrede CC bipolar, pontos de fundamental importância para que se tenha êxito no emprego deste tipo de rede.

Após todo o trabalho desenvolvido, uma sugestão para a configuração da microrrede seria utilizar o NPC-3L com uma técnica de modulação que proporcione redução de perdas nos semicondutores, mais o braço adicional operando em dois níveis e o redistribuidor de corrente. Ou a mesma configuração, mas com o NPC-3L aplicando a técnica de modulação proposta e quarto braço não operando, se a modulação resultante estiver na região linear. Em caso de sair da região linear da modulação proposta, o quarto braço entraria para compensar a ondulação de baixa frequência das tensões parciais. Como nesta configuração sugerida existe o redistribuidor de corrente, o braço adicional não necessita compensar grandes desequilíbrios de potência nos barramentos parciais.

Em se desejando realizar a substituição do capacitor eletrolítico por capacitor de filme na microrrede, além de compensar a corrente de baixa frequência do ponto central oriunda do retificador, haverá a necessidade de compensar a corrente de baixa frequência que pode ser injetada no ponto central pelas cargas conectadas nos barramentos. Ainda, deverá ser necessário cancelar a ondulação de baixa frequência da tensão que aparece no barramento total em caso de desbalanço das correntes de entrada do retificador.

Reiterando o que foi apresentado no capítulo 1, como contribuições deste trabalho, podem ser citados os seguintes itens:

- Estudo, proposta e avaliação teórica e prática da infraestrutura elétrica de uma microrrede CC bipolar;

- Estudo de sistemas de conversores CA-CC bidirecionais e potenciais funções na microrrede proposta;
- Estudo comparativo de perdas de conversão em uma microrrede com diferentes arquiteturas, envolvendo os cabos condutores e os conversores que poderão fazer parte da microrrede proposta;
- Proposta de melhorias no retificador NPC três fases/níveis/fios e da microrrede CC bipolar:
  - Proposta de uma nova técnica de modulação:
    - Para redução da ondulação de baixa frequência das tensões parciais, baseada em portadoras;
    - Aplicações da nova técnica de modulação em outros casos, por exemplo, em um sistema de acionamento de máquinas baseado na conexão *back-to-back* do conversor NPC-3L.
  - Proposta de inclusão de circuito adicional e respectivas funcionalidades:
    - Função de cancelamento da ondulação de baixa frequência das tensões parciais da microrrede;
    - Função de regulação das tensões parciais com total desequilíbrio de potência nos barramentos;
    - Prover tolerância a falhas de componentes do retificador NPC-3L.

Os estudos apresentados neste trabalho mostraram que o conversor NPC a três níveis pode ser de grande interesse na implementação de uma microrrede CC bipolar. Ainda, as melhorias apresentadas para o conversor e para o sistema, com a modulação proposta e circuito adicional proposto, mostraram-se viáveis tecnicamente, apresentando importantes resultados. No entanto, ainda são observadas possibilidades de avanços de algumas investigações, dentre as quais se destacam:

- Incluir no estudo outras topologias para o retificador, balanceador de tensão e redistribuidor de corrente na análise de rendimento global da microrrede.
- Comparar as vantagens e desvantagens do emprego do NPC operando em três níveis com o VSR dois níveis para a mesma frequência de comutação, do ponto de vista de perdas totais e tamanho, peso, volume e custo dos indutores de entrada.
- Prever desequilíbrio das correntes de entrada para o cancelamento completo da ondulação de baixa frequência nas tensões parciais do NPC-3L. Neste caso, com desequilíbrio de correntes, uma

ondulação de baixa frequência da tensão aparece no barramento total, de tal forma que nem a modulação proposta, nem o braço adicional, da forma que foram abordados neste trabalho, são capazes de eliminar tal ondulação;

- Estudo, análise e implementação da técnica da modulação proposta para o NPC três níveis empregando o fio neutro;

- Estudo da aplicação da técnica de modulação proposta em conversores de níveis superiores a cinco e realizar a análise do seu funcionamento;

- Considerar, tanto para a modulação proposta, quanto para o braço adicional, a corrente de baixa frequência injetada no ponto central por conversores conectados na microrrede;

- Implementação prática e comprovação do funcionamento através dos resultados experimentais para o sistema operando com o braço adicional;

- Aprofundar a análise dos braços em paralelo para executar as funções do braço adicional;

- Aprofundar a análise do sistema de tolerância a falhas com o braço adicional;

- Estudo de proteções da microrrede CC bipolar;

- Estudo de configurações de aterramento do sistema em distribuição em CC.





## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] *International Energy Outlook 2009*. Available: [www.eia.doe.gov](http://www.eia.doe.gov)
- [2] *International Energy Agency*. Available: [www.iea.org](http://www.iea.org)
- [3] J. Morren, "Grid support by power electronic converters of Distributed Generation units," Tese de Doutorado, Universidade Técnica de Delft, 2006.
- [4] J. Popovic-Gerber, J. A. Oliver, N. Cordero, T. Harder, J. A. Cobos, M. Hayes, S. C. O'Mathuna, and E. Prem, "Power Electronics Enabling Efficient Energy Usage: Energy Savings Potential and Technological Challenges," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 2338-2353, 2012.
- [5] J. Popovic-Gerber, J. Ferreira, and J. Wyk, "Quantifying the Value of Power Electronics in Sustainable Electrical Energy Systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 3534-3544, 2011.
- [6] *Generation IV Nuclear Reactors*. Available: <http://www.world-nuclear.org/information-library/nuclear-fuel-cycle/nuclear-power-reactors/generation-iv-nuclear-reactors.aspx>
- [7] ANEEL. *Resolução Normativa nº 482, de 17 de abril 2012*. Available: [www.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf](http://www.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf)
- [8] H. Kakigano, T. Hiraiwa, H. Fujiwara, Y. Miura, and T. Ise, "An analysis method of a DC microgrid using hardware-in-the-loop simulation," in *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2012 IEEE 13th Workshop on*, 2012, pp. 1-6.
- [9] R. M. Cuzner and G. Venkataramanan, "The Status of DC Micro-Grid Protection," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*, 2008, pp. 1-8.
- [10] E. Sánchez, F. J. Santiago, and J. Oyarzabal, "Advanced Architectures and Control Concepts for More Microgrids: DC4: Novel concepts for Microgrids: DC networks," Available: <http://www.microgrids.eu/documents/esr.pdf2007>.
- [11] N. W. A. Lidula and A. D. Rajapakse, "Microgrids research: A review of experimental microgrids and test systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 15, pp. 186-202, 2011.
- [12] L. Tao and C. Schwaegerl, "Reliability Impact of DER and Microgrids on Low Voltage Grids: Project More Microgrids," 2009.
- [13] M. L. Heldwein, "Microredes em Corrente Contínua: Qualidade de Fornecimento e Eficiência em Futuras Redes de Distribuição," UFSC, Florianópolis, 2009, Available: [http://marceloheldwein.paginas.ufsc.br/files/2012/09/Heldwein\\_UFSC\\_2009.pdf](http://marceloheldwein.paginas.ufsc.br/files/2012/09/Heldwein_UFSC_2009.pdf).
- [14] L. Weixing, M. Xiaoming, Z. Yuebin, and C. Marnay, "On voltage standards for DC home microgrids energized by distributed sources," in *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*, 2012, pp. 2282-2286.
- [15] B. K. Bose, "The Past, Present, and Future of Power Electronics," *Industrial Electronics Magazine, IEEE* vol. 3, 2009.

- [16] F. Blaabjerg, A. Consoli, J. A. Ferreira, and J. D. van Wyk, "The future of electronic power Processing and conversion," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 715-720, 2005.
- [17] D. Salomonsson and A. Sannino, "Load modelling for steady-state and transient analysis of low-voltage DC systems," *Electric Power Applications, IET*, vol. 1, pp. 690-696, 2007.
- [18] D. Salomonsson, "Modeling, Control and Protection of Low-Voltage DC Microgrids," Tese de Doutorado Royal Institute of Technology, School of Electrical Engineering, Estocolmo, Suécia, 2008.
- [19] T. K. P. Salonen, P. Nuutinen, P. Peltoniemi, and J. Partanen, "An lvdce distribution system concept," in *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORPIE)*, 2008.
- [20] E. B. M. Friedeman, A. V. Timmeren, and J. Schoonman, "Concept for a dc low voltage house," presented at the Sustainable Building 2002 Conference, 2002.
- [21] Y. Z. Y. Ito, and H. Akagi, "Dc microgrid based distribution power generation system," presented at the Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2004.
- [22] E. L. S. K. Engelen, P. Vermeyen, I. Pardon, R. d'Hulst, J. Driesen, and R. Belmans, "Small-scale residential dc distribution systems," in *IEEE Benelux Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering*, 2006.
- [23] R. D. J. Schonberger, and S. D. Round, "Dc-bus signaling: A distributed control strategy for a hybrid renewable nanogrid," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2006, pp. 1453-1460.
- [24] Y. M. H. Kakigano, T. Ise, and R. Uchida, "A dc micro-grid for superhigh-quality electric power distribution," in *Electrical Engineering in Japan*, 2008, pp. 34-42.
- [25] Y. M. H. Kakigano, T. Ise, T. Momose, and H. Hayakawa, "Fundamental characteristics of dc microgrid for residential houses with cogeneration system in each house," in *Power and Energy Society General Meeting*, 2008, pp. 1-8.
- [26] B. Nordman and K. Christensen, "The need for communications to enable DC power to be successful," in *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, 2015, pp. 108-112.
- [27] Z. Lin, J. Du, J. Wu, and X. He, "Novel communication method between power converters for DC micro-grid applications," in *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, 2015, pp. 92-96.
- [28] N. Hatzigiorgiou. (2000). *Microgrids – large scale integration of microgeneration to low voltage grids (Micro 2000 ed.)*. Available: <http://www.microgrids.eu/micro2000>
- [29] R. Weiss, L. Ott, and U. Boeke, "Energy efficient low-voltage DC-grids for commercial buildings," in *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, 2015, pp. 154-158.
- [30] U. Boeke and M. Wendt, "DC power grids for buildings," in *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, 2015, pp. 210-214.

