



TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS COM SAÍDAS
SIMÉTRICAS PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Felipe José da Costa Padilha

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Walter Issamu Suemitsu
Maria Dias Bellar

Rio de Janeiro
Setembro de 2011

TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS COM SAÍDAS
SIMÉTRICAS PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Felipe José da Costa Padilha

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ
COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM
CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:



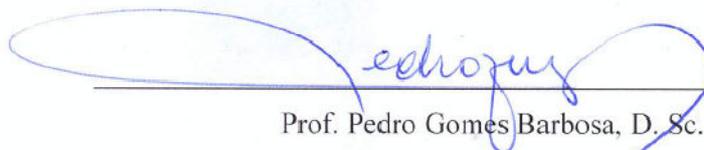
Prof. Walter Issamu Suemitsu, Dr. Ing.



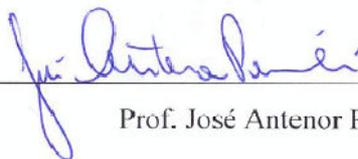
Profa. Maria Dias Bellar, Ph. D.



Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.



Prof. Pedro Gomes Barbosa, D. Sc.



Prof. José Antenor Pomilio, D. Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

SETEMBRO DE 2011

Padilha, Felipe José da Costa

Topologias de Conversores CC-CC Não Isolados com Saídas Simétricas para Sistemas Fotovoltaicos/ Felipe José da Costa Padilha. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2011.

XIV, 161 p.: il.; 29,7 cm.

Orientadores: Walter Issamu Suemitsu

Maria Dias Bellar

Tese (doutorado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2011.

Referencias Bibliográficas: p. 145-154.

1. Sistemas Fotovoltaicos. 2. Conversores CC-CC não isolados. 3. Eletrônica de Potência. 4. Inversor NPC. I. Suemitsu, Walter Issamu. “*et al*” II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

DEDICATÓRIA

A uma pessoa especial que, certa vez, me disse: “assim que você estiver no Rio estudando para ser um grande engenheiro...”. Vim para o Rio, estudei, me tornei engenheiro, terminei a etapa para ser Mestre e, agora, me torno um Doutor! que responsabilidade!. Mãe, certamente nada disso teria acontecido sem sua ajuda e de meus queridos familiares, a saber, meu querido pai e amigo Norival, meu irmão Francisco e esposa Júnia. Todos tiveram sua participação para que eu pudesse estudar e chegar à conclusão de mais esta etapa. Mostraram-se preocupados quando eu estava preocupado, quando desanimado tinham sempre uma palavra de apoio e ânimo a mim.

A meu Pai. Saiba que sua companhia naqueles dias tenebrosos me fez admirá-lo mais e sempre serei grato a Deus por você. Te amo.

À minha esposa, que cuidou de mim e me auxiliou em tudo que foi possível. Na torcida pelo meu sucesso e incentivo, é sempre a primeira. Nas revisões e leitura do texto, foi ajuda inestimável. Eu te amo muito.

Ao meu amigo Edson, por ser meu primeiro professor e incentivador para que eu iniciasse meus estudos na área de eletrônica, quando eu era apenas um adolescente.

Tenho profunda admiração em ter estas pessoas em minha vida e não possuo palavras para descrever minha gratidão e, com todo meu coração, lhes dedico este trabalho e lhes digo que este título de nada me servirá se não me fizer apenas mais humilde e humano.

“Um Doutor é aquele que aprendeu com o estudo a ser mais humilde...”. (Padilha)

AGRADECIMENTOS

“Ao único Deus, sábio, seja dada glória por Jesus Cristo, para todo o sempre. Amém!” (Romanos 16:27). Se há algum louvor e alguma honra em algum trabalho realizado nesta Terra, que seja dada a Ele (o meu Deus). É sempre o meu escudo e fortaleza e tem sido socorro bem presente nos dias de minha angústia e, embora eu seja infiel, ele permanece sempre Fiel a mim e à sua Palavra.

Aos meus orientadores e amigos Prof^o Walter Suemitsu (UFRJ) e Prof^a Maria Bellar (UERJ), pelo grande apoio, orientação e incentivo durante todo o estudo. São exemplos de profissionais dedicados às suas funções e Universidades.

Ao meu amigo Humberto Moraes, pelo seu auxílio no laboratório na montagem do protótipo. Sua ajuda foi de fundamental importância, se tornando para mim mais que um amigo. Um irmão.

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Ciências (D.Sc.)

TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS COM SAÍDAS
SIMÉTRICAS PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Felipe José da Costa Padilha

Setembro/2011

Orientadores: Walter Issamu Suemitsu

Maria Dias Bellar

Programa: Engenharia Elétrica

Neste trabalho, são propostas topologias de conversores CC-CC não isolados, com tensões de saída simétrica e adequadas à conexão com inversores multiníveis NPC. Inicialmente, várias topologias não isoladas apresentadas na literatura são estudadas e suas possíveis combinações são analisadas, tendo em vista a aplicação considerada. Como resultado desses estudos é proposta uma topologia, aqui denominada como principal. Seu controle e as especificações de seus componentes são apresentados. O conceito deste conversor deu origem à proposta de outras três topologias. Um protótipo da topologia principal é desenvolvido e os resultados experimentais são mostrados, validando as análises e simulações.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Science (D.Sc.)

TOPOLOGIES OF NON-ISOLATED DC-DC CONVERTERS WITH SYMMETRICAL
OUTPUTS FOR PHOTOVOLTAIC SYSTEMS

Felipe José da Costa Padilha

September/2011

Advisors: Walter Issamu Suemitsu
Maria Dias Bellar

Department: Electrical Engineering

In this work, non-isolated DC-DC converter topologies, with symmetrical output voltages and suitable to connect with Neutral-Point-Clamped (NPC) multilevel inverters, are proposed. Initially, several non-isolated topologies presented in the literature are studied and their possible combinations are analyzed in view of the application. The outcome of these studies has been a proposed converter, which is here presented as the main topology. Its corresponding control and component specifications are presented. This converter concept led the way to other three proposed topologies. A prototype of the main topology is developed and experimental results are shown, validating the analysis and simulations.

Índice

1. INTRODUÇÃO	1
1.1. CENÁRIO ATUAL DA MATRIZ ENERGÉTICA NACIONAL	1
1.2. GERAÇÃO DE ENERGIA FOTOVOLTAICA	4
1.2.1. <i>Sistemas de geração centralizada</i>	5
1.2.2. <i>Sistemas de geração distribuída ou dispersa</i>	6
1.3. ASPECTOS IMPORTANTES DOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	9
1.4. CONFIGURAÇÕES DOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	11
1.4.1. <i>Configuração agrupada (Centralized)</i>	11
1.4.2. <i>Configuração tipo String</i>	12
1.4.3. <i>Configuração tipo Multi-string</i>	13
1.4.4. <i>Configuração tipo ac-module</i>	15
1.5. MOTIVAÇÕES DO ESTUDO	16
1.5.1. <i>Importância dos Conversores CC-CC</i>	16
1.5.2. <i>Aplicações de interesse</i>	18
1.5.3. <i>Escolha do tipo de inversor utilizado</i>	20
1.6. OBJETIVOS	21
1.7. METODOLOGIA UTILIZADA	22
2. CONVERSORES CC-CC ELEVADORES DE TENSÃO	23
2.1. OS CONVERSORES CC-CC	24
2.2. TOPOLOGIAS CLÁSSICAS COM SAÍDA POSITIVA	28
TOPOLOGIAS CLÁSSICAS COM SAÍDA NEGATIVA	33
2.3. TOPOLOGIAS CONFIGURÁVEIS	35
2.4. TOPOLOGIAS DE ALTO GANHO ESTÁTICO	37
2.5. TOPOLOGIA <i>INTERLEAVED</i>	39
2.6. TOPOLOGIAS MULTINÍVEIS	44
2.6.1. <i>Conversores Boost Multiníveis</i>	44
2.6.2. <i>Conversores Buck-boost Multiníveis</i>	48
2.6.3. <i>Conversores Zeta Multiníveis</i>	50
2.6.4. <i>Conversores Sepic Multiníveis</i>	52
2.6.5. <i>Conversores Ćuk Multiníveis</i>	53
2.7. TOPOLOGIA MULTINÍVEL <i>INTERLEAVED</i>	54
2.8. TOPOLOGIAS E ASSOCIAÇÕES PROPOSTAS	56
2.8.1. <i>Propostas interleaved com conversores clássicos</i>	56
2.8.2. <i>Propostas interleaved com conversores multiníveis</i>	58
2.9. ASSOCIAÇÕES PROPOSTAS PARA A OBTENÇÃO DE SAÍDA SIMÉTRICA	60
2.9.1. <i>Associações com conversores clássicos</i>	60
2.9.2. <i>Associações com conversores multiníveis</i>	62
3. PROPOSTA PRINCIPAL DE CONVERSOR CC-CC	64
3.1. CONTROLES APLICADOS AO CONVERSOR PROPOSTO	70

3.2.	SIMULAÇÕES PRELIMINARES COM O CONVERSOR PROPOSTO	74
3.3.	ESTUDO ANALÍTICO DA TOPOLOGIA PROPOSTA.....	79
3.3.1.	<i>Cálculo de projeto dos capacitores de saída</i>	85
3.3.2.	<i>Cálculo de projeto do indutor</i>	89
3.4.	PROJETO DO COMPENSADOR C(S).....	95
3.5.	RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM O CONVERSOR PROPOSTO.....	97
3.5.1.	<i>Testes com o circuito de gate drive</i>	100
3.5.2.	<i>Testes com a Ponte-H e sua a lógica de controle</i>	102
3.5.3.	<i>Testes de geração de tempo morto</i>	104
3.5.4.	<i>Testes velocidade de comutação da Ponte-H implementada</i>	105
3.5.5.	<i>Verificação do equilíbrio da tensão do ponto central (malha aberta)</i>	106
3.5.6.	<i>Testes do circuito em malha fechada</i>	109
3.6.	ANÁLISE EXPERIMENTAL DA MODELAGEM DO CONVERSOR.....	112
3.6.1.	<i>Resultados experimentais com inversor NPC</i>	119
4.	CONVERSORES INTERLEAVED COM A PROPOSTA PRINCIPAL.....	124
4.1.	CONVERSOR <i>INTERLEAVED</i> 01 COM A PROPOSTA PRINCIPAL	124
4.1.1.	<i>Controle aplicado ao conversor Interleaved 01</i>	126
4.1.2.	<i>Simulações com o conversor Interleaved 01</i>	127
4.2.	PROPOSTA <i>INTERLEAVED</i> 02 COM A PROPOSTA PRINCIPAL.....	130
4.2.1.	<i>Controles aplicados ao conversor Interleaved 02</i>	132
4.2.2.	<i>Simulações com o conversor Interleaved 02</i>	134
4.3.	SISTEMA <i>MULTI-STRING</i> COM O CONVERSOR PROPOSTO.....	137
5.	CONCLUSÃO.....	141
6.	PROPOSTAS FUTURAS	144
7.	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	145
	ANEXOS	155
	ANEXO 1 –SOFTWARE UTILIZADO PARA O CONTROLE DO INVERSOR NPC NOS EXPERIMENTOS.....	155
	ANEXO 2 – FOTOGRAFIAS DAS MONTAGENS EM BANCADA COM O PROTÓTIPO DESENVOLVIDO	157
	ANEXO 3 – BLOCO DE CONTROLE E PLACA DE PROTEÇÃO (GERAÇÃO DE “TEMPO MORTO”)	158
	ANEXO 4 – PLACA DE POTÊNCIA 1	159
	ANEXO 5 – PLACA DE POTÊNCIA 2	160
	ANEXO 6 – MONTAGEM EM BANCADA COM O INVERSOR NPC + MOTOR DE INDUÇÃO	161

Índice de Figuras

Fig. 1: Participação das Fontes Renováveis e Não-renováveis na OIE. (BEN 2008 e BEM 2009).	1
Fig. 2: Sistemas autônomos de geração de energia.	6
Fig. 3: Sistemas de geração distribuída interligados à rede elétrica.	7
Fig. 4: Fluxo de energia em um sistema fotovoltaico isolado.	9
Fig. 5: Configuração de geração fotovoltaica tipo agrupada.	11
Fig. 6: Configuração de geração fotovoltaica tipo <i>String</i>	12
Fig. 7: Configuração de geração fotovoltaica tipo <i>Multi-string</i>	13
Fig. 8: Configuração de geração fotovoltaica tipo <i>ac-module</i>	15
Fig. 9: Conversores CC-CC aplicados em sistemas de geração isolada.	16
Fig. 10: Aplicações de interesse deste estudo.	18
Fig. 11: Inversor Multinível NPC de 3 níveis.	19
Fig. 12: Aplicação monofásica de injeção de energia na rede elétrica.	19
Fig. 13: Técnica de modulação tipo <i>PWM</i>	23
Fig. 14: Estrutura elementar de um conversor CC-CC não isolado.	25
Fig. 15: Associações de conversores CC-CC para obtenção de saída simétrica.	27
Fig. 16: Topologias clássicas com saída positiva.	28
Fig. 17: Uma variação da topologia <i>Buck-boost</i> bidirecional.	31
Fig. 18: Topologias clássicas com saída negativa.	33
Fig. 19: Topologias <i>Fly-inductor</i>	35
Fig. 20: Topologia <i>Boost</i> em cascata (saída positiva).	37
Fig. 21: Topologia <i>Ultra-lift Luo</i> (saída negativa).	38
Fig. 22: Topologia <i>Boost Interleaved</i> convencional.	39
Fig. 23: Técnica de controle em topologias <i>Interleaved</i>	40
Fig. 24: Sinais de controle em topologias <i>Interleaved</i>	40
Fig. 25: Indutor acoplado para uso em topologias <i>Interleaved</i>	41
Fig. 26: Conversor <i>Boost</i> com indutor acoplado.	42
Fig. 27: Topologia <i>Buck-Boost</i> bidirecional <i>Interleaved</i>	43
Fig. 28: <i>Buck-Boost</i> bidirecional <i>Interleaved 2</i>	43
Fig. 29: Topologias <i>Boost</i> multiníveis (saída positiva).	44

Fig. 30: Exemplo de aplicação do controlador tipo <i>ON-OFF</i>	46
Fig. 31: Topologias <i>Buck-boost</i> multiníveis (saída negativa).	48
Fig. 32: Topologias <i>Zeta</i> multiníveis (saída positiva).	50
Fig. 33: Topologias <i>Sepic</i> multiníveis (saída positiva).	52
Fig. 34: Topologias <i>Ćuk</i> multiníveis (saída negativa).	53
Fig. 35: <i>Boost</i> multinível <i>interleaved</i>	54
Fig. 36: Conversores <i>interleaved</i> propostos.	56
Fig. 37: Conversores Multiníveis <i>interleaved</i> propostos.	58
Fig. 38: Associações de conversores clássicos para obtenção de saída simétrica.	60
Fig. 39: Associações de conversores multiníveis para obtenção de saída simétrica.	62
Fig. 40: Proposta principal de conversor CC-CC.	64
Fig. 41: Conversor CC-CC <i>Full-bridge</i> convencional.	66
Fig. 42: Sinais lógicos típicos do controle da Ponte-H.	67
Fig. 43: Conversor CC-CC <i>Full-bridge</i> com estágio de saída dobrador de tensão.	68
Fig. 44: Modificação do controle convencional aplicado em conversores <i>Full-bridge</i>	70
Fig. 45: Controle tipo <i>ON-OFF</i> aplicado ao conversor proposto.	71
Fig. 46: Sinais de controle da Ponte-H, com o controlador <i>ON-OFF</i>	72
Fig. 47: Limitação da frequência de comutação no controlador <i>ON-OFF</i>	73
Fig. 48: Exemplo de aplicação considerado nas simulações.	74
Fig. 49: Sequência de chaveamento das chaves do inversor NPC.	75
Fig. 50: Tensões típicas produzidas pelo inversor NPC.	76
Fig. 51: Resultados com controlador de ganho $K_p=100$	77
Fig. 52: Resultado com controlador com ganho $K_p=10000$	78
Fig. 53: Tensão de saída V_o e tensão Fase-Fase produzida pelo NPC.	78
Fig. 54: Topologia proposta.	79
Fig. 55: Tipos de carga aplicáveis à topologia proposta.	80
Fig. 56: Diagrama de controle da topologia proposta.	81
Fig. 57: Teste com o circuito <i>anti-chattering</i>	81
Fig. 58: Posições do controlador <i>ON-OFF</i> e suas regras de controle para as chaves. ...	82
Fig. 59: Modelos equivalentes para a Posição 1.	82
Fig. 60: Modelos equivalentes para a Posição 2.	83
Fig. 61: Formas de onda idealizadas da operação do conversor proposto.	84