- [31] R. H. Lasseter, "MicroGrids," in *Power Engineering Society Winter Meeting, 2002. IEEE, 2002*, pp. 305-308 vol.1.
- [32] R. H. Lasseter, "Smart Distribution: Coupled Microgrids," *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, pp. 1074-1082, 2011.
- [33] R. H. Lasseter and P. Paigi, "Microgrid: a conceptual solution," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004, pp. 4285-4290 Vol.6.
- [34] A. A. Salam, A. Mohamed, and M. A. Hannan, "Technical Challenges on Microgrids," *ARPJ Journal of Engineering and Applied Sciences*, vol. 3, pp. 64-69, December 2008.
- [35] N. W. A. Lidula; and A. D. Rajapakse, "Microgrids research: A review of experimental microgrids and test systems," 2011.
- [36] Microgrids, "Local Micro Source controller strategies and algorithms," 2004.
- [37] M. Barnes, J. Kondoh, H. Asano, J. Oyarzabal, G. Ventakaramanan, R. Lasseter, N. Hatzigiorgiou, and T. Green, "Real-World MicroGrids-An Overview," in *System of Systems Engineering, 2007. SoSE '07. IEEE International Conference on*, 2007, pp. 1-8.
- [38] J. M. Miller, A. Emadi, A. V. Rajarathnam, and M. Ehsani, "Current status and future trends in More Electric Car power systems," in *Vehicular Technology Conference, 1999 IEEE 49th*, 1999, pp. 1380-1384 vol.2.
- [39] <http://www.navigantresearch.com/newsroom/microgrid-market-will-reach-nearly-20-billion-in-annual-revenue-by-2020>.
- [40] [www.canalenergia.com.br](http://www.canalenergia.com.br).
- [41] [www.osetoreletrico.com.br](http://www.osetoreletrico.com.br).
- [42] M. S. Ortmann, A. G. Andreta, L. J. Camurça, V. L. d. Silva, M. L. Heldwein, and G. A. d. Oliveira, "Arquitetura e Componentes de uma Microrrede Inteligente Experimental," in *Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica - CITENEL*, Costa do Sauípe - Bahia, 2015.
- [43] M. A. I. Martins, C. Q. Pica, V. Maryama, B. Pacheco, M. L. Heldwein, and J. N. R. d. S. Junior, "Design and Implementation of a Microgrid Power Management Unit Using a Back-to-Back Converter in a Residential Condominium Connected at Medium Voltage," presented at the Power Electronics Conference (COBEP), 2015 Brazilian, Fortaleza, CE, 2015.
- [44] D. M. Larruskain, I. Zamora, A. J. Mazón, O. Abarrategui, and J. Monasterio, "Transmission and Distribution Networks: AC versus DC," University of the Basque Country, Bilbao, Espanha - Available: [http://solarec-egypt.com/resources/Larruskain\\_HVAC\\_to\\_HVDC.pdf](http://solarec-egypt.com/resources/Larruskain_HVAC_to_HVDC.pdf).
- [45] M. I. Nassef, H. A. Ashour, and H. Desouki, "Battery-less hybrid micro-grid power management using bi-directional three phase power converter," in *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, 2015, pp. 19-25.
- [46] L. Jia, Y. Zhu, and Y. Wang, "Architecture design for new AC-DC hybrid micro-grid," in *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, 2015, pp. 113-118.

- [47] P. Karlsson, "DC Distributed Power Systems: Analysis, Design and Control for a Renewable Energy System," Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica Industrial, Lund University, Lund, Suécia, 2002.
- [48] L. M. T. M. R. Starke, and B. Ozpineci, "Ac vs. dc distribution: A loss comparison," presented at the IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2008.
- [49] M. Starke, L. Fangxing, L. M. Tolbert, and B. Ozpineci, "AC vs. DC distribution: Maximum transfer capability," in *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*, 2008, pp. 1-6.
- [50] D. J. Hammerstrom, "AC Versus DC Distribution Systems - Did We Get it Right?," in *Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE*, 2007, pp. 1-5.
- [51] V. Sithimolada and P. W. Sauer, "Facility-level DC vs. typical ac distribution for data centers: A comparative reliability study," in *TENCON 2010 - 2010 IEEE Region 10 Conference*, 2010, pp. 2102-2107.
- [52] H. Kakigano, M. Nomura, and T. Ise, "Loss evaluation of DC distribution for residential houses compared with AC system," in *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, 2010, pp. 480-486.
- [53] J. Pellis, "The DC Low-Voltage House," Graduação em Engenharia, The Eindhoven University of Technology, Eindhoven, Holanda, 1997.
- [54] S. Backhaus and G. W. Swift, "DOE DC microgrid scoping study - opportunities and challenges," in *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, 2015, pp. 43-44.
- [55] D. N. a. A. Sannino, "Load modelling for steady-state and transient analysis of low-voltage dc systems," in *IAS Annual Meeting*, 2004, pp. 774-780.
- [56] C. Bussmann, *Handbook for Electrical Safety*, 2001.
- [57] M. Saeedifard, M. Graovac, R. F. Dias, and R. Iravani, "DC power systems: Challenges and opportunities," in *Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE*, 2010, pp. 1-7.
- [58] <http://www.weg.net/br/Produtos-e-Servicos/Controls/Protecao-de-Circuitos-Eletricos/Disjuntor-Caixa-Moldada-Alta-Capacidade-de-Interrupcao-ACW>.
- [59] <http://www.industry.siemens.com.br/buildingtechnologies/br/pt/produtos-baixa-tensao/protecao-eletrica/minidisjuntores/5sy5-vcc/pages/default.aspx>.
- [60] D. Salomonsson, L. Soder, and A. Sannino, "Protection of Low-Voltage DC Microgrids," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 1045-1053, 2009.
- [61] J. P. Brozek, "DC overcurrent protection-where we stand," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 1029-1032, 1993.
- [62] G. D. Gregory, "Applying low-voltage circuit breakers in direct current systems," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 31, pp. 650-657, 1995.

- [63] M. Baran and N. R. Mahajan, "PEBB Based DC System Protection: Opportunities and Challenges," in *Transmission and Distribution Conference and Exhibition, 2005/2006 IEEE PES*, 2006, pp. 705-707.
- [64] J. S. Morton, "Circuit Breaker and Protection Requirements for DC Switchgear used in Rapid Transit Systems," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-21, pp. 1268-1273, 1985.
- [65] Z. J. Shen, Z. Miao, and A. M. Roshandeh, "Solid state circuit breakers for DC microgrids: Current status and future trends," in *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, 2015, pp. 228-233.
- [66] A. Lana, A. Pinomaa, P. Nuutinen, T. Kaipia, and J. Partanen, "Control and monitoring solution for the LVDC power distribution network research site," in *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, 2015, pp. 7-12.
- [67] [http://www.merit.edu/mmc/pdf/2013\\_Snyder\\_DCMicrogrid.pdf](http://www.merit.edu/mmc/pdf/2013_Snyder_DCMicrogrid.pdf).
- [68] L. Chunhua, K. T. Chau, D. Chenxi, J. Zhong, Z. Xiaodong, G. Shuang, and W. Diyun, "A new DC micro-grid system using renewable energy and electric vehicles for smart energy delivery," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*, 2010, pp. 1-6.
- [69] D. Nilsson, "DC Distribution Systems," Licenciatura em Engenharia, Department of Energy and Environment, Chalmers University of Technology, Goteborg, Suécia, 2005.
- [70] D. Boroyevich, I. Cvetkovic, D. Dong, R. Burgos, W. Fei, and F. Lee, "Future electronic power distribution systems a contemplative view," in *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2010 12th International Conference on*, 2010, pp. 1369-1380.
- [71] K. Shenai and K. Shah, "Smart DC micro-grid for efficient utilization of distributed renewable energy," in *Energytech, 2011 IEEE*, 2011, pp. 1-6.
- [72] F. Bodi and L. Ee Hui, "380/400V DC powering option," in *Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2011 IEEE 33rd International*, 2011, pp. 1-8.
- [73] J. Lee, B. Han, and N. Choi, "DC micro-grid operational analysis with detailed simulation model for distributed generation," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, 2010, pp. 3153-3160.
- [74] J. Jee-Hoon, K. Ho-Sung, K. Jong-Hyun, R. Myoung-Hyo, and B. Ju-Won, "High efficiency bidirectional LLC resonant converter for 380V DC power distribution system using digital control scheme," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, 2012, pp. 532-538.
- [75] K. Hirose, T. Tanaka, T. Babasaki, S. Person, O. Foucault, B. J. Sonnenberg, and M. Szpek, "Grounding concept considerations and recommendations for 400VDC distribution system," in *Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2011 IEEE 33rd International*, 2011, pp. 1-8.
- [76] A. Pratt, P. Kumar, and T. V. Aldridge, "Evaluation of 400V DC distribution in telco and data centers to improve energy efficiency," in

- Telecommunications Energy Conference, 2007. INTELEC 2007. 29th International*, 2007, pp. 32-39.
- [77] J. Rekola and H. Tuusa, "Comparison of line and load converter topologies in a bipolar LVDC distribution," in *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, 2011, pp. 1-10.
- [78] P. Nuutinen, P. Salonen, P. Peltoniemi, T. Kaipia, P. Silventoinen, and J. Partanen, "Implementing a laboratory development platform for an LVDC distribution system," in *Smart Grid Communications (SmartGridComm), 2011 IEEE International Conference on*, 2011, pp. 84-89.
- [79] H. Kakigano, A. Nishino, Y. Miura, and T. Ise, "Distribution voltage control for DC microgrid by converters of energy storages considering the stored energy," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, 2010, pp. 2851-2856.
- [80] H. Kakigano, Y. Miura, T. Ise, and R. Uchida, "DC Voltage Control of the DC Micro-grid for Super High Quality Distribution " presented at the Power Conversion Conference (PCC), 2007.
- [81] H. Kakigano, Y. Miura, and T. Ise, "Low-Voltage Bipolar-Type DC Microgrid for Super High Quality Distribution," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 3066-3075, 2010.
- [82] H. Kakigano, Y. Miura, and T. Ise, "Configuration and control of a DC microgrid for residential houses," in *Transmission & Distribution Conference & Exposition: Asia and Pacific, 2009*, 2009, pp. 1-4.
- [83] A. Pinomaa, J. Ahola, and A. Kosonen, "PLC Concept for LVDC Distribution Systems," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 49, pp. 55-63, 2011.
- [84] M. Brenna, E. Tironi, and G. Ubezio, "Proposal of a local DC distribution network with distributed energy resources," in *Harmonics and Quality of Power, 2004. 11th International Conference on*, 2004, pp. 397-402.
- [85] T. Bruckner and D. G. Holmes, "Optimal pulse-width modulation for three-level inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 82-89, 2005.
- [86] G. AlLee and W. Tschudi, "Edison Redux: 380 Vdc Brings Reliability and Efficiency to Sustainable Data Centers," *Power and Energy Magazine, IEEE*, vol. 10, pp. 50-59, 2012.
- [87] T. Dragicevic, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, and D. Skrlec, "Advanced LVDC Electrical Power Architectures and Microgrids: A step toward a new generation of power distribution networks," *Electrification Magazine, IEEE*, vol. 2, pp. 54-65, 2014.
- [88] M. Ton, B. Fortenbery, and W. Tschudi, "DC Power for Improved Data Center Efficiency," Lawrence Berkeley National Laboratory, 2007. Available: [http://energy.lbl.gov/ea/mills/archive/HT-3-13-08/documents/DATA\\_CENTERS/DCDemoExecutiveSummary.pdf](http://energy.lbl.gov/ea/mills/archive/HT-3-13-08/documents/DATA_CENTERS/DCDemoExecutiveSummary.pdf).
- [89] B. T. Patterson, "DC - The Power to Change the World: From Data Centers to Whole Buildings," in *Microgrid RD&D Workshop*, 2012. Available:

- [http://www.nrel.gov/esif/assets/pdfs/wkshp\\_1012\\_power\\_change\\_world.pdf](http://www.nrel.gov/esif/assets/pdfs/wkshp_1012_power_change_world.pdf).
- [90] D. J. Becker and B. J. Sonnenberg, "400Vdc power distribution: Overcoming the challenges," in *Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 32nd International*, 2010, pp. 1-10.
- [91] J. Lago and M. Heldwein, "Operation and control-oriented modeling of a power converter for current balancing and stability improvement of dc active distribution networks," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 877–885, 2011.
- [92] J. R. Rodriguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt, and P. Lezana, "PWM regenerative rectifiers: state of the art," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 5-22, 2005.
- [93] R. Teichmann and S. Bernet, "A comparison of three-level converters versus two-level converters for low-voltage drives, traction, and utility applications," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 855-865, 2005.
- [94] R. H. Baker, "Bridge converter circuit," U.S. Patent, 1981.
- [95] I. T. A. Nabae, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped pwm inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518–523, 1981.
- [96] J. Lago, J. Moia, and M. L. Heldwein, "Evaluation of power converters to implement bipolar DC active distribution networks - DC-DC converters," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, 2011, pp. 985-990.
- [97] J. Lago, "Redistribuidor de correntes para redes de distribuição em corrente contínua bipolares," Dissertação de Mestrado, Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, Florianópolis, 2011.
- [98] J. Rekola and H. Tuusa, "Efficiency of converters and amorphous core AC-filters in an LVDC distribution," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*, 2014, pp. 1827-1834.
- [99] L. Jielí, T. Abdallah, and C. R. Sullivan, "Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms," in *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, 2001, pp. 2203-2210 vol.4.
- [100] J. Pou, J. Zaragoza, P. Rodriguez, S. Ceballos, V. M. Sala, R. P. Burgos, and D. Boroyevich, "Fast-Processing Modulation Strategy for the Neutral-Point-Clamped Converter With Total Elimination of Low-Frequency Voltage Oscillations in the Neutral Point," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 2288-2294, 2007.
- [101] D. H. a. T. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters (Principles and Practice)*: Wiley-IEEE Press, 2003.
- [102] ABNT, "Instalações Elétricas de Baixa Tensão," ed, 1997.
- [103] J. A. Heerdt, "Carga Eletrônica Ativa Trifásica," Exame de Qualificação, Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.

- [104] S. Hyunjin, L. Kwanghee, C. Jaeho, S. Seokchan, and L. Jingook, "Power loss comparison with different PWM methods for 3L-NPC inverter and 3L-T type inverter," in *Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), 2014 International*, 2014, pp. 1322-1327.
- [105] R. H. Baker, "Bridge Converter Circuit," u.s. Patent 4,270,163, 1981.
- [106] R. Teichmann, M. Malinowski, and S. Bernet, "Evaluation of three-level rectifiers for low-voltage utility applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 471-481, 2005.
- [107] L. Sun-Kyoung, K. Jun-Ha, and N. Kwanghee, "A DC-link voltage balancing algorithm for 3-level converter using the zero sequence current," in *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*, 1999, pp. 1083-1088 vol.2.
- [108] R. M. Tallam, R. Naik, and T. A. Nondahl, "A carrier-based PWM scheme for neutral-point voltage balancing in three-level inverters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 1734-1743, 2005.
- [109] M. Marchesoni, P. Segarich, and E. Soressi, "A new control strategy for neutral-point-clamped active rectifiers," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 462-470, 2005.
- [110] L. Bor-Ren, L. Yung-Chuan, and Y. Tsung-Yu, "Implementation of a three-phase high-power-factor rectifier with NPC topology," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 180-189, 2004.
- [111] A. Bendre, G. Venkataramanan, D. Rosene, and V. Srinivasan, "Modeling and design of a neutral-point voltage regulator for a three-level diode-clamped inverter using multiple-carrier modulation," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 718-726, 2006.
- [112] I. Pereira and A. Martins, "Neutral-point voltage balancing in three-phase NPC converters using multicarrier PWM control," in *Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2009. POWERENG '09. International Conference on*, 2009, pp. 570-574.
- [113] Y. Ounejjar and K. Al-Haddad, "New line currents and neutral point balancing technique of three-level three-phase NPC converter," in *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*, 2006, pp. 1436-1441.
- [114] D. W. Kang, C. S. Ma, T. J. Kim, and D. S. Hyun, "Simple control strategy for balancing the DC-link voltage of neutral-point-clamped inverter at low modulation index," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 151, pp. 569-575, 2004.
- [115] R. Maheshwari, S. Munk-Nielsen, and S. Busquets-Monge, "Design of Neutral-Point Voltage Controller of a Three-level NPC Inverter with Small DC-Link Capacitors," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. PP, pp. 1-1, 2012.
- [116] S. Qiang, L. Wenhua, Y. Qingguang, X. Xiaorong, and W. Zhonghong, "A neutral-point potential balancing algorithm for three-level NPC inverters using analytically injected zero-sequence voltage," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE*, 2003, pp. 228-233 vol.1.