Fig. 62: Simulação exemplo para a análise do <i>ripple</i> da tensão saída.	87
Fig. 63: Análise do conversor proposto em MCC.	89
Fig. 64: Modelo para cálculo da indutância mínima.	91
Fig. 65: Correntes no indutor (i_L).	92
Fig. 66: Correntes no indutor (i_L).	95
Fig. 67: Diagrama da montagem utilizada nos experimentos.	97
Fig. 68: Diagrama da montagem utilizada nos experimentos.	98
Fig. 69: Simplificação Booleana da lógica de controle.	99
Fig. 70: funcionalidades da Placa de Proteção.	99
Fig. 71: Testes de resposta de frequência do circuito <i>gate drive</i>	100
Fig. 72: Testes de acionamento da Ponte-H.	103
Fig. 73: Testes de geração de tempo morto (t_d) nas transições (saída da Ponte-H).	104
Fig. 74: Exemplo da medição do tempo de comutação: $t_f=65\text{ns}$	105
Fig. 75: Verificação do controlador da tensão do ponto central.	106
Fig. 76: Controle de tensão em malha fechada.	109
Fig. 77: Esquema de montagem do experimento.	112
Fig. 78: Sinal <i>PWM</i> ($D=0,5$) e tensão de entrada ajustada.	113
Fig. 79: Sinal V_{ca} (saída da Ponte-H, $D=0,5$).	113
Fig. 80: Tensões de saída ($V_o \approx 225\text{ V}$).	114
Fig. 81: Corrente no indutor.	114
Fig. 82: Análise da corrente e tensão no indutor.	115
Fig. 83: Corrente no indutor ($L=0,8\text{ mH}$) e tensão V_o	116
Fig. 84: Corrente no indutor ($L=L_{min}=2\text{ mH}$) e tensão V_o	116
Fig. 85: Montagem contendo o inversor NPC e lâmpadas em conexão Y.	119
Fig. 86: Resultados com inversor NPC e carga trifásica resistiva (lâmpadas).	120
Fig. 87: Montagem contendo o inversor NPC e o motor como carga.	120
Fig. 88: Resultados com inversor NPC e motor de indução trifásico.	121
Fig. 89: Tensão de barramento (V_o) e tensão Fase-Fase do inversor NPC.	122
Fig. 90: Tensão de barramento (V_o) e tensão Fase-Fase do inversor NPC.	122
Fig. 91: Corrente de linha (CH1) e tensão Fase-Fase (CH2) do motor.	123
Fig. 92: Conversor <i>interleaved</i> 01 com a proposta principal.	124
Fig. 93: Exemplo de aplicação com o conversor <i>interleaved</i> 01.	125

Fig. 94: Controlador <i>ON-OFF</i> aplicado ao conversor <i>Interleaved</i> 01.	126
Fig. 95: Características do painel fotovoltaico modelado.	128
Fig. 96: Resultados de simulação com o conversor <i>Interleaved</i> 01.	128
Fig. 97: Exemplo de aplicação com o conversor principal <i>interleaved</i> 02.....	130
Fig. 98: 1ª proposta de controle aplicada ao conversor <i>Interleaved</i> 02.....	132
Fig. 99: 2ª proposta de controle aplicada ao conversor <i>Interleaved</i> 02.....	133
Fig. 100: Topologia <i>Interleaved</i> 02 (proposta de controle 1).....	134
Fig. 101: Topologia <i>Interleaved</i> 02 (proposta de controle 2).....	135
Fig. 102: Aplicação do conversor proposto na configuração tipo <i>Multi-string</i>	137
Fig. 103: Aplicação do conversor proposto na configuração tipo <i>Multi-string</i>	138

Índice de Tabelas

Tabela 1: Custos de implantação de usinas geradoras (Fonte: ANEEL 2006).....	4
Tabela 2: Lógica de controle dos conversores <i>Fly-inductor</i>	36
Tabela 3: Lógica de equalização de tensão aplicada às topologias <i>Boost</i> multiníveis...	47
Tabela 4: Validação do cálculo de <i>ripple</i> das tensões V_{o1} e V_{o2}	88
Tabela 5: Resultados experimentais do controle da tensão do ponto central.....	107
Tabela 6: Resultados com controle de tensão em malha fechada ($V_o=220V$).....	110

1. Introdução

1.1. Cenário atual da matriz energética nacional

A grande demanda mundial por energia elétrica e a crescente necessidade de redução do impacto ambiental são temas de grande importância na atualidade. Outros assuntos bastante importantes são a busca por medidas para o uso racional da energia e a discussão sobre a sustentabilidade energética do planeta, teoricamente possível de ser alcançada com o uso de fontes potencialmente limpas e renováveis. Isso vem forçando os países, de forma geral, a buscarem novas fontes de energia, principalmente explorando os recursos energéticos renováveis. Neste contexto, o uso de fontes alternativas de energia de baixo impacto ambiental vem se destacando no cenário mundial e é um dos tópicos mais relevantes de pesquisa do setor energético na atualidade.

Segundo o Ministério de Minas e Energia, através do relatório apresentado pelo BEN 2008 e 2009 (Balanço Energético Nacional) [1], documento tradicional do setor energético brasileiro que divulga, anualmente, uma extensa pesquisa e a contabilidade relativas à Oferta Interna de Energia (OIE) e ao consumo de energia, o Brasil caminha na direção da matriz energética mundial, onde há uma maior participação de gás natural e uma menor participação de hidroelétricas. Entretanto, ainda apresenta situação privilegiada quanto a utilização de fontes renováveis, conforme apresentado na Fig. 1.

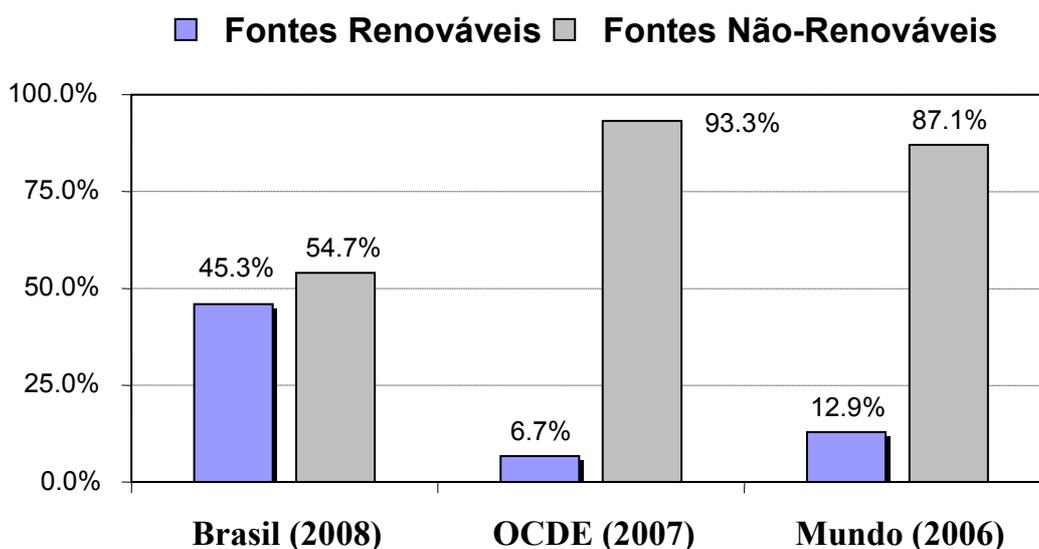


Fig. 1: Participação das Fontes Renováveis e Não-renováveis na OIE. (BEN 2008 e BEM 2009).

Segundo os dados divulgados em 2009, no país, em 2008, 45,3% da OIE (Oferta Interna de Energia) foi de energia renovável, enquanto que, em 2006, a média mundial foi de 12,9% e nos países da OCDE (Organização para a Cooperação e Desenvolvimento Econômico), foi de apenas 6,7% no ano de 2007.

Nos dados divulgados pelo BEN 2010, o Brasil ainda apresenta uma matriz de geração elétrica de origem predominantemente renovável, sendo que a geração interna do tipo hidráulica responde por um montante de 76% da oferta.

Dados assim têm colocado o Brasil como exemplo de um país que procura aproveitar o seu potencial energético, dando efetiva contribuição ao desenvolvimento de um modelo de matriz energética com baixos impactos de poluição ambiental, apesar dos problemas ambientais associados à construção de usinas hidroelétricas. Entretanto, o país ainda possui uma participação muito reduzida no cenário mundial de utilização da energia fotovoltaica, sendo que nem mesmo participa dos dados estatísticos de entidades importantes do setor de geração fotovoltaica como, por exemplo, a IEA (*International Energy Agency*) [2].

De acordo com estudos apresentados em prospecção tecnológica em energia, pelo CGEE (Centro de Gestão e Estudos Estratégicos) [3], órgão supervisionado pelo MCT (Ministério de Ciência e Tecnologia), com relação à tecnologia e desenvolvimento de pesquisas no setor energético, de um modo geral, é possível verificar que existe uma forte tendência mundial em se priorizar desenvolvimento em P&D (Pesquisa e Desenvolvimento) na direção de tecnologias que contribuam para conferir maior sustentabilidade ambiental, maior qualidade de energia e segurança de fornecimento.

No curto prazo, ainda na perspectiva internacional, os maiores desafios na área podem ser identificados com esforços para P&D e difusão de tecnologias para uso eficiente de energias renováveis, disseminação de tecnologias de geração distribuída e armazenamento de energia. Existe também uma forte tendência para geração distribuída de eletricidade através do desenvolvimento de micro turbinas usando gás natural e outros combustíveis, de pilhas a combustível, de sistemas de geração fotovoltaica e de sistemas eólicos.

O estudo apresentado ainda ressalta pontos importantes quanto às diferentes fontes de energia e sua participação na matriz energética nacional, tais como:

- ↳ A geração de energia através da conversão fotovoltaica tem sido preferível à alternativa via térmica. Sua modularidade já demonstra aplicações importantes para regiões isoladas e poderá ser crescentemente importante para aplicações de maior porte em 10-20 anos, para os sistemas interconectados à rede elétrica;
- ↳ A energia eólica apresenta um panorama bastante diferente da energia solar, pois já possui maturidade tecnológica e escala de produção industrial. Hoje essa tecnologia está para se tornar economicamente viável para competir com as fontes tradicionais de geração de eletricidade, além de existir um grande potencial eólico a ser explorado;
- ↳ A tecnologia de pilhas a combustível tem despertado muito interesse recentemente e recebido grandes investimentos internacionais, tanto para aplicações móveis como estacionárias. O Brasil já possui um plano de P&D específico para essa área: o Programa Brasileiro de Células a Combustível, que identifica grupos de pesquisas e sugere um trabalho em conjunto.

Através desses pontos apresentados pelo CGEE é possível verificar que o Brasil ainda pode aumentar sua participação no uso de energias renováveis e ainda falta muito para que possa ter, de forma efetiva, um cenário energético voltado para novas tecnologias que possam aumentar a capacidade de geração do país, e que o coloque em uma posição ainda mais confortável no que diz respeito aos impactos ambientais causados pelo uso dos recursos energéticos [3].

No mundo a tendência é que, das diversas fontes de energia renováveis e sistemas de armazenamento de energia, a utilização da energia fotovoltaica assuma um papel muito expressivo nas próximas décadas, tendo crescido mais de 30% ao ano e apresentado custos de implantação reduzindo cada vez mais [4], motivo pelo qual, neste estudo, será dado ênfase aos sistemas de geração e aplicações envolvendo painéis solares.

1.2. Geração de energia fotovoltaica

A geração elétrica através de tecnologia fotovoltaica possui uma forte restrição de mercado, o custo, que dificulta sua difusão e ampliação em sistemas domiciliares e implantação de usinas fotovoltaicas. Na Tabela 1, são apresentados os valores típicos para a implantação de diferentes usinas geradoras de energia elétrica, através de levantamentos feitos pela ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) e pela CESP (Companhia Energética de São Paulo) [5]-[6].

Tabela 1: Custos de implantação de usinas geradoras (Fonte: ANEEL 2006)

Tipo de Geração	Custo de Implantação ANEEL [US\$/W]	Custo de Implantação CESP [US\$/W]
Termelétrica a Diesel	0,40 a 0,50	0,35 a 0,50
Termelétrica a gás	0,40 a 0,65	0,35 a 0,50
Termelétrica a vapor	0,80 a 1,0	-
Termelétrica ciclo combinado	0,80 a 1,0	-
Pequenas centrais hidroelétricas	1,0	-
Geração eólica	1,20 a 1,50	1,0
Células Fotovoltaicas	-	5,0 a 10,0

Como pode ser constatada, a geração de energia fotovoltaica ainda é vista como a mais onerosa dos sistemas de geração. Entretanto, verifica-se que os cálculos acima se tornam incoerentes, pois não contabilizam os custos ambientais e sociais da geração centralizada tradicional, além dos gastos com operação, transmissão, distribuição, manutenção e o elevado custo com combustíveis, no caso das usinas térmicas.

Com a redução anual dos custos dos sistemas solares, redução das dificuldades de transferência de tecnologia para o país e o fortalecimento de políticas que incentivem a geração descentralizada, espera-se que os sistemas solares se tornem economicamente competitivos em curto prazo [4], [6]-[7].

Uma publicação recente por uma empresa americana, localizada em *Tempe*, no Arizona, denominada *First Solar*, já apresenta resultados capazes de mudar o quadro comparativo apresentado pela Tabela 1 [8]. A empresa anuncia seus painéis solares com tecnologia inovadora a um custo de US\$ 1/Watt, um valor que apresenta uma

redução bastante relevante em relação aos atuais valores encontrados no mercado. O estudo ainda apresenta estimativas de outras empresas fabricantes de painéis fotovoltaicos que, dentro de dois anos, terão o custo de seus produtos a US\$ 0,7/Watt, aumentando a competição comercial com os sistemas tradicionais de geração.

O mercado promissor e competitivo da energia solar promete ser uma das soluções reais para aumentar a sustentabilidade do setor energético, com contribuições significativas ao meio ambiente, embora persistam os problemas da não geração de energia em períodos noturnos ou nublados e o uso de baterias em alguns destes sistemas. Entretanto, a maioria das aplicações fotovoltaicas de alta potência, não envolve o uso de baterias e são crescentes as aplicações de injeção da energia gerada à rede de distribuição [4].

Um ponto importante da energia solar é a sua possibilidade de utilização de forma descentralizada, promovendo o desenvolvimento social e econômico de regiões não atendidas pelo sistema elétrico tradicional. Porém, a mudança de paradigma de que o sistema centralizado não é necessariamente a única maneira de fornecer energia elétrica leva tempo para ser assimilada [6]. Atualmente observa-se que as pesquisas em energia solar estão caminhando tanto na direção da geração centralizada quanto descentralizada.

A seguir serão apresentados os principais tipos de sistemas de geração fotovoltaicos, conforme apresentado em [4], [6], [9], [10]-[12].

1.2.1. Sistemas de geração centralizada

Nesse tipo de situação, os arranjos de painéis fotovoltaicos são agrupados em grandes números e formam uma usina geradora local que, com o uso de linha de transmissão, irá distribuir energia aos pontos de consumo. Em geral os sistemas centralizados possuem uma potência elevada e o objetivo principal é o fornecimento de energia em conexão com a rede elétrica. Entretanto, podem existir pequenas centrais geradoras que atendam a uma determinada aplicação ou região.

Em setembro de 2004 foi inaugurado um dos maiores sistemas fotovoltaicos do mundo conectado à rede elétrica, com potência de 5 MW de pico, composto por 33.500 arranjos, situado próximo de *Leipzig*, na Alemanha, fornecendo energia para 1.800 residências. Já em agosto de 2005 foi iniciada a construção de uma geração ainda maior,

com potência de 10 MW pico, na *Bavária*, também na Alemanha. Este sistema consiste em aproximadamente 62.500 arranjos, podendo abastecer cerca de 3.300 residências alemãs e, em 2008, foram instalados sistemas com potências da ordem de 40 MW, numa “fazenda solar” localizada em *Brandis*, Alemanha.

1.2.2. Sistemas de geração distribuída ou dispersa

Define-se geração distribuída como a geração elétrica produzida perto do local do consumo, independentemente da dimensão, tecnologia ou da fonte primária de energia. Neste tipo de geração cada consumidor tem a oportunidade de gerar sua própria energia, para atender determinadas situações e, em casos onde há total ausência da rede elétrica convencional, a adoção de um sistema próprio de geração de energia fotovoltaica passa a ser uma solução importante para garantir o desenvolvimento da região.

Existem, basicamente, dois tipos de geração distribuída: a geração autônoma e a geração distribuída com conexão à rede elétrica.

A geração autônoma

É o tipo de geração que ocorre de forma totalmente independente da rede elétrica convencional e, na maioria das aplicações, a tensão contínua dos painéis fotovoltaicos é utilizada para alimentar um conversor CC-CA, mais conhecido como inversor, o qual irá alimentar a carga CA em questão. Na Fig. 2 é apresentado esse tipo de sistema.

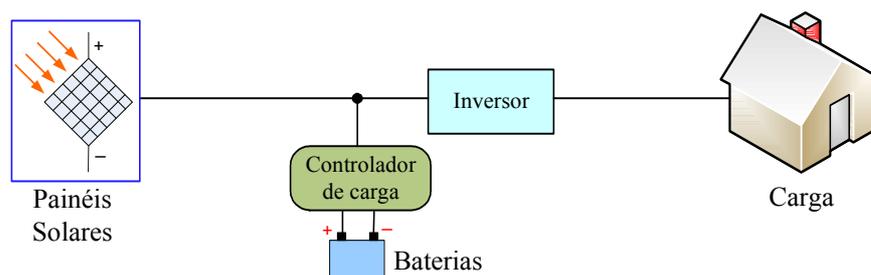


Fig. 2: Sistemas autônomos de geração de energia.

Alguns exemplos de aplicação de sistemas autônomos são apresentados a seguir:

- Eletrificações de comunidades em áreas remotas ou rurais;
- Posto de saúde em áreas remotas;
- Estações repetidoras de rádio microondas;

- Eletrificação de residências de veraneio;
- Sistemas de bombeamento de água;

Esse tipo de sistema possibilita que diversas regiões tenham acesso à eletricidade, permitindo que áreas rurais prosperem, aumentando a necessidade de mão-de-obra e, conseqüentemente, reduzindo os problemas sociais das cidades [6], [10].

Em situações onde a interrupção de energia é indesejável, torna-se necessário armazená-la, o que comumente é comumente feito com o uso de baterias (Fig. 2). Nesta situação, o aumento nos custos e os danos ambientais causados no descarte das mesmas são os maiores problemas, mas podem ser minimizados através da escolha adequada do tipo de bateria ou até mesmo a utilização de outras formas alternativas de armazenamento de energia, embora nem sempre sejam viáveis economicamente na atualidade [4], [10].

A geração distribuída com conexão à rede elétrica

Os sistemas de geração distribuída, quando interligados à rede elétrica convencional, utilizam painéis solares para atender à demanda energética de uma determinada carga, em conjunto com a rede elétrica. Quando a energia solar é superior ao consumo, o excedente é injetado na rede e, caso seja inferior, é complementado pelo sistema interligado. O uso de armazenadores de energia é dispensável, devido à disponibilidade da rede elétrica.

A Fig. 3 exemplifica a interligação de um sistema distribuído à rede elétrica.

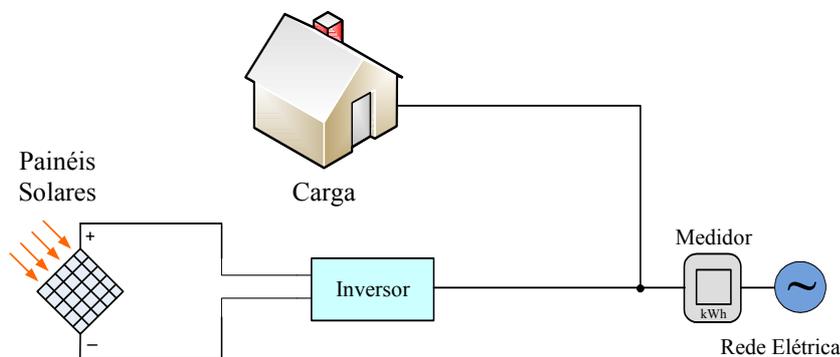


Fig. 3: Sistemas de geração distribuída interligados à rede elétrica.

As principais vantagens desses sistemas são: a dispensa do uso de acumuladores de energia (baterias), reduzindo o custo da instalação em aproximadamente 45% (gastos

com manutenção); o aumento significativo da eficiência do sistema e o alívio do sistema de distribuição da concessionária, em dias ensolarados.

A Alemanha, acompanhada da Espanha, é um dos países pioneiros e líderes na utilização da energia solar distribuída e interligada à rede de energia elétrica convencional. Entre 1990 e 1995, a Alemanha promoveu um programa de instalação de painéis fotovoltaicos conectados à rede em 1.000 telhados, vindo a atingir a marca de 2.250 equipamentos, com potência média de 2,6 kW por telhado, atingindo mais de 40 cidades e, atualmente, é claramente o país líder em geração de energia fotovoltaica, sendo o responsável por mais de 85% da capacidade total instalada na Europa, superando 1500MW de pico [4].

Os Estados Unidos, embora muito defasados em relação à Alemanha, também criaram seu programa de instalação de 1.000.000 de telhados solares, incluindo geração fotovoltaica, aquecimento de água com coletores solares, aquecimento e refrigeração residencial e aquecimento de piscina.

No Brasil, estudos apresentados no CBPE/2006 (Congresso Brasileiro de Planejamento Energético) [6] mostram que o custo do sistema interligado à rede elétrica é da ordem de 3 vezes o preço da energia convencional sem os impostos, os quais são responsáveis por um aumento de mais de 30% sobre seu valor e, embora haja forte tendência de queda no preço dos painéis solares, conforme apresentado pela empresa americana *First Solar* [8], quando se verifica os preços comerciais adotados, ainda se observa a relação aproximada de, no mínimo US\$ 4/Watt, desestimulando a maioria dos interessados em investimentos em “energia limpa”. Assim, uma política de incentivo fiscal às fontes renováveis distribuídas pode rapidamente reverter este quadro, tornando cada vez mais atraente e viável a implantação desse tipo de sistema distribuído.

1.3. Aspectos importantes dos sistemas fotovoltaicos

A energia gerada através de sistemas fotovoltaicos é considerada, de maneira geral, como um processo pouco eficiente, pois o rendimento dos painéis solares comerciais é da ordem de 14% atualmente, quando novos, e ainda apresenta uma redução em seu rendimento com o aumento da temperatura, afetando seus parâmetros nominais como a tensão e corrente de saída.

Existem diversas pesquisas voltadas para a melhoria do rendimento das células solares, porém, há outras etapas envolvidas na transformação da energia solar em energia elétrica, cujos índices de aproveitamento devem ser mapeados, identificando assim quais são os demais aspectos que devem ser trabalhados para melhorar a eficiência do conjunto [4], [6], [10].

A Fig. 4 apresenta as principais etapas envolvidas no processo convencional de transformação da energia solar em energia elétrica, com suas respectivas perdas.

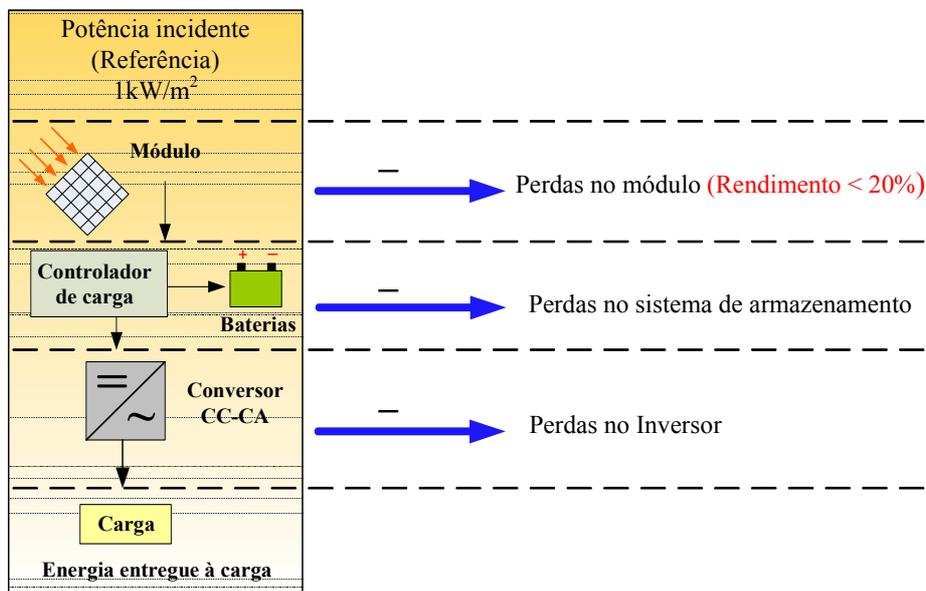


Fig. 4: Fluxo de energia em um sistema fotovoltaico isolado.

Nos sistemas de geração fotovoltaicos os painéis são conectados em ligações série-paralela, formando-se arranjos de painéis, de tal forma a se obter a tensão e corrente desejada. Em geral, há também conexão a um sistema de banco de baterias, caso a aplicação exija fornecimento ininterrupto de energia [13]-[15]. No estágio final existe, normalmente, um inversor conectado à carga em questão, ou à rede elétrica.

Entretanto, tanto a conexão com o banco de baterias como ao conversor ligado à carga, poderão ser controladas por um sistema com função de maximização de potência entregue pelos painéis, permitindo um aumento no desempenho total do sistema. Essa técnica é denominada *MPPT* (*Maximum Power Point Tracking*).

O sistema de *MPPT* é uma técnica de controle iterativa que, associada a um conversor CC-CC, permitirá o máximo aproveitamento da energia disponível. No caso do uso de baterias, caso haja excedente de energia, será possível o carregamento das baterias e o fornecimento simultâneo de energia para a carga.

Em sistemas conectados à rede elétrica, o sistema de *MPPT* permitirá o controle da injeção de energia na rede elétrica, baseado na máxima energia disponível [4].

O rastreamento do ponto de máxima potência, em sistemas de geração fotovoltaica é muito difundido na literatura atual [16]-[20], existindo uma grande variedade de técnicas.

O correto posicionamento dos painéis, aliado a uma escolha apropriada do local de instalação, pode ser destacado como um dos fatores mais importantes no aumento do rendimento do sistema instalado, tornando-se até mesmo mais preponderante que o uso de um sistema de rastreamento de máxima potência que, em alguns casos não é utilizado por questão de complexidade e aumento nos custos.

Na próxima seção serão apresentadas as principais configurações feitas com os painéis fotovoltaicos e seus inversores e essa análise servirá para delinear e identificar a problemática e o motivo principal deste estudo.

1.4. Configurações dos sistemas fotovoltaicos

Atualmente os sistemas de geração fotovoltaicos também podem ser classificados, quanto ao tipo de configuração adotada, em quatro categorias básicas: configuração agrupada ou centralizada (*centralized*), configuração tipo *String*, configuração tipo *Multi-string* e configuração tipo *ac-module* [4], [7], [9]. Essas configurações dizem respeito à forma em que seus arranjos de painéis, em conjunto com seus inversores, são arranjados. Os tipos de geração fotovoltaica citados anteriormente utilizam, em geral, uma das configurações apresentadas a seguir, ou até mesmo uma associação destas configurações.

1.4.1. Configuração agrupada (*Centralized*)

Na Fig. 5 é apresentada a configuração agrupada. Nesta configuração um ou mais painéis são conectados em série, formando um arranjo. Os arranjos, por sua vez, podem ser conectados em paralelo formando um único sistema com tensão e corrente dimensionados para cada aplicação. A conexão entre os arranjos é feita com o uso de diodos de proteção, impedindo que os arranjos atuem como carga, em situações de desequilíbrio de tensão nos mesmos. A ligação de todos os arranjos é usada para alimentar um único inversor, o qual poderá ser utilizado para suprir uma carga específica ou ser interligado à rede de distribuição [4], [7], [9].

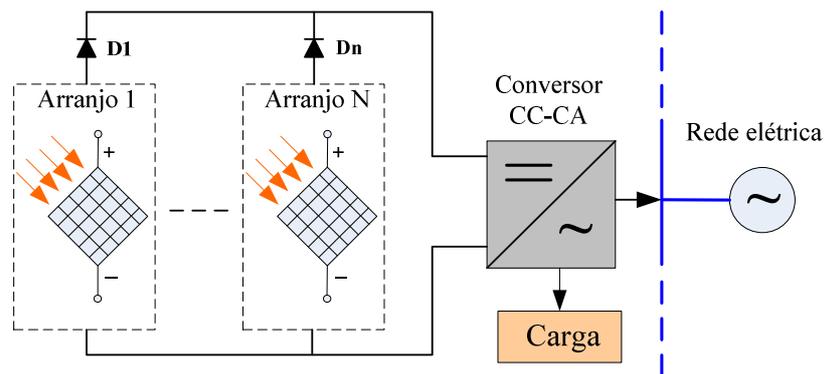


Fig. 5: Configuração de geração fotovoltaica tipo agrupada.

A configuração agrupada possui uma simplicidade maior em relação às demais, refletindo também no custo total. Entretanto, a existência de um único conversor de saída, projetado para a potência nominal da geração, torna o sistema pouco flexível em termos de aumento da capacidade de potência, sendo necessária, para isto, a substituição

do conversor de saída. Outra desvantagem é o aumento da vulnerabilidade a falhas e problemas relacionados à manutenção que, em ambos os casos, acarretarão uma inevitável paralisação total do sistema de geração.

Outro fator associado a este tipo de configuração é a existência de um único sistema de *MPPT*, não sendo eficiente para o rastreamento do máximo de potência de todos os painéis conectados no conjunto. Essas características tornam a configuração agrupada menos eficiente, motivo pelo qual vem sendo substituído por configurações distribuídas, conforme apresentado a seguir.

1.4.2. Configuração tipo *String*

A configuração do tipo *String* (Fig. 6) pode ser vista como uma versão reduzida da configuração agrupada, onde existem diversos painéis (ou módulos), formando arranjos de menor potência, compondo o sistema como um todo. Entretanto, cada ramo do sistema possui seu próprio inversor. Nesse tipo de configuração a flexibilidade é maior e, embora aumente também a possibilidade de falhas, a severidade das mesmas é reduzida, pois, dependendo do número de ramos (*strings*), a perda de uma das unidades geradoras, por motivos de falhas ou procedimentos de manutenção, não provoca paralisação do sistema [7], [9].

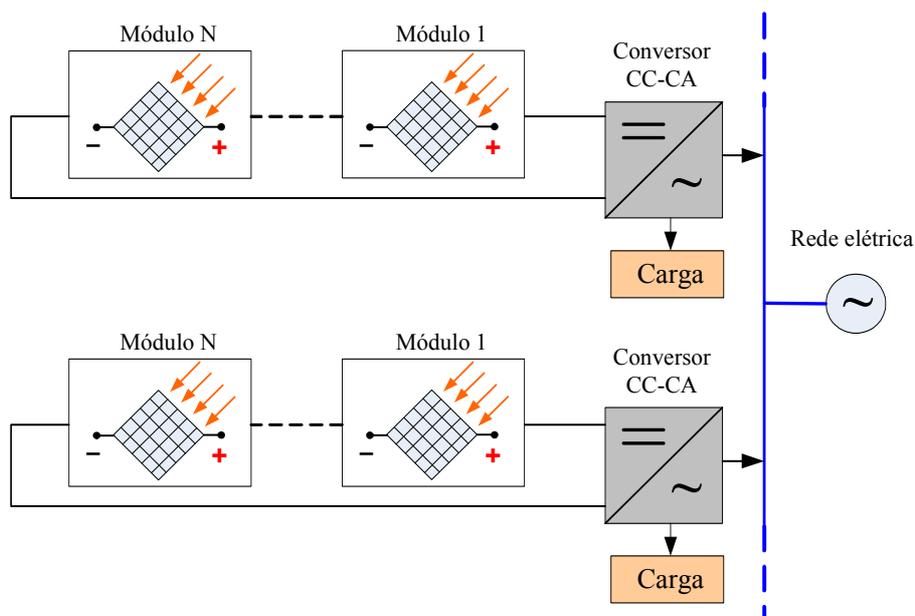


Fig. 6: Configuração de geração fotovoltaica tipo *String*.

Assim como no caso anterior, há também a possibilidade de que cada ramo (*string*) alimente uma carga específica e, de forma simultânea, injete o excedente da energia na rede de distribuição.

Considerando o termo “rede elétrica” (Fig. 6), de uma forma global, pode-se também considerar que cada ramo desse tipo de sistema seja uma geração fotovoltaica independente e conectada à rede elétrica, conforme mostrado na Figura 4, embora possa estar conectado em diferentes pontos da rede elétrica ou até mesmo em redes distintas.

O tipo de configuração tipo *String* é a mais utilizada atualmente e, embora tenha um custo maior que no caso anterior, apresenta como principal vantagem, além da já citada, a possibilidade de *MPPT* individual para cada ramo, aumentando a eficiência do sistema. Além disso, a facilidade de aumento de potência, com a adição de um novo ramo, garante um atrativo maior na utilização desse tipo de configuração, tornando-o quase um sistema do tipo “*plug-and-play*” independente.

1.4.3. Configuração tipo *Multi-string*

O último tipo de configuração analisada é apresentada na Fig. 7, sendo mais conhecida como configuração *Multi-string* [7], [9].