- [117] L. June-Seok and L. Kyo-Beum, "A carrier-based PWM method for neutral-point ripple reduction of a 3-level inverter," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*, 2014, pp. 2095-2100.
- [118] C. Liu, B. Wu, D. Xu, N. Zargari, and S. Rizzo, "Progressive natural balance of neutral-point voltage of three-level NPC inverter with a modified SVM scheme," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, 2006, p. 4 pp.
- [119] H. LiGao and C. Xinbing, "A neutral point potential balance control strategy based on vector controlled VIENNA rectifier," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, 2010, pp. 2060-2065.
- [120] C. Wei, Z. Yunping, and X. Lijuan, "Direct power control for Neutral-point-clamped three-level PWM rectifier," in *Industrial Technology, 2008. ICIT 2008. IEEE International Conference on*, 2008, pp. 1-6.
- [121] A. Bendre and G. Venkataramanan, "Neutral current ripple minimization in a three-level rectifier," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, pp. 582-590, 2006.
- [122] S. Fukuda, Y. Matsumoto, and A. Sagawa, "Optimal-regulator-based control of NPC boost rectifiers for unity power factor and reduced neutral-point-potential variations," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 527-534, 1999.
- [123] K. Yamanaka, A. M. Hava, H. Kirino, Y. Tanaka, N. Koga, and T. Kume, "A novel neutral point potential stabilization technique using the information of output current polarities and voltage vector," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. 1572-1580, 2002.
- [124] K. Shinohara and E. Sakasegawa, "A new PWM method with suppressed neutral point potential variation of three level inverter for AC servo motor drive," in *Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on*, 1999, pp. 668-672 vol.2.
- [125] Z. Dongsheng, "A self-balancing space vector switching modulator for three-level motor drives," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 17, pp. 1024-1031, 2002.
- [126] W. Wu, Y. Zhong, and B. Duan, "A 3-D SVPWM without medium vectors for 3-phase 3-wire 3-level rectifier," in *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, 2008, pp. 4199-4204.
- [127] S. Busquets-Monge, J. D. Ortega, J. Bordonau, J. A. Beristain, and J. Rocabert, "Closed-Loop Control of a Three-Phase Neutral-Point-Clamped Inverter Using an Optimized Virtual-Vector-Based Pulsewidth Modulation," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 2061-2071, 2008.
- [128] S. Busquets-Monge, S. Somavilla, J. Bordonau, and D. Boroyevich, "Capacitor Voltage Balance for the Neutral-Point- Clamped Converter using the Virtual Space Vector Concept With Optimized Spectral Performance," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 1128-1135, 2007.

- [129] L. Helle, S. Munk-Nielsen, and P. Enjeti, "Generalized discontinuous DC-link balancing modulation strategy for three-level inverters," in *Power Conversion Conference, 2002. PCC Osaka 2002. Proceedings of the, 2002*, pp. 359-366 vol.2.
- [130] G. I. Orfanoudakis, M. A. Yuratich, and S. M. Sharkh, "Nearest-Vector Modulation Strategies With Minimum Amplitude of Low-Frequency Neutral-Point Voltage Oscillations for the Neutral-Point-Clamped Converter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 4485-4499, 2013.
- [131] S. M. Sharkh, M. A. Abu-Sara, G. I. Orfanoudakis, and B. Hussain, *Power Electronic Converters for Microgrids*: Wiley-IEEE Press, 2014.
- [132] Z. Mohzani, B. P. McGrath, and D. G. Holmes, "The balancing properties of DC link compensation for 3-phase Neutral Point Clamped (NPC) Converter," in *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International, 2012*, pp. 574-579.
- [133] J. Pou, J. Zaragoza, S. Ceballos, M. Saeedifard, and D. Boroyevich, "A Carrier-Based PWM Strategy With Zero-Sequence Voltage Injection for a Three-Level Neutral-Point-Clamped Converter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 642-651, 2012.
- [134] L. Dong Ho, S. R. Lee, and F. C. Lee, "An analysis of midpoint balance for the neutral-point-clamped three-level VSI," in *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE, 1998*, pp. 193-199 vol.1.
- [135] L. Yo-Han, S. Bum-Seok, C. Chang-Ho, and H. Dong-Seok, "A new neutral point current control for a 3-level converter/inverter pair system," in *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE, 1999*, pp. 1528-1534 vol.3.
- [136] C. Haederli, "Multilevel Voltage Source Converters with 3-L DC Link, New Topologies and Control Strategies," Doctoral Degree, Institut National Polytechnique de Toulouse, Universidade de Toulouse, Toulouse, 2008.
- [137] J. Moia, A. J. Perin, and M. L. Heldwein, "Neutral point clamped converter DC-link center point current analysis in the dq0 reference frame," in *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian, 2011*, pp. 121-128.
- [138] J. Pou, R. Pindado, D. Boroyevich, and P. Rodriguez, "Evaluation of the low-frequency neutral-point voltage oscillations in the three-level inverter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 1582-1588, 2005.
- [139] A. Munduate, I. Garin, E. Figueres, and G. Garcera, "Analytical study of the DC link capacitors voltage ripple in three level Neutral Point Clamped Inverters," in *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006. International Symposium on, 2006*, pp. 552-555.