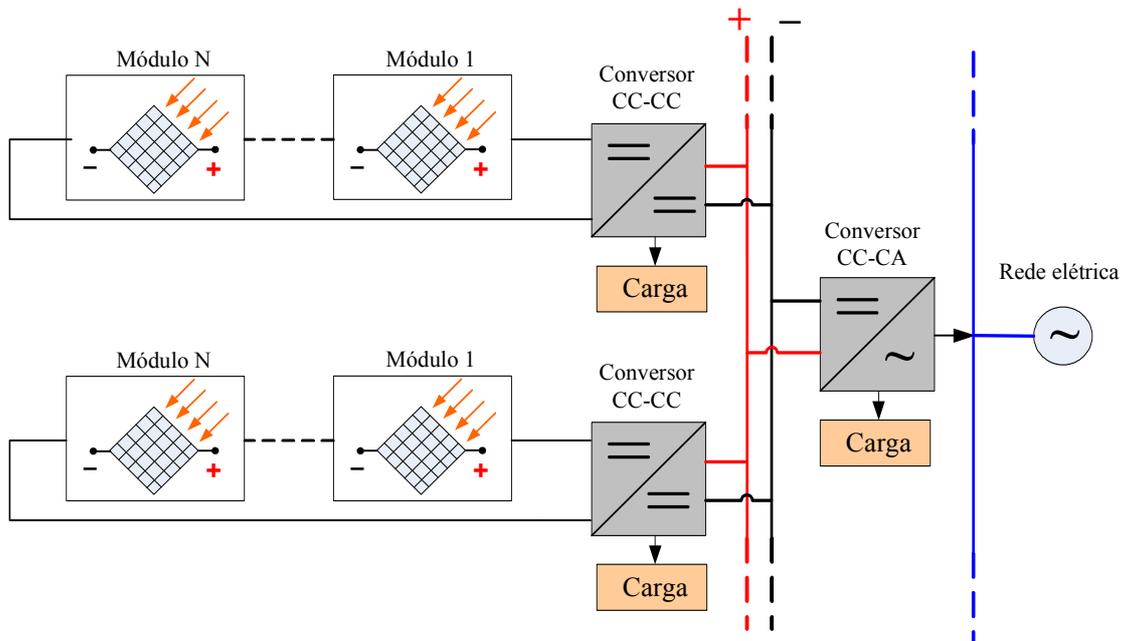


Fig. 7: Configuração de geração fotovoltaica tipo *Multi-string*.

Esta configuração se torna interessante em sistemas de grande porte e possui, assim como no caso da configuração tipo *String*, uma grande flexibilidade para o aumento da potência instalada. Porém, o uso de apenas um inversor de saída torna-a com características desfavoráveis da configuração agrupada (Fig. 5), como a questão de uma possível necessidade de substituição do conversor de saída, em casos de aumento da potência, bem como preocupações quanto a falhas e procedimentos de manutenção neste conversor. Todavia, esse tipo de configuração tem as vantagens das configurações agrupada (custo e simplicidade) e tipo *String* (flexibilidade e controle individual de *MPPT*).

Nos sistemas com configuração tipo *Multi-string*, são associados painéis (ou módulos), formando arranjos, e conectados aos seus respectivos conversores CC-CC, cujas saídas formam um único barramento de tensão contínua para alimentação do inversor de saída. Cada conversor CC-CC, por sua vez, poderá também alimentar uma carga específica.

Um controle adequado do conversor CC-CA, aplicado em conjunto com os controles de cada conversor CC-CC, permitirá ao sistema regular o nível do barramento CC desejado e utilizar a potência total disponível, de modo que cada ramo opere em seu ponto de máxima potência.

Assim como no sistema centralizado (Fig. 5), o inversor deverá ser projetado para as características nominais da potência total do sistema e poderá ser utilizado tanto para alimentação de uma carga específica como injeção do excedente de energia na rede de distribuição.

A existência de um único barramento CC desperta grande interesse no uso deste tipo de configuração em aplicações onde diversas fontes geradoras de energia sejam interligadas ao barramento CC único, concentrando assim toda a potência em um único inversor de saída. Um exemplo a ser citado é a interligação de geradores eólicos e sistemas fotovoltaicos, com potências diferentes entre si, para a formação de um único sistema de geração.

1.4.4. Configuração tipo *ac-module*

Na Fig. 8 é apresentado o último tipo de configuração analisado, sendo praticamente semelhante à configuração do tipo *String* (Fig. 6) e, em geral, utiliza apenas um painel (ou módulo), para cada conversor CC-CA, no agrupamento do sistema total.

Na configuração *ac-module*, cada painel é conectado ao seu próprio inversor, para alimentar uma carga específica e se conectar à rede elétrica [9]. Esse tipo de configuração é utilizado basicamente em sistemas de baixa potência, onde a tensão de saída do painel fotovoltaico é baixa, necessitando de grandes fatores de elevação na tensão para que se possa aplicá-lo na injeção de energia na rede elétrica convencional.

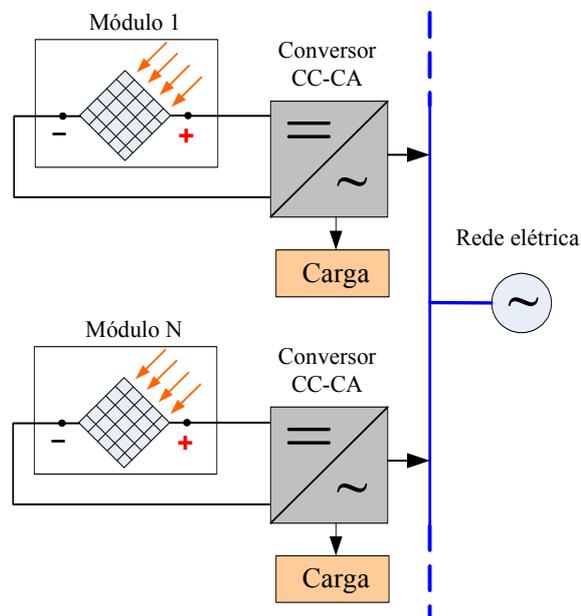


Fig. 8: Configuração de geração fotovoltaica tipo *ac-module*.

1.5. Motivações do estudo

Nesta seção serão abordados os principais fatores que motivaram esse estudo. São: a importância e as aplicações dos conversores CC-CC nos sistemas de geração fotovoltaicos.

1.5.1. Importância dos Conversores CC-CC

Na seção anterior foram apresentadas as configurações, tradicionalmente feitas com os painéis (ou módulos) fotovoltaicos. Entretanto, nas configurações apresentadas pelas Figs. 5 e 6, foi omitido o uso dos conversores CC-CC, embora também sejam aplicáveis. Nestes casos, o conversor CC-CC teria a função de produzir uma tensão de saída regulada para alimentar o barramento CC do inversor, mesmo diante das variações de tensão dos arranjos fotovoltaicos, causadas por variações de insolação, das condições climáticas e, principalmente, pela potência drenada.

Apenas em situações onde se deseja única e exclusivamente a injeção de energia na rede é que se pode desconsiderar o uso dos conversores CC-CC atuando como interface entre os arranjos e o inversor, bastando para isso selecionar uma tensão total dos painéis fotovoltaicos de forma apropriada, de tal modo a alimentar diretamente o barramento do inversor.

Na Fig. 9 é mostrada uma aplicação típica dos conversores CC-CC em sistemas isolados (sistemas de geração descentralizados), conforme apresentado pela Fig. 2, no acionamento de uma carga específica, em especial, um motor. Nessa situação não está sendo considerado o uso de banco de baterias e o conversor CC-CC irá fornecer como saída um barramento regulado para a alimentação do inversor.

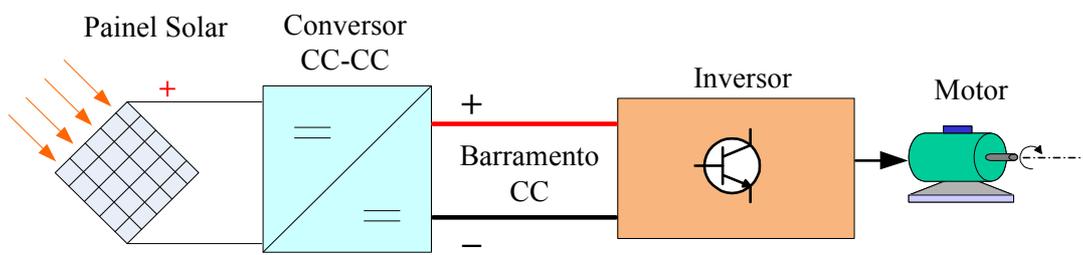


Fig. 9: Conversores CC-CC aplicados em sistemas de geração isolada.

Em aplicações que exijam uma operação em conjunto com um banco de baterias, os conversores CC-CC serão imprescindíveis no processo de carregamento das baterias e no controle de *MPPT*, responsável pelo máximo aproveitamento da energia disponível, seja para o carregamento das baterias como para a alimentação simultânea de uma determinada carga.

Portanto, os conversores CC-CC requerem um estudo especial, dada a sua importância em sistemas de geração fotovoltaica, e será um dos itens fundamentais desse trabalho.

Por questões de simplificação e aumento da eficiência nas aplicações, neste estudo será feita uma revisão bibliográfica abordando apenas conversores CC-CC elevadores de tensão (*Step-up converters*) e inseridos na classe dos conversores não isolados (*transformerless DC-DC converters*) [4], [21]-[24], uma vez que os sistemas fotovoltaicos possuem, em geral, uma tensão de saída abaixo da tensão nominal desejada. Todavia, isto dependerá da configuração adotada, conforme mostrado na seção 1.4.

Alguns conversores a serem analisados, no entanto, podem operar tanto como elevador ou abaixador de tensão (*Buck-boost converters*). Neste caso há uma maior flexibilidade do sistema, pois proporciona uma maior liberdade quanto à escolha da tensão nominal dos arranjos fotovoltaicos.

O controle aplicado aos conversores CC-CC em análise neste trabalho será do tipo *PWM* (*Pulse width modulation*), bastante conhecido e difundido na literatura [25]. Os aspectos mais relevantes dessa técnica de modulação aplicada nos conversores CC-CC serão abordados em seções futuras.

1.5.2. Aplicações de interesse

Dentre as diversas aplicações existentes para os sistemas de geração fotovoltaica, serão analisadas neste estudo somente as apresentadas pela Fig. 10. A configuração de interesse é do tipo distribuído agrupado, conforme apresentado na Fig. 7.

Na Fig. 10 pode ser vista a aplicação onde diversos arranjos fotovoltaicos distintos são conectados aos seus respectivos conversores CC-CC para a obtenção de um único barramento CC, com tensão em simetria, o qual é utilizado para alimentar um inversor multinível. O conversor CC-CC considerado nessa Figura será o conversor proposto neste trabalho e, na seção seguinte, serão apresentadas as principais características deste inversor.

O inversor utilizado será do tipo multinível NPC de 3 níveis (*Neutral-Point-Clamped*) [26] e será empregado, basicamente, em duas aplicações: o acionamento de máquinas trifásicas e aplicações de injeção de energia na rede elétrica. Uma breve descrição destas aplicações e a motivação da escolha do tipo de inversor serão apresentadas a seguir.

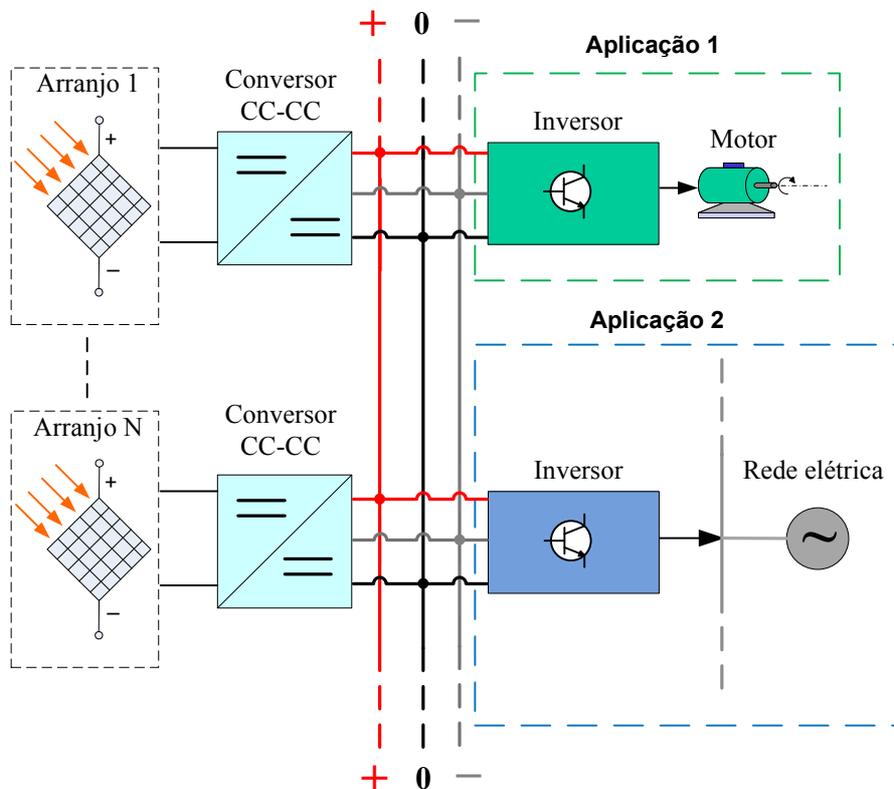


Fig. 10: Aplicações de interesse deste estudo.

Aplicação 1

A Fig. 11 ilustra o caso onde é utilizado um barramento CC simétrico, regulado, para o acionamento de uma máquina trifásica, com o uso de um inversor NPC.

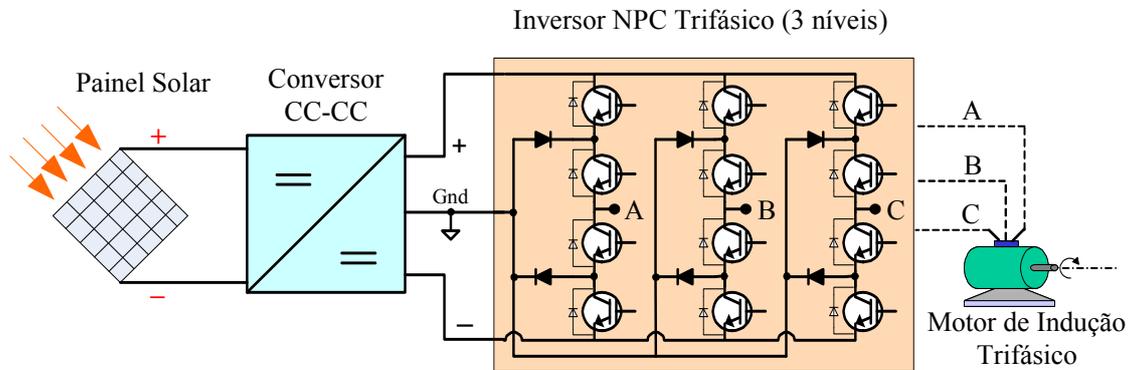


Fig. 11: Inversor Multinível NPC de 3 níveis.

Podem ser citados como aplicações o bombeamento de água ou, o uso de motores trifásicos para diversos fins.

Aplicação 2

A injeção de energia na rede elétrica vem sendo amplamente discutida na literatura. A Fig. 12 apresenta um exemplo da conexão do conversor CC-CC a um inversor NPC monofásico (apenas uma “perna” tipo NPC de 3 níveis), para injeção de energia na rede elétrica [9], [12], [21], [27] e [28].

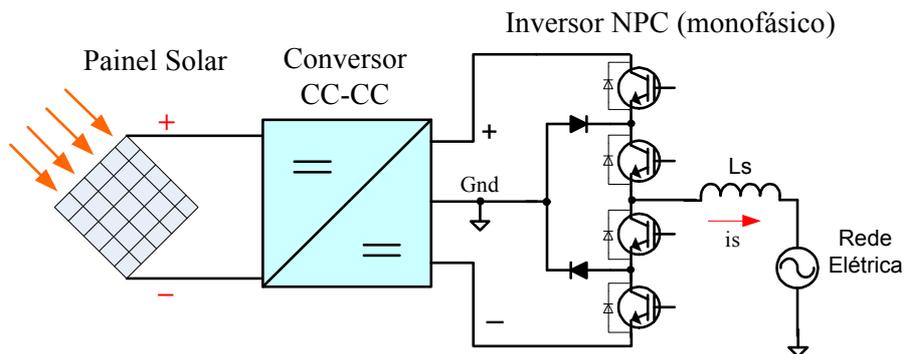


Fig. 12: Aplicação monofásica de injeção de energia na rede elétrica.

1.5.3. Escolha do tipo de inversor utilizado

Conforme apresentado anteriormente, o inversor é um dos elementos de maior importância nos sistemas de geração fotovoltaica. Os inversores VSI (*Voltage Source Inverter*) tipo *PWM*, principalmente trifásicos, vêm sendo usados amplamente em aplicações industriais [25], [29]. Porém, na maioria dos casos, são utilizados inversores VSI convencionais, também conhecidos como inversores de 2 níveis. Quando se deseja uma melhoria na qualidade da tensão de saída, uma das opções adotadas é o uso de inversores multiníveis. Apesar de possuir um controle mais complexo que o inversor convencional com controle do tipo *PWM*, as topologias multiníveis têm atraído a atenção devido a algumas vantagens como [4], [26], [30]-[35]:

- ↳ Redução dos valores de dv/dt nas chaves, auxiliando na redução de perdas, visto que cada chave opera com uma frequência de chaveamento menor e com somente uma parcela da tensão do barramento CC;
- ↳ Redução da distorção harmônica produzida (THD%), onde a mesma qualidade da tensão ou corrente de saída é obtida com uma frequência de chaveamento muito inferior, quando comparado com um inversor VSI convencional.

Dentre os diferentes tipos de inversores multiníveis, pode-se destacar o tipo NPC (*Neutral-point Clamped*), que tem sido usado em diversas aplicações industriais e já se encontra com tecnologia bastante consolidada, conforme [36]-[37].

Dentre as aplicações em destaque com este inversor estão os sistemas com interligação à rede elétrica [9], [11], [27]-[28], [38], conforme apresentado pela Fig. 12. Entretanto, mesmo considerando as vantagens intrínsecas que os inversores multiníveis apresentam, as aplicações em baixa potência ainda são muito restritas e pouco abordadas na literatura [39]-[40]. Além disso, esse tipo de inversor requer uma alimentação com barramento do tipo simétrico e com tensão de ponto central equilibrado. Em virtude deste requisito, os conversores CC-CC analisados neste trabalho deverão ser capazes de produzir uma tensão de saída que atenda a esse critério.

1.6. Objetivos

Conforme as análises feitas na Introdução e nas Motivações deste estudo, podem-se destacar como objetivos os seguintes tópicos:

- ❶ Proposta de um conversor CC-CC com capacidade de elevação de tensão e saída simétrica. Será feita também uma análise de sua técnica de controle e metodologia de projeto;
- ❷ Estudo do conversor proposto, em aplicações de associações de painéis fotovoltaicos. Essa etapa será constituída de simulações, onde será investigado o processo de divisão de potências entre os arranjos interligados;
- ❸ Montagem de um protótipo do conversor CC-CC proposto, realização de medidas experimentais com o controle proposto e análises dos resultados.

Nas etapas descritas acima serão feitas simulações digitais, para a complementação do estudo, além de auxiliar na análise dos resultados.

1.7. Metodologia utilizada

A metodologia utilizada nesse estudo foi composta por:

- 1) Revisão bibliográfica das configurações de sistemas fotovoltaicos e, em especial, das topologias de conversores CC-CC com capacidade de elevação de tensão, utilizados nas interfaces entre os painéis fotovoltaicos e o barramento CC de saída. O foco dessa análise serão as topologias não isoladas e com capacidade de geração de tensão de saída simétrica;
- 2) Modelagem e simulação digital, usando o programa PSCAD/EMTDC;
- 3) Projeto e montagem de um protótipo para a realização de experimentos em bancada e validação das análises apresentadas;
- 4) Análise dos resultados simulados e experimentais.

2. Conversores CC-CC elevadores de tensão

Neste capítulo serão analisadas diversas topologias de conversores CC-CC, elevadores de tensão, encontradas na literatura e passíveis de serem utilizadas em sistemas fotovoltaicos. As topologias aqui apresentadas serão selecionadas mediante o critério da possibilidade de geração de tensão de saída simétrica, fator esse essencial para alimentação do inversor multinível do tipo NPC. Além disso, serão apresentadas apenas topologias não isoladas, ou seja, sem o uso de transformadores.

O controle do conversor é feito de maneira que a tensão de saída possa ser controlada, em função da variação do ciclo de trabalho da chave de potência do conversor. A Fig. 13 apresenta a técnica de controle tipo *PWM*, comumente utilizada para esse fim. Nesta técnica, um sinal modulante (V_{mod}) é comparado com uma onda dente de serra (portadora) para produzir uma forma de onda chaveada, de frequência fixa, cuja largura de seus pulsos seja proporcional à amplitude do sinal modulante. O sinal *PWM* é então aplicado para controlar a chave de potência do conversor [25].

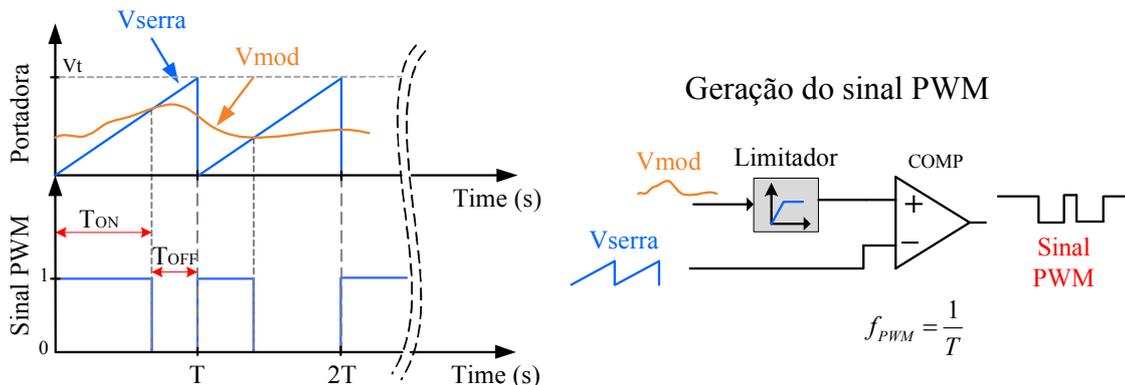


Fig. 13: Técnica de modulação tipo *PWM*.

Para que o sinal *PWM* possa sempre existir, garantindo assim com que o conversor esteja sempre operando, é necessário o emprego de um circuito limitador para garantir que a amplitude do sinal modulante não ultrapasse o valor máximo do sinal da portadora. Com isso, o ciclo de trabalho do sinal *PWM* estará sempre compreendido entre os valores 0 e 100%. Além disso, a limitação no ciclo de trabalho da chave do conversor é uma limitação física do próprio dispositivo. O ciclo de trabalho de um sinal *PWM* é definido por [25] e [41]:

$$D = \left(\frac{T_{ON}}{T} \right) 100\% \quad (1)$$

Onde D é o ciclo de trabalho, geralmente expresso em porcentagem, T_{ON} é o tempo em que a chave permanece no estado acionado e T o período do chaveamento (Fig. 13).

O ciclo de trabalho máximo utilizado na prática dependerá da frequência utilizada, mas, na maioria das aplicações, se limita a valores menores que 90%. A limitação no ciclo de trabalho de um conversor CC-CC sem uso de transformadores limitará a sua capacidade de elevação de tensão.

Atualmente é muito comum o uso microcontroladores, ou dispositivos similares, para realizar o controle em uma dada aplicação, com uso da técnica *PWM*. Nestes dispositivos o *PWM* é gerado por meio de circuitos digitais especiais (*hardware* dedicado), e a limitação do ciclo de trabalho deverá ser feita por *software*.

2.1. Os conversores CC-CC

Quando se trata de um conversor CC-CC chaveado empregam-se, basicamente, dois elementos fundamentais na constituição de uma determinada topologia: o transformador de alta frequência e o indutor. No caso de conversores que utilizam transformadores, além da isolação elétrica proporcionada pelos mesmos, o conversor pode operar facilmente como elevador de tensão ou como abaixador. As características de multiplicidade no número de saídas, valores nominais das tensões e as polaridades são controlados pela quantidade de enrolamentos existentes, pela relação de transformação e pelas polaridades dos enrolamentos, respectivamente. Além disso, a limitação do ciclo de trabalho, descrita anteriormente, pode ser compensada facilmente pela relação de transformação.

Quando o estudo se limita ao caso dos conversores CC-CC não isolados, um elemento indutor se torna essencial. Ele será empregado, basicamente, de duas formas: como um filtro na tensão de saída do conversor, em conjunto com capacitores de saída, ou como elemento armazenador de energia. Caso o conversor seja do tipo elevador de tensão será utilizado, obrigatoriamente, elementos indutores operando no modo de armazenamento de energia.

O princípio de funcionamento de um conversor CC-CC, não isolado, é apresentado na Fig. 14. A tensão de entrada V_{in} é utilizada para a obtenção de uma tensão de saída V_o . A estrutura do conversor utiliza uma chave controlada de potência (S), na qual é aplicado o sinal de controle, aqui considerado como do tipo *PWM*. Quando a chave está conduzindo, a tensão sobre o indutor L assume o valor constante V_{in} e a corrente no indutor (i_L) é aumentada proporcionalmente ao tempo de condução da chave (T_{ON}), conforme a seguinte expressão [25]:

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_{in}}{L} \right) T_{ON} \quad (2)$$

A energia é armazenada no indutor até o momento em que a chave S é desligada. A partir deste instante, o indutor passará a fornecer energia ao circuito de saída. Para esse fim, no momento de desligamento da chave, será mantido o sentido e o valor da corrente instantânea do indutor e haverá uma inversão de polaridade em sua tensão.

De uma forma geral, o arranjo entre a chave e o indutor também pode ser alterado, bem como em algumas topologias poderá ser empregada mais de uma chave no percurso de carregamento do indutor. Este arranjo, em conjunto com a configuração usada no bloco denominado ‘Circuito de saída’ (Fig. 14), basicamente constituída de associações de diodos, indutores e capacitores, irá influenciar na polaridade da tensão V_o , bem como no ganho estático do conversor, dando origem às diversas topologias existentes.

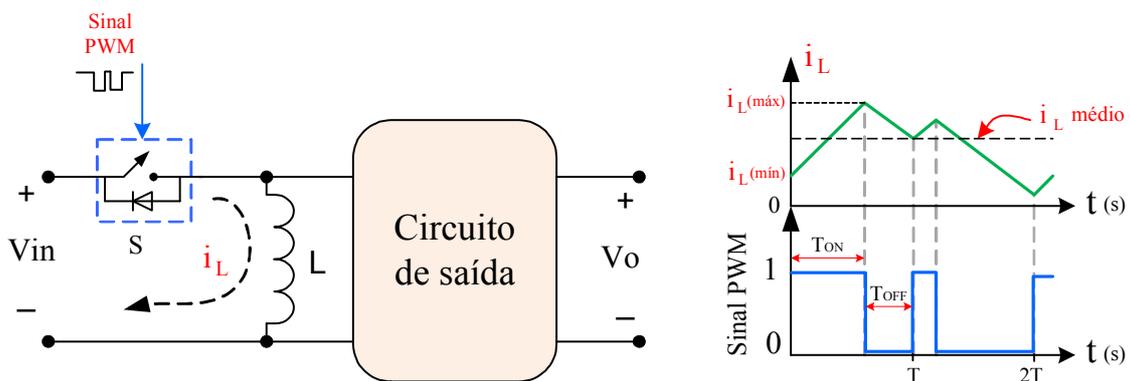


Fig. 14: Estrutura elementar de um conversor CC-CC não isolado.

Quando a corrente média no indutor (Fig. 14) é maior que a metade de seu valor de pico podendo, em um caso limite, ser nula em um único ponto, é dito que o conversor

opera em modo contínuo de condução de corrente (MCC). Caso, contrário fica caracterizado o modo de condução descontínua (MCD). A determinação dos modos MCC e MCD é importante para o projeto e seleção dos dispositivos em uma determinada topologia.

A determinação do ganho estático do conversor considera que o mesmo está operando em MCC e se torna uma figura de mérito do conversor. Conversores com mesmo ganho estático poderão ser comparados quanto ao número de dispositivos que empregam em suas estruturas, sendo uma maneira de comparar a eficiência das topologias.

O ganho estático será um dos fatores de análise e seleção das topologias deste estudo, termo esse designado para mostrar a relação entre a tensão de saída e entrada, sendo uma função do ciclo de trabalho (D) da chave de potência do conversor. Portanto define-se o ganho estático por:

$$Ganho = \frac{V_o}{V_{in}} = f(D) \quad (3)$$

Outro fator de importante no estudo das topologias é o número de dispositivos utilizados, sendo fundamental quando se deseja redução de perdas e custos.

Algumas topologias permitem ser associadas entre si, com uma única tensão de entrada, para a geração da tensão de saída simétrica [42]-[43]. Neste caso, um conversor produzirá a tensão positiva e o outro a negativa, de tal modo que a ligação em série de suas saídas produz a saída com a simetria desejada. Há, porém, outras que possuem uma configuração onde a tensão de saída já é obtida de forma simétrica. Nos dois casos, será desejável o controle da tensão do ponto médio de conexão (ponto central). A Fig. 15 ilustra estas duas situações.

No caso da Fig. 15-(a), é utilizado um único conversor para a obtenção da tensão de saída em simetria, onde as tensões V_{o1} e V_{o2} serão determinadas no controle do conversor. Na maioria das aplicações deseja-se que o ponto central seja equilibrado, ou seja, $V_{o1}=V_{o2}$. Neste tipo de configuração, em geral, o terminal de referência de saída (ponto central) não será a mesma referência da fonte de entrada.

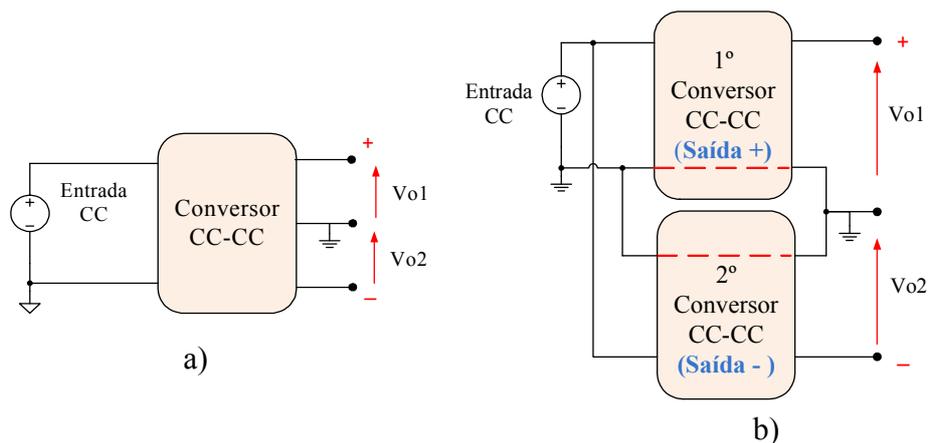


Fig. 15: Associações de conversores CC-CC para obtenção de saída simétrica.
a) uso de topologia com saída simétrica b) associação de duas topologias simples

Já na situação mostrada pela Fig. 15-(b), são usados dois conversores para a obtenção da saída simétrica e esta conexão de conversores só pode ser feita, obrigatoriamente, com topologias que compartilhem os terminais de referência entre sua entrada e saída.

É válido ressaltar que a existência de uma tensão de saída simétrica não impede seu uso em aplicações que exijam apenas uma tensão única de barramento, bastando para isto, a não utilização do terminal do ponto central. Além disso, o uso de uma saída simétrica pode ser visto como uma possibilidade de se obter um maior ganho estático do conversor como um todo, pois a tensão total de saída pode ser considerada como sendo o dobro da tensão obtida individualmente pelos conversores da associação.

Nas seções seguintes serão apresentadas topologias com saída positiva e negativa, como também algumas associações possíveis entre elas, para a geração de uma saída com tensão simétrica. Os ganhos estáticos de tensão e as demais características relevantes de cada conversor também serão mostrados.

2.2. Topologias clássicas com saída positiva

A Fig. 16 apresenta algumas topologias clássicas de conversores CC-CC elevadores de tensão, com tensão de saída positiva. Nestas topologias o terminal negativo de entrada (referência) é comum ao de saída, sendo importante em algumas aplicações e facilitando possíveis associações para formar uma saída com tensão simétrica, conforme apresentado na Fig. 15 [25], [43]-[45].