- [140] Y. Jilong and T. Green, "DC-link capacitors sizing for three-level neutral-point-clamped inverters in four-wire distributed generation systems," in *Future Power Systems, 2005 International Conference on*, 2005, p. 5.
- [141] S. Ogasawara and H. Akagi, "Analysis of variation of neutral point potential in neutral-point-clamped voltage source PWM inverters," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE*, 1993, pp. 965-970 vol.2.
- [142] D. Enli, H. Ligao, L. Xu, and M. Yanlin, "Neutral point potential balance of three-level inverter based on parameters self-tuning fuzzy logic control strategy," in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010, pp. 2863-2867.
- [143] A. von Jouanne, S. Dai, and H. Zhang, "A multilevel inverter approach providing DC-link balancing, ride-through enhancement, and common-mode voltage elimination," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 739-745, 2002.
- [144] B. Ustuntepe, "A Novel Two-Parameter Modulation and Neutral Point Potential Control Method for the Three-Level Neutral Point Clamped Inverter," *Dissertação de Mestrado*, The Department of Electrical and Electronics Engineering, Middle East Technical University, 2005.
- [145] J. Zhang and R. Yokoyama, "A Neutral Point Voltage Regulation Method With SVPWM Control For Single-phase Three-level NPC Converters," in *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2012 IEEE*, Aalborg, Denmark, 2012.
- [146] N. Celanovic and D. Boroyevich, "A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 15, pp. 242-249, 2000.
- [147] F. B. Grigolletto, C. C. Gastaldini, F. L. Tomm, F. Beltrame, H. Sartori, M. Martins, M. S. G. Dias, R. Azzolin, T. Bernardes, and H. Pinheiro, "Nova Modulação Space Vector para Controle da Tensão do Ponto Central do divisor Capacitivo do NPC," in *Sba Controle e Automação*, Natal, RN, 2009.
- [148] L. Rixin, W. Fei, R. Burgos, D. Boroyevich, J. Dong, and Z. Di, "Average Modeling and Control Design for VIENNA-Type Rectifiers Considering the DC-Link Voltage Balance," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 2509-2522, 2009.
- [149] B. Wu, *High-Power Converters and AC Driver*. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, 2006.
- [150] J. Weidong, W. Qunjing, C. Quan, and H. Cungang, "A theoretical study of neutral point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped PWM VSI," in *Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS. International Conference on*, 2007, pp. 80-86.
- [151] N. Celanovic, "Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converters," *Doctor of Philosophy*, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blackburg, Virginia, 2000.
- [152] L. Lei, Z. Yunping, W. Zhan, and J. Hongyuan, "A simple neutral-point voltage balancing control method for three-level NPC PWM VSI

- inverters," in *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on*, 2005, pp. 828-833.
- [153] L. Lei, Z. Yunping, W. Zhan, and J. Hongyuan, "Modeling and Control of Neutral-point Voltage Balancing Problem in Three-level NPC PWM Inverters," in *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, 2005, pp. 861-866.
- [154] A. Bendre and G. Venkataramanan, "Radial state space vector modulation- a new space vector technique for reducing DC link capacitor harmonic currents in three level converters," in *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, 2003, pp. 684-691 vol.1.
- [155] S. Busquets-Monge, J. Bordonau, D. Boroyevich, and S. Somavilla, "The nearest three virtual space vector PWM - a modulation for the comprehensive neutral-point balancing in the three-level NPC inverter," *Power Electronics Letters, IEEE*, vol. 2, pp. 11-15, 2004.
- [156] A. K. Gupta and A. M. Khambadkone, "A Simple Space Vector PWM Scheme to Operate a Three-Level NPC Inverter at High Modulation Index Including Overmodulation Region, With Neutral Point Balancing," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 43, pp. 751-760, 2007.
- [157] O. Ojo and S. Konduru, "A Discontinuous Carrier-based PWM Modulation Method for the Control of the Neutral Point Voltage of Three-Phase Three-Level Diode Clamped Converters," in *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, 2005, pp. 1652-1658.
- [158] L. Ben-Brahim, "A Discontinuous PWM Method for Balancing the Neutral Point Voltage in Three-Level Inverter-Fed Variable Frequency Drives," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 1057-1063, 2008.
- [159] W. Yao, Z. Lu, R. Zhao, W. Fei, and Z. Qiao, "Hysteresis-band control based PWM strategy of three-level neutral-point balance," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE*, 2005, pp. 415-418 Vol. 1.
- [160] C. xin-bing and H. li-gao, "Research on Neutral Point Potential Balance of Three-level Inverter Based on Fuzzy Logic Control Strategy," in *Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2007. POWERENG 2007. International Conference on*, 2007, pp. 600-604.
- [161] L. Rixin, F. Wang, R. Burgos, and D. Boroyevich, "Average modeling and control for three-phase three-level non-regenerate rectifier with unbalanced DC loads," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, 2010, pp. 355-360.
- [162] K. R. M. N. Ratnayake, Y. Murai, and T. Watanabe, "Novel PWM scheme to control neutral point voltage variation in three-level voltage source inverter," in *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, 1999, pp. 1950-1955 vol.3.
- [163] J. Zaragoza, J. Pou, S. Ceballos, E. Robles, P. Ibaez, and J. L. Villate, "A Comprehensive Study of a Hybrid Modulation Technique for the Neutral-