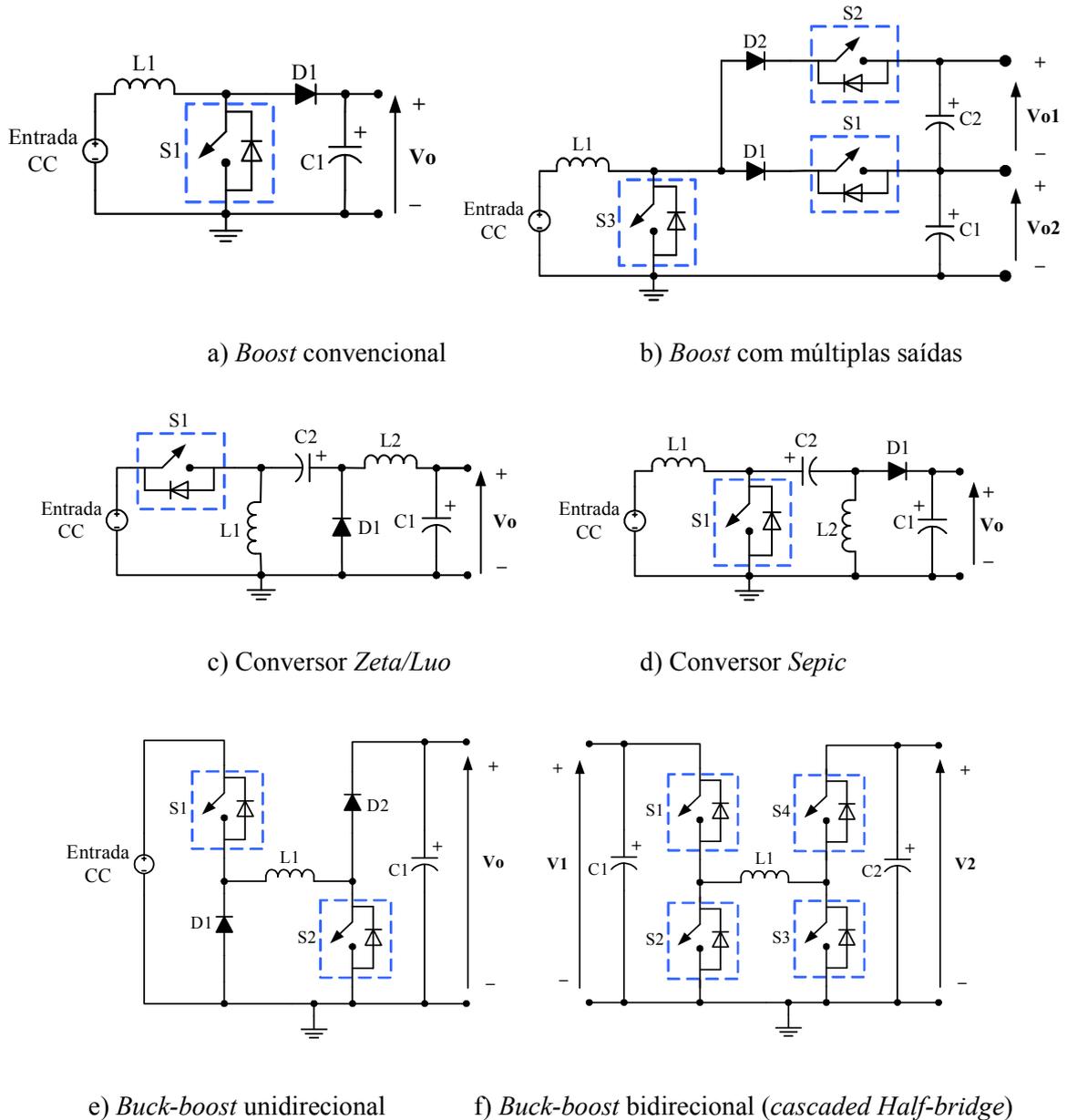


Fig. 16: Topologias clássicas com saída positiva.

A seguir serão apresentadas as principais características destes conversores.

Conversor *Boost* convencional

O conversor *Boost* convencional (Fig. 16-a) é um dos mais elementares abordados pela literatura. Neste conversor o indutor é carregado com o acionamento da chave e transfere sua energia para a saída através da condução do diodo D1, quando a chave é desligada. Uma análise em MCC para esse conversor leva à seguinte expressão para seu ganho estático:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (4)$$

Uma das principais informações que se pode extrair de (4) é que este conversor só poderá ser utilizado na elevação da tensão de saída e, mesmo fazendo $D=0$, não é possível anular a tensão de saída. Essa característica impossibilita uma proteção em caso de curto-circuito na carga. Considerando ainda que o ciclo de trabalho seja limitado a um máximo de 90%, pode-se também inferir que o máximo ganho estático teórico está em torno de 10. Entretanto, na prática, não se consegue tal valor por questões de não idealidade dos dispositivos [25].

Conversor *Boost* com múltiplas saídas

O conversor apresentado na Fig. 16-b se origina do conversor *boost* convencional (Fig. 16-a) e se apresenta como uma simples solução para a obtenção de uma saída com múltiplas tensões [44]. Os valores das tensões de saída V_{o1} e V_{o2} poderão ser controlados para possuírem até mesmo valores distintos entre si.

Deve-se atentar para o fato que a chave principal (S3) de carregamento do indutor de entrada (L1) não pode ser desligada sem que haja, pelo menos, uma das demais chaves em modo de condução (S1 ou S2).

O circuito apresentado pode também ser ampliado para se produzir um maior número de saídas, bastando para isso a adição de mais conexões em série (“empilhamento” do circuito de saída), mantendo-se a estrutura apresentada [46].

Conversores *Zeta/Luo* e *Sepic*

Nos conversores *Zeta* e *Sepic* (Fig. 16-c e Fig. 16-d) a transferência de energia entre a entrada e saída ocorre via capacitor, porém, eles se diferem principalmente pela disposição do indutor de entrada. No conversor *Zeta* a corrente de entrada é constantemente interrompida, devido à disposição da chave colocada em série com a tensão de entrada. Neste caso a corrente da fonte será sempre descontínua. Entretanto, a saída deste conversor é composta por um filtro de 2ª ordem (L2 e C1), melhorando a qualidade na tensão na carga.

Já no conversor *Sepic*, o indutor colocado em série com a entrada permite uma suavização maior na corrente de entrada. Além disso, esse conversor possui dois estágios de armazenamento de energia: o indutor L1 é carregado pela fonte e, simultaneamente, o indutor L2 se carrega pela tensão do capacitor C2. A existência de dois ciclos de carregamento, em cada chaveamento, permite uma maior capacidade de potência para este conversor, embora use o mesmo número de dispositivos que o conversor *Zeta*.

Em ambos os conversores a expressão para o ganho estático é dada por:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (5)$$

A expressão acima mostra que o conversor poderá trabalhar como abaixador ou elevador de tensão e o fator D, no numerador, mostra que a tensão de saída poderá ser anulada pelo controle, fazendo-se D=0. Este fato resulta da existência de uma chave disposta em série com a entrada (topologia *Zeta*) ou da existência do capacitor C2, colocado em série no caminho da corrente de saída (topologia *Sepic*). Para que haja elevação de tensão, o ciclo de trabalho deverá ser maior que 50%.

Conversores *Buck-boost* Unidirecional e Bidirecional

Nos conversores do tipo *Buck-boost* (Fig. 16-e e Fig. 16-f) a tensão de saída poderá ser maior ou menor que a de entrada, inclusive podendo ser anulada (D=0). No conversor unidirecional (Fig. 16-e) a energia só poderá fluir da fonte para a carga. Este conversor poderá atuar também como *Buck* convencional (abaixador de tensão), com o

acionamento apenas da chave S1, ou como um conversor *Buck-Boost*, através do controle simultâneo das chaves S1 e S2 [47]-[48].

No conversor bidirecional (Fig. 16-f) a operação como *Buck* ou como *Buck-boost* é semelhante, embora possa haver transferência de potência da fonte de entrada V1 para V2 e vice-versa. Para ambos os conversores a expressão para o ganho estático será:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (6)$$

Os conversores *Buck-boost* apresentados (Fig. 16-e e Fig. 16-f) também podem operar como conversor *Boost* convencional (Fig. 16-a), tendo (4) como expressão para seu ganho estático. Para a topologia unidirecional (Fig. 16-e), isso pode ser obtido mantendo-se a chave S1 acionada continuamente e o controle aplicado à chave S2. De forma semelhante, pode-se colocar a topologia bidirecional (Fig. 16-f) operando como conversor *Boost*, mantendo-se as chaves S1 ou S4 acionada continuamente e aplicando-se o controle às chaves S2 ou S3, dependendo do sentido do fluxo de potência da aplicação.

Na Fig. 17 é apresentada uma possível modificação da topologia bidirecional apresentada pela Fig. 16-f [48]-[49].

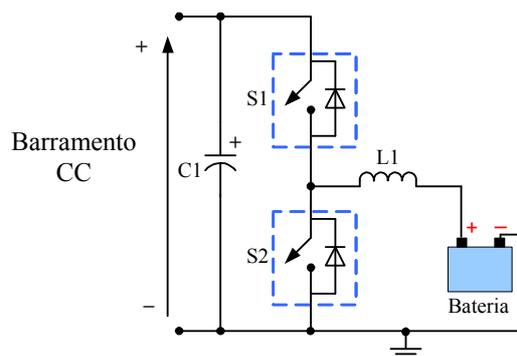


Fig. 17: Uma variação da topologia *Buck-boost* bidirecional.

Esta nova topologia encontra aplicações em sistemas com interconexão de baterias a um barramento CC. O conversor atuará como *Buck* convencional, no processo de carga da bateria, ou como conversor *Boost* convencional (Fig. 16-a), em casos onde a tensão da bateria é utilizada para elevação de tensão, alimentando-se assim um barramento CC com tensão maior. Porém, a simplificação do circuito da Fig. 16-f, com a retirada das

chaves S3 e S4 e a inserção da bateria na conexão com o indutor L1, impossibilita a proteção do circuito da bateria, em caso de curto-circuito no barramento CC, mesmo com as chaves S1 e S2 desligadas (condução pelo diodo de proteção da chave S1) [49].

Topologias clássicas com saída negativa

Nas topologias apresentadas na Fig. 18 a tensão de saída possui valor negativo em relação ao referencial do circuito [25], [50]-[52]. Como o terminal de referência de entrada é o mesmo da saída, podem-se associar todas as topologias apresentadas abaixo com as topologias com saída positiva, apresentadas pela Fig. 16, as quais também compartilham o terminal de referência com a entrada e saída. Assim, com apenas uma fonte de entrada é possível obter uma tensão de saída simétrica, onde tanto a saída positiva quanto a negativa possuirão controles independentes, conforme já mostrado na Fig. 15. A abordagem deste assunto será feita com mais detalhes em seções futuras.

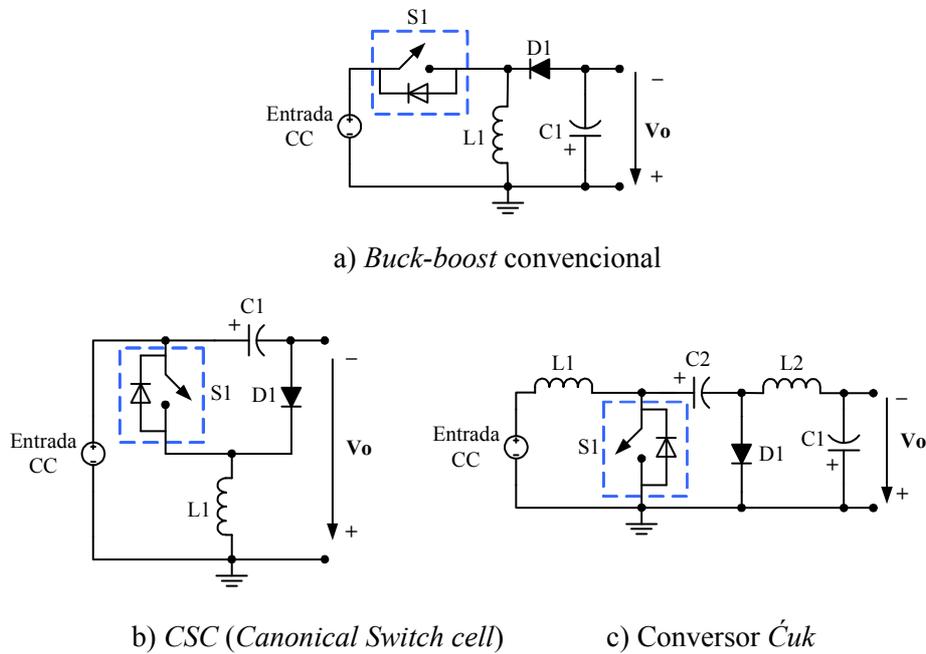


Fig. 18: Topologias clássicas com saída negativa.

Os conversores mostrados na Fig. 18 podem ser empregados para elevar ou abaixar a tensão de saída e sua expressão para o ganho estático será:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = -\left(\frac{D}{1-D}\right) \quad (7)$$

Com a limitação prática para o ciclo de trabalho, tem-se que o máximo ganho estático teórico para estas topologias é cerca de 10. Novamente, observando-se (7) e considerando os fatores já mencionados para as topologias *Zeta* e *Sepic*, verifica-se a possibilidade em ter a tensão de saída anulada, fazendo-se $D=0$.

Conversor *Buck-boost* convencional e *CSC*

Os conversores *Buck-boost* convencional e o *CSC* são equivalentes entre si, onde houve apenas uma mudança no posicionamento do capacitor C1. No caso do conversor *CSC* (*Canonical Switch cell*) [50] este capacitor ficará submetido a uma tensão maior que no caso do *Buck-boost* convencional (Fig. 18-a), devendo suportar a soma entre as tensões de entrada e saída. Devido a este fato, para uma mesma potência e ondulação na tensão de saída, o valor da capacitância C1 poderá ser menor, no caso do conversor *CSC*. A corrente de entrada nestes conversores também possui uma descontinuidade, visto que a chave de potência é disposta em série com a entrada.

Conversor *Ćuk*

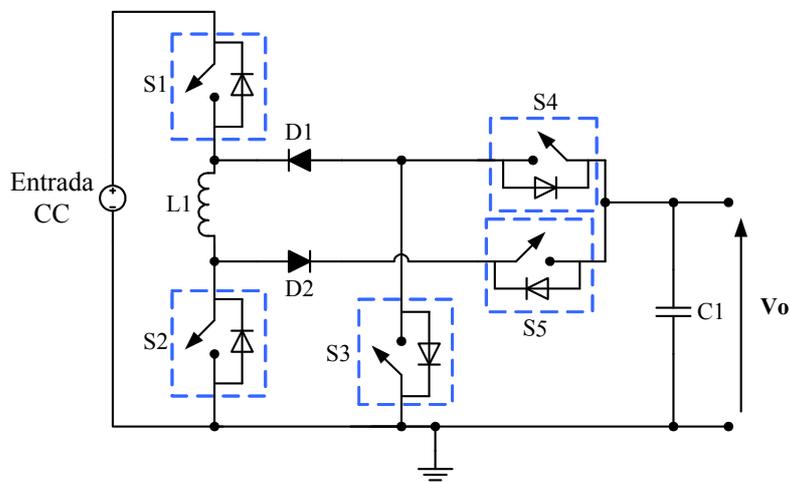
O conversor *Ćuk* (Fig. 18-c) utiliza a mesma estrutura de entrada do conversor *Boost* (Fig. 16-a), porém, a transferência de potência para a saída é feita via capacitor C2, o que exige a escolha de um componente que suporte valores elevados de corrente. Este tipo de conversor também utiliza outro indutor (L2) atuando, em conjunto com o capacitor C1, como um filtro de 2ª ordem para a tensão de saída, semelhante à estrutura de saída do conversor *Zeta* (Fig. 16-c).

Apesar de possuir um maior número de componentes o conversor *Ćuk* também apresenta como vantagem a suavização da corrente de entrada, em função da disposição do indutor L1. Na verdade, a diferença entre os conversores *Ćuk*, *Zeta* e *Sepic* está apenas no posicionamento relativo entre seus componentes, produzindo em suas saídas uma tensão com ou sem inversão de polaridade.

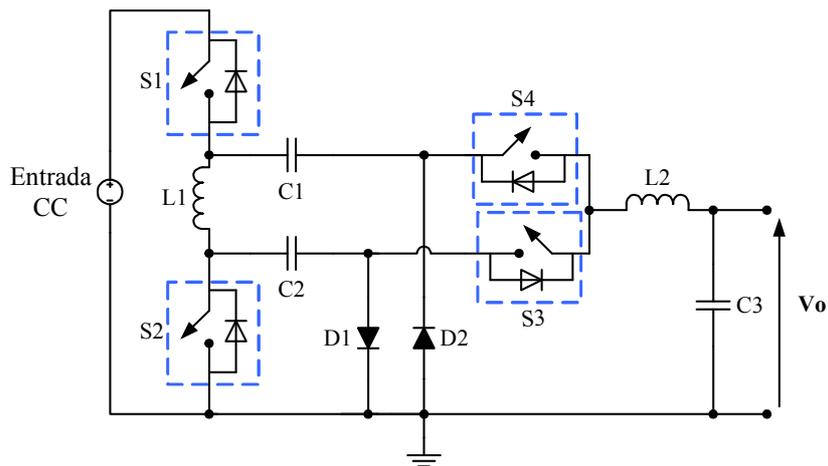
2.3. Topologias configuráveis

As topologias apresentadas nessa seção possuem a capacidade de adaptação para operar em classes diferentes. Elas são chamadas de *Fly-inductor* [53], por colocarem o indutor principal em uma configuração “flutuante”. Nestas topologias são feitas associações série-paralela de conversores clássicos, abordados anteriormente.

Na Fig. 19-a é apresentada a primeira topologia, podendo operar como conversores *Buck*, *Boost* e *Buck-boost* convencionais. A segunda topologia (Fig. 19-b) é uma derivação das topologias *Ćuk* e *Zeta*.



a) Topologia *Fly-inductor 1*.



b) Topologia *Fly-inductor 2*.

Fig. 19: Topologias *Fly-inductor*.

A tensão de saída nestes conversores pode assumir valores positivos ou negativos, com amplitudes acima ou abaixo da tensão de entrada (operações como *Buck* ou *Boost*). Essa característica permite que essas topologias sejam utilizadas em sistemas de injeção de energia na rede elétrica, podendo atuar diretamente como conversor CC-CA. Neste tipo de aplicação, em situações em que a tensão instantânea da rede elétrica for inferior à de entrada do conversor, será ativado o modo de operação como conversor *Buck* (topologia 1) ou como *Zeta* (topologia 2). Quando a tensão da rede for superior, os modos de operação serão *Boost* (topologia 1) ou *Zeta* (topologia 2). No caso da tensão da rede ser negativa, serão ativados os modos de operação como *Buck-boost* ou *Ćuk*, para as topologias *Fly-inductor* 1 e 2, respectivamente. Dessa forma, será possível ao conversor injetar uma corrente senoidal na rede elétrica, em função de uma referência em sincronismo com a mesma.

Na Tabela 2 são apresentadas as características de cada modo de operação e sinais de controle para cada chave de potência para cada conversor [53].

Tabela 2: Lógica de controle dos conversores *Fly-inductor*.

Topologia <i>Fly-inductor</i> 1			Topologia <i>Fly-inductor</i> 2		
Lógica de controle	Modo	Ganho	Lógica de controle	Modo	Ganho
S1= <i>PWM</i> S2= OFF S3=ON S4=OFF S5=ON	<i>Buck</i>	$\frac{V_o}{V_i} = D$	S1= <i>PWM</i> S2= ON S3=OFF S4=ON	<i>Zeta</i>	$\frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{D}{1-D} \right)$
S1=ON S2= <i>PWM</i> S3=OFF S4=OFF S5=ON	<i>Boost</i>	$\frac{V_o}{V_i} = \left(\frac{1}{1-D} \right)$	S1=ON S2= <i>PWM</i> S3=ON S4=OFF	<i>Ćuk</i>	$\frac{V_o}{V_i} = -\left(\frac{D}{1-D} \right)$
S1= <i>PWM</i> S2= ON S3=OFF S4=ON S5=OFF	<i>Buck-boost</i>	$\frac{V_o}{V_i} = -\left(\frac{D}{1-D} \right)$			

O grande número de dispositivos (aumento de perdas e custos) e a complexidade da modelagem, projeto e controle destas topologias, visto que os modos de operação podem variar, são os principais fatores que limitam o uso efetivo deste conversor.

2.4. Topologias de alto ganho estático

Nesta seção são apresentadas as topologias que possuem o maior ganho estático, dentre as analisadas por esse estudo. Elas se originam basicamente da associação de conversores em cascata, onde o estágio de saída de um conversor atua como estágio de entrada do conversor seguinte [45], [54] e [55].

Na Fig. 20 é mostrada a topologia do conversor *Boost* em cascata, sendo composta por dois conversores *Boost* convencionais (Fig. 16-a). O primeiro é formado pelos dispositivos L1, D1 e C1 e o segundo por L2, D3 e C2. A existência do diodo D2 e o posicionamento da chave S1 no circuito permitem que ambos os indutores sejam carregados de forma simultânea, com o uso de apenas uma chave (S1). Em momentos de condução da chave, o indutor L1 fica submetido à tensão de entrada da fonte CC e o indutor L2 ao valor da tensão existente no capacitor C1. Desta forma, o primeiro *Boost* eleva a tensão da fonte para o valor da tensão de C1 e o segundo *Boost* eleva o valor da tensão de C1 para o valor da tensão de saída.

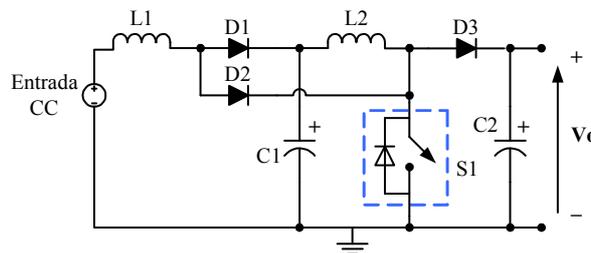


Fig. 20: Topologia *Boost* em cascata (saída positiva).

Devido à estrutura do circuito, o ganho estático total é dado pela multiplicação do ganho dos dois conversores *Boost*. A eq. (8) apresenta este resultado.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \left(\frac{1}{1-D} \right)^2 \quad (8)$$

O outro conversor de alto ganho analisado é mostrado na Fig. 21. Esta topologia pertence à classe dos conversores *Luo* [43], [56], sendo denominado *Ultra-lift Luo*. Ela possui um princípio de operação semelhante ao do conversor acima, mas a tensão de saída é negativa e utiliza como base o conversor *Buck-boost*. Neste circuito, utiliza-se também uma única chave (S1) e, quando é acionada, provoca a condução do diodo D1 e aplica ao indutor L1 a tensão de entrada da fonte. Simultaneamente, o diodo D2 entra na

região de corte e o indutor L2 fica submetido à tensão $V_{C1} + V_{ENTRADA}$. Quando a chave é desligada, a energia do indutor L1 é transferida, com polaridade negativa, para o capacitor C1, através da condução de D2. A energia do indutor L2, por sua vez, é transferida para a saída, também com polaridade invertida, através da condução de D3.

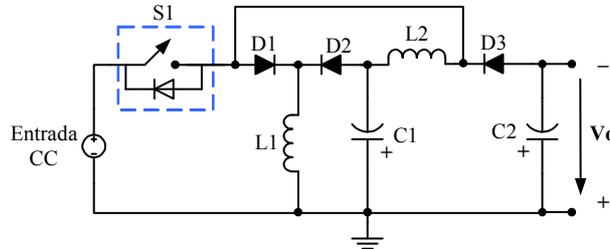


Fig. 21: Topologia *Ultra-lift Luo* (saída negativa).

O ganho estático para a topologia da Fig. 21 é definido como:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-D(2-D)}{(1-D)^2} \quad (9)$$

A eq.(9) se torna semelhante à expressão da eq. (8), quando $D \approx 1$. Dessa forma, para elevados ciclos de trabalho, os dois conversores apresentam grandes fatores de elevação de tensão. Além disso, os conversores também podem ter suas saídas associadas em série para a obtenção de uma saída simétrica, conforme mostrado na Fig. 15, pois compartilham o terminal de referência com a entrada e saída.

As duas topologias aqui apresentadas foram otimizadas para a utilização de apenas uma chave de potência e a operação dá-se de forma que os dois indutores armazenadores de energia operem como uma conexão série (cascata) das tensões de saída de seus estágios.

Considerando-se o elemento indutivo contendo elementos parasitas, estas topologias tendem a apresentar uma grande sensibilidade às variações dos parâmetros dos indutores visto que, por possuírem um grande fator de elevação de tensão, as correntes de entrada atingem amplitudes altas. Essas topologias são mais recomendadas em aplicações de geração de alta tensão, com baixa potência.

2.5. Topologia *Interleaved*

Uma classe importante de conversores CC-CC vem utilizando uma técnica de controle denominada *interleaved* [45], [57]-[58]. Na literatura é comum encontrar conversores *Boost* convencionais utilizando este tipo de técnica, entretanto, ela pode ser facilmente adaptada em diferentes topologias [59]-[60].

Na Fig. 22 é apresentado o conversor *Boost Interleaved* convencional. Na técnica *interleaved*, a princípio, as saídas de conversores idênticos são associadas em paralelo, de tal forma que a potência total atinja valores superiores à de seus conversores isoladamente. Entretanto, nada impede que conversores com capacidades de potências diferentes também possam ser associados de forma *interleaved*, para um aumento na potência do conversor final. Além disto, esta estrutura pode ser estendida para uma associação de diversos conversores.

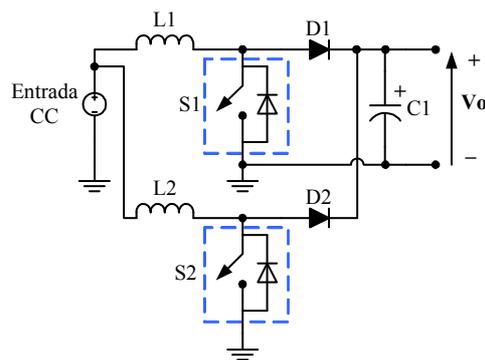


Fig. 22: Topologia *Boost Interleaved* convencional.

Nos conversores do tipo *interleaved*, as saídas dos conversores individuais só podem ser interligadas em paralelo devido à existência de diodos de bloqueio que impedem a troca de energia entre os conversores da associação, tais como os diodos D1 e D2 da Fig. 22. Esta restrição impede que a técnica *interleaved* seja utilizada em topologias onde não haja tal diodo.

O circuito de saída é composto por apenas um circuito de filtragem, característico de cada topologia em questão, para o grupo, contribuindo assim para uma maior simplicidade da topologia final.

O controle aplicado nos conversores do tipo *interleaved* se baseia na utilização da técnica *PWM* convencional para cada conversor integrante, porém, cada um com

uma defasagem específica. Os sinais *PWM* são gerados com o mesmo ciclo de trabalho, porém, com uma defasagem entre si expressa por $\theta=360^\circ/n$, onde n é o número de conversores da associação paralela.

A Fig. 23 apresenta o diagrama de controle típico aplicado em conversores *interleaved*, para o caso da interligação de apenas dois conversores, conforme apresentado na topologia da Fig. 22. O mesmo sinal modulante, determinado pelo controlador $C(s)$, será aplicado na geração de 2 *PWM* defasados 180° entre si.

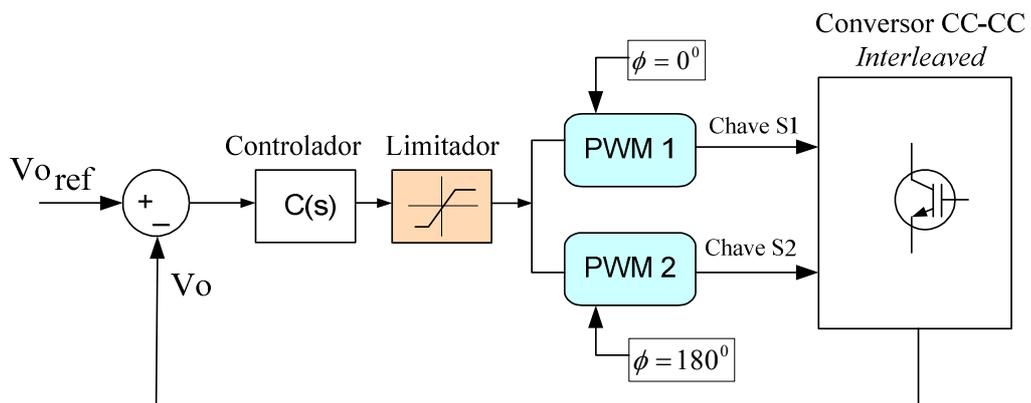


Fig. 23: Técnica de controle em topologias *Interleaved*.

Na Fig. 24 são apresentados alguns sinais que exemplificam o uso da técnica de controle acima, quando aplicada na topologia *Boost interleaved* (Fig. 22).

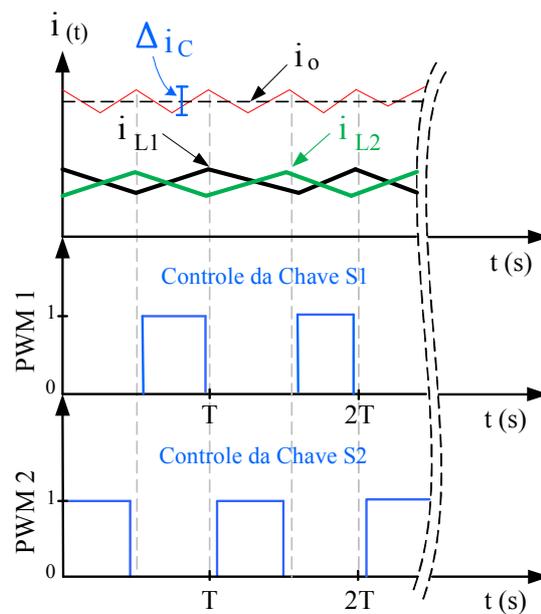


Fig. 24: Sinais de controle em topologias *Interleaved*.

Na Figura acima são mostrados os dois sinais *PWM* aplicados às chaves S1 e S2. Por possuírem o mesmo ciclo de trabalho e uma defasagem de 180°, as correntes nos indutores L1 e L2 terão o mesmo valor, porém, serão intercaladas. Como o filtro de saída da topologia *interleaved*, que no caso da topologia em análise é o capacitor C1, é usado para a filtragem da soma destas correntes, pode-se perceber que, além do aumento no valor da frequência (duas vezes maior), haverá uma redução significativa na ondulação desta corrente resultante a ser filtrada (Δi_C). Portanto, além do aumento na potência total, a técnica *interleaved* permite que o processo de filtragem seja mais eficiente, aumentando a qualidade da tensão de saída do conversor (redução do *ripple* de tensão), sendo que, para o caso em questão, a condição de menor *ripple* na tensão ocorrerá quando $D=50\%$.

Outra consideração que pode ser feita para o conversor *Boost interleaved* é a substituição de seus indutores por um único indutor com acoplamento magnético, conforme apresentado pela Fig. 25. Esta substituição, embora introduza a necessidade de um estudo de modelos de indutores acoplados (incluindo a análise das polaridades de seus enrolamentos), permite que o conversor possua melhores características em relação ao uso de indutores individuais, como por exemplo, redução do volume e aumento de eficiência do conversor [61]-[62].

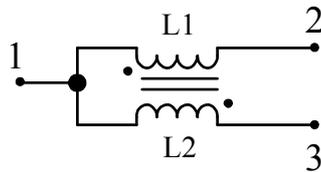


Fig. 25: Indutor acoplado para uso em topologias *Interleaved*.

O estudo de conversores com indutores acoplados magneticamente, embora relevante no contexto dos conversores CC-CC, não será abordado por este trabalho, existindo diversas topologias que podem surgir quando se considera a possibilidade de acoplamento magnético entre os indutores de uma determinada topologia.

Deve-se ressaltar que um indutor acoplado possui funcionamento similar ao de um transformador de isolamento, utilizado em conversores isolados. Portanto, as dificuldades construtivas e a necessidade de projetos particulares do transformador

nestes conversores, excluídas do objetivo de estudo deste trabalho, também aparecerão no projeto de indutores com acoplamento.

Para exemplificar, considere a topologia *Boost* convencional (Fig. 16-a), sendo que seu indutor principal é acoplado com outro indutor, conforme apresentado na Fig. 26 [63].

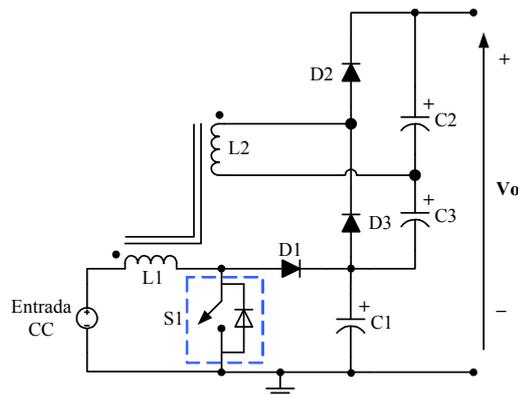


Fig. 26: Conversor *Boost* com indutor acoplado.

No conversor da Fig. 26, os indutores L1 e L2 são acoplados magneticamente entre si. O indutor L1 faz parte do conversor *Boost* (Fig. 16-a), enquanto a tensão induzida no indutor L2 é aplicada a um estágio de retificação em onda completa, com o uso de um retificador dobrador de tensão. O resultado final é a obtenção de uma tensão de saída V_o , cuja amplitude será controlada pelo conversor *Boost* e pela relação de transformação do acoplamento entre os indutores.

Diversos circuitos diferentes poderiam ser obtidos com o uso desta estrutura como, por exemplo, o emprego de um retificador em ponte completa na saída (4 diodos) ou um retificador de 1/2 ponte [64]. Os conversores com indutores acoplados se apresentam como uma das alternativas para a obtenção de maiores fatores de elevação de tensão.