- Point-Clamped Converter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 294-304, 2009.
- [164] A. Saengseethong and S. Sangwongwanich, "A new modulation strategy for capacitor voltage balancing in three-level NPC inverters based on matrix converter theory," in *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, 2010, pp. 2358-2365.
- [165] S. Wenxiang, C. Guocheng, D. Xiaoyu, and S. Mantang, "Research on Neutral-point Balancing Control for Three-level NPC Inverter Based on Correlation between Carrier-based PWM and SVPWM," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International*, 2006, pp. 1-6.
- [166] R. W. Erickson, *Fundamental of Power Electronics*. Boulder, CO: Chapman & Hall, 1997.
- [167] J. W. Kolar, U. Drogenik, and F. C. Zach, "VIENNA rectifier II-a novel single-stage high-frequency isolated three-phase PWM rectifier system," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 674-691, 1999.
- [168] U. Drogenik and J. W. Kolar, "Comparison of not synchronized sawtooth carrier and synchronized triangular carrier phase current control for the VIENNA rectifier I," in *Industrial Electronics, 1999. ISIE '99. Proceedings of the IEEE International Symposium on*, 1999, pp. 13-19 vol.1.
- [169] T. B. Soeiro, R. Carballo, J. Moia, G. O. Garcia, and M. L. Heldwein, "Three-phase five-level active-neutral-point-clamped converters for medium voltage applications," in *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian*, 2013, pp. 85-91.
- [170] L. Wook-Jin and S. Seung-Ki, "DC-Link Voltage Stabilization for Reduced DC-Link Capacitor Inverter," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 404-414, 2014.
- [171] E. J. Bueno, S. Cobrecas, F. J. Rodriguez, F. Espinosa, M. Alonso, and R. Alcaraz, "Calculation of the DC-bus Capacitors of the Back-to-back NPC Converters," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*, 2006, pp. 137-142.
- [172] J. S. Kim and S. K. Sul, "New control scheme for AC-DC-AC converter without DC link electrolytic capacitor," in *Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE*, 1993, pp. 300-306.
- [173] B. G. Gu and K. Nam, "A Theoretical minimum DC-link capacitance in PWM converter-inverter systems," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 152, pp. 81-88, 2005.
- [174] S. Ceballos, J. Pou, E. Robles, I. Gabiola, J. Zaragoza, J. L. Villate, and D. Boroyevich, "Three-Level Converter Topologies With Switch Breakdown Fault-Tolerance Capability," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 982-995, 2008.
- [175] S. Ceballos, J. Pou, J. Zaragoza, E. Robles, J. L. Villate, and J. L. Martin, "Soft-Switching Topology for a Fault-Tolerant Neutral-Point-Clamped Converter," in *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*, 2007, pp. 3186-3191.

- [176] S. Ceballos, J. Pou, E. Robles, J. Zaragoza, P. Ibanez, and J. L. Martin, "Fault-tolerant hybrid four-leg multilevel converter," in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, 2007, pp. 1-9.
- [177] E. R. da Silva, W. S. Lima, A. S. de Oliveira, C. B. Jacobina, and H. Razik, "Detection and compensation of switch faults in a three level inverter," in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, 2006, pp. 1-7.
- [178] S. Ceballos, J. Pou, E. Robles, J. Zaragoza, Marti, x, and J. L. n, "Performance Evaluation of Fault-Tolerant Neutral-Point-Clamped Converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 2709-2718, 2010.
- [179] P. Lezana, J. Pou, T. A. Meynard, J. Rodriguez, S. Ceballos, and F. Richardeau, "Survey on Fault Operation on Multilevel Inverters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 2207-2218, 2010.
- [180] S. Ceballos, J. Pou, J. Zaragoza, J. L. Martin, E. Robles, I. Gabiola, and P. Ibanez, "Efficient Modulation Technique for a Four-Leg Fault-Tolerant Neutral-Point-Clamped Inverter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 1067-1074, 2008.
- [181] S. Ceballos, J. Pou, J. Zaragoza, E. Robles, J. L. Villate, and J. L. Martin, "Fault-Tolerant Neutral-Point-Clamped Converter Solutions Based on Including a Fourth Resonant Leg," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 2293-2303, 2011.
- [182] B. Francois and J. P. Hautier, "Design of a fault tolerant control system for a NPC multilevel inverter," in *Industrial Electronics, 2002. ISIE 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on*, 2002, pp. 1075-1080 vol.4.
- [183] L. Shengming and X. Longya, "Fault-tolerant operation of a 150 kW 3-level neutral-point clamped PWM inverter in a flywheel energy storage system," in *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, 2001, pp. 585-588 vol.1.
- [184] L. Shengming and L. Xu, "Strategies of fault tolerant operation for three-level PWM inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 933-940, 2006.
- [185] L. Jun, A. Q. Huang, S. Bhattacharya, and T. Guojun, "Three-Level Active Neutral-Point-Clamped (ANPC) Converter with Fault Tolerant Ability," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*, 2009, pp. 840-845.
- [186] G. Sinha, C. Hochgraf, R. H. Lasseter, D. M. Divan, and T. A. Lipo, "Fault protection in a multilevel inverter implementation of a static condenser," in *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE*, 1995, pp. 2557-2564 vol.3.
- [187] P. Gun-Tae, K. Tae-Jin, K. Dae-Wook, and H. Dong-Seok, "Control method of NPC inverter for continuous operation under one phase fault condition," in *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual*

- Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, 2004, pp. 2188-2193 vol.4.
- [188] L. Jae-Chul, K. Tae-Jin, K. Dae-Wook, and H. Dong-Seok, "A Control Method for Improvement of Reliability in Fault Tolerant NPC Inverter System," in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, 2006, pp. 1-5.
- [189] L. Jung-Dae, K. Tae-Jin, L. Jae-Chul, and H. Dong-Seok, "A Novel Fault Detection of an Open-Switch Fault in the NPC Inverter System," in *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE*, 2007, pp. 1565-1569.
- [190] E. R. C. da Silva, A. S. de O, C. B. Jacobina, R. L. Ribeiro, L. C. A. Melo, and H. Razik, "Compensation of Switch Faults in a Three-Level Inverter," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*, 2008, pp. 1-6.
- [191] S. Ceballos, J. Pou, I. Gabiola, J. L. Villate, J. Zaragoza, and D. Boroyevich, "Fault-Tolerant Multilevel Converter Topology," in *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*, 2006, pp. 1577-1582.
- [192] B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns, and S. E. Schulz, "Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 1108-1116, 2004.