Algumas outras configurações de conversores CC-CC importantes também podem ser encontradas na literatura utilizando a técnica de associação *interleaved*. A seguir são apresentadas duas variações do conversor *Buck-boost* bidirecional, mostrado na Fig. 17 [48].

A primeira variação da topologia (Fig. 27) está sendo utilizada em uma aplicação exemplo, utilizando uma bateria como fonte de entrada. Nesta situação o conversor poderá ser tanto utilizado para energizar o barramento CC como para o carregamento da bateria. Em ambos os casos a utilização da técnica *interleaved* permitirá uma maior capacidade de potência do conversor.

Na segunda variação da topologia (Fig. 28) é apresentada a situação onde a técnica *interleaved* poderá ser empregada quando se possui duas fontes CC de entrada com características semelhantes. Nesta situação, é possível perceber também a possibilidade de desativação ou remoção de uma das fontes CC de entrada, mantendo-se a mesma tensão na saída (barramento CC).

Caso as fontes de entrada possuam diferentes características de tensão / potência, a estrutura ainda poderá ser empregada, tornando-se apenas uma topologia com saídas em paralelo, perdendo-se a propriedade *interleaved* descrita.

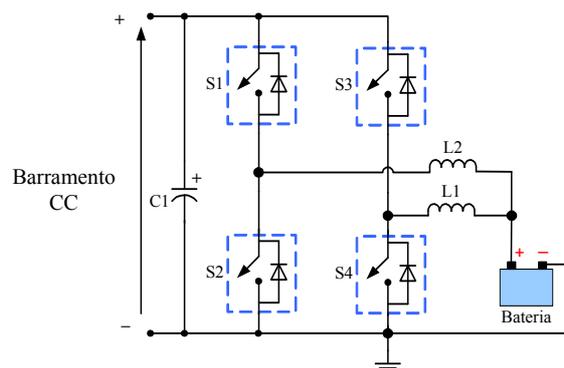


Fig. 27: Topologia *Buck-Boost* bidirecional *Interleaved*.

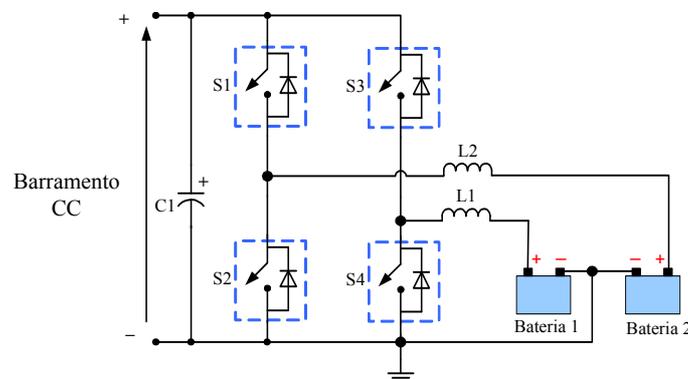


Fig. 28: *Buck-Boost* bidirecional *Interleaved 2*.

2.6. Topologias Multiníveis

O termo multinível se refere à divisão de grandezas como tensão ou corrente, entre os dispositivos de uma topologia, permitindo o emprego de componentes de menor tensão de operação, o que favorece na redução de custos e perdas e esta associação, em algumas situações, se apresenta como a melhor opção técnica.

Nas diversas topologias apresentadas nesta seção, os elementos do circuito ficarão submetidos a uma tensão cujo valor corresponde à metade da tensão de saída do conversor. Portanto, os conversores aqui apresentados realizam a operação multinível para a divisão apenas de tensão.

2.6.1. Conversores *Boost* Multiníveis

Na Fig. 29 são apresentadas algumas topologias de conversores CC-CC *Boost* multiníveis [45], [65]-[69]. Nestas topologias a tensão de saída é positiva e, assim como no *Boost* convencional, não pode ser anulada pelo controle das chaves.

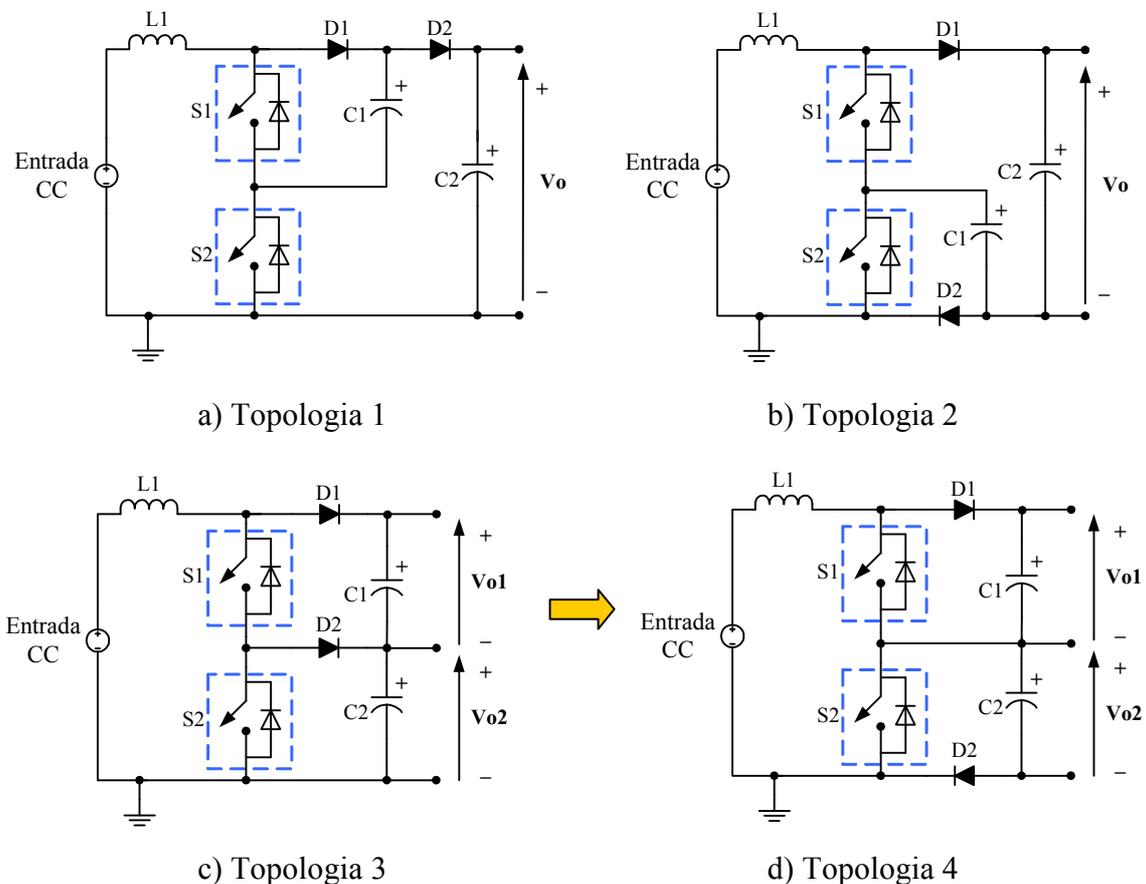


Fig. 29: Topologias *Boost* multiníveis (saída positiva).

As topologias 1 e 3 possuem o terminal de referência comuns entre entrada e saída, permitindo que estas topologias também sejam associadas às outras com tensão de saída negativa, as quais também possuam compartilhamento de seu terminal de referência com a saída, para produzirem uma tensão simétrica. Embora a topologia 2 [70] seja menos atrativa neste aspecto, ela possui uma maior facilidade em termos de monitoramento da tensão dos capacitores de saída, pois ambos possuem uma conexão em comum com a saída.

Devido ao posicionamento do diodo D2 na topologia 3 (Fig. 29-c), é inviável um controle da tensão do ponto central, em casos de desequilíbrio na carga, visto que a conexão do ponto central às chaves é unidirecional em corrente . Desta forma, em condições de desequilíbrio de carga, a existência deste diodo impede que a tensão do capacitor C2 seja reduzida livremente pelo controle, embora seja possível aumentá-la. Analisando essa topologia é possível verificar que a posição do diodo D2 no circuito poderia ser alterada, levando à elaboração da topologia 4 (Fig. 29-d), permitindo assim um controle individual das tensões dos capacitores, embora retire a propriedade de compartilhamento do referencial de entrada e saída [69].

A topologia 4 (Fig. 29-d) possui maior destaque entre as apresentadas por possuir uma configuração de saída que permite a obtenção direta de uma tensão simétrica, exemplificando assim o caso apresentado pela Fig. 15-a. Com um controle apropriado, é possível obter V_{o1} e V_{o2} em níveis desejados.

A Fig. 30 apresenta uma possível técnica de controle que poderá ser aplicada para controlar da tensão de saída e dos capacitores, nos conversores apresentados na Fig. 29 [68], [71]-[72]. O controle é do tipo *ON-OFF* e possui uma estrutura simples, pois emprega somente uma malha de realimentação para a tensão de saída total V_o , sendo $V_o = V_{o1} + V_{o2}$. Além disso, é possível garantir que as tensões dos capacitores obedeçam a uma segunda regra de controle, permitindo que as tensões V_{o1} e V_{o2} possam também ser reguladas em valores desejados.

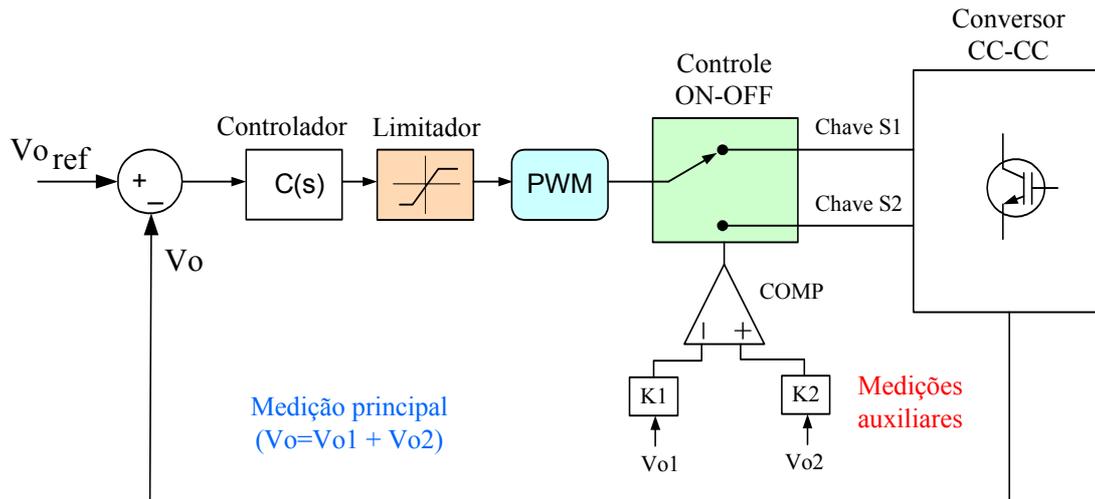


Fig. 30: Exemplo de aplicação do controlador tipo *ON-OFF*.

O comportamento do controle *ON-OFF* é semelhante ao de um “relé” físico, que desvia o sinal *PWM* para as chaves S1 ou S2, de acordo com critérios estabelecidos para as variáveis de controle V_{o1} e V_{o2} (tensões dos capacitores C1 e C2).

Com o ajuste das constantes de controle $K1$ e $K2$, tais que $0 < K1 < 1$ e $0 < K2 < 1$, pode-se regular as tensões V_{o1} e V_{o2} para valores desejados (Fig. 30). Para isto, é utilizado um comparador para se conhecer quando $V_{o1} * K1 \neq V_{o2} * K2$, para que haja uma tomada de decisão pelo controlador *ON-OFF*, mudando sua posição. Observa-se, porém, que é necessário apenas conhecer o sinal de comparação (sinal lógico), dispensando o uso de sensores analógicos, evitando assim, um aumento nos custos de implementação. O sinal de erro gerado no controle da tensão V_o , bem como os valores para $K1$ e $K2$ formam, portanto, as regras de controle para o acionamento das chaves.

Quando a técnica de controle tipo *ON-OFF* é aplicada aos conversores multiníveis apresentados (Fig. 29), os sinais de controle das chaves S1 e S2 passam a assumir as condições apresentadas pela Tabela 3. Com o auxílio desta Tabela pode-se observar que, enquanto uma chave recebe o sinal do *PWM*, a outra permanece ativada. Essas condições ficam sendo permutadas continuamente e, assim, atingem-se os requisitos impostos para V_o , V_{o1} e V_{o2} .

Tabela 3: Lógica de equalização de tensão aplicada às topologias *Boost* multiníveis.

	Modos de operação			
	$K1*VC1 > K2*VC2$		$K1*VC1 < K2*VC2$	
	Chave S1	Chave S2	Chave S1	Chave S2
Topologia 1	<i>ON</i>	<i>PWM</i>	<i>PWM</i>	<i>ON</i>
Topologia 2	<i>PWM</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>PWM</i>
Topologias 3 e 4	<i>ON</i>	<i>PWM</i>	<i>PWM</i>	<i>ON</i>

Nessa técnica, os sinais de controle de S1 e S2 ficam sendo continuamente alternados pelo controle *ON-OFF*, sendo que a frequência destas comutações deve ser limitada para evitar variações excessivas na região de convergência, causando problemas de controle (*chattering*) [73]-[75]. Esta problemática será analisada em seção futura.

Observando os sinais de controle apresentados na Tabela 3, para a topologia de maior interesse (topologia 4), pode-se verificar que a operação do conversor, para cada posição (estado) do controlador *ON-OFF*, é equivalente à associação de dois conversores *Boost* convencionais com suas saídas conectadas em série. Portanto, pode-se definir o ganho estático deste conversor como sendo [13]:

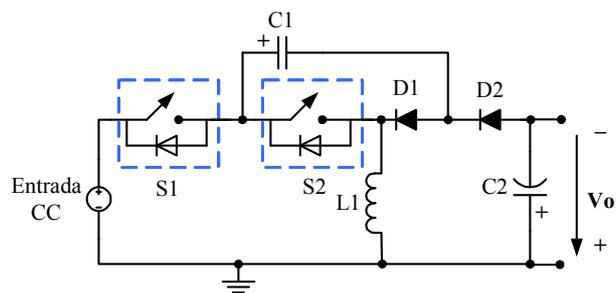
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \left(\frac{2}{1-D} \right) \quad (10)$$

Embora a Tabela 3 apresente a técnica de controle *ON-OFF* aplicada apenas às topologias *Boost* multiníveis (Fig. 29), esta técnica poderá ser estendida para as outras topologias multiníveis apresentadas neste estudo, com as devidas alterações, respeitando-se as características de cada conversor.

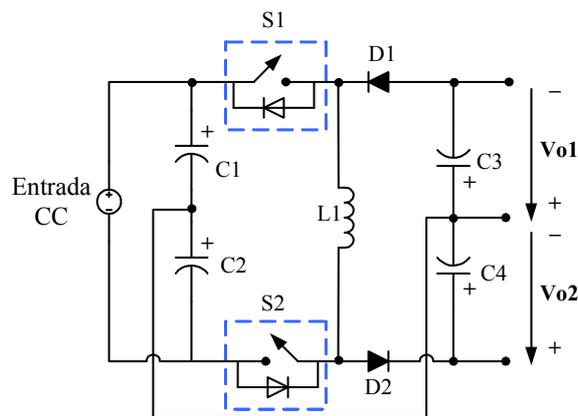
2.6.2. Conversores *Buck-boost* Multiníveis

Com base no funcionamento do conversor *Buck-boost* clássico (Fig. 18-a), o qual produz uma tensão de saída com polaridade invertida em relação ao referencial do circuito, é implementado o conversor *Buck-boost* multinível. Embora o princípio de funcionamento para a geração de uma tensão negativa seja o mesmo, são adicionados elementos que permitem que haja a divisão de tensão entre eles.

A Fig. 31 exemplifica dois tipos de conversores *Buck-boost* multiníveis. Na primeira topologia (Fig. 31-a), o conversor exibe a particularidade de possuir o compartilhamento dos terminais de referência de entrada e saída, o que permite associá-lo a um conversor com saída positiva, para formar uma tensão de saída simétrica. No outro conversor (Fig. 31-b), embora haja um maior número de elementos e o controle exija um pouco mais de complexidade, a tensão de saída é obtida de forma simétrica [59], [69], [76].



a) Topologia 1



b) Topologia 2

Fig. 31: Topologias *Buck-boost* multiníveis (saída negativa).

O carregamento do indutor de ambos os conversores aqui apresentados (Fig. 31) se faz com o acionamento simultâneo das chaves S1 e S2. Entretanto, a divisão de tensão entre os dispositivos é feita mediante um controle apropriado do ciclo de trabalho de cada chave.

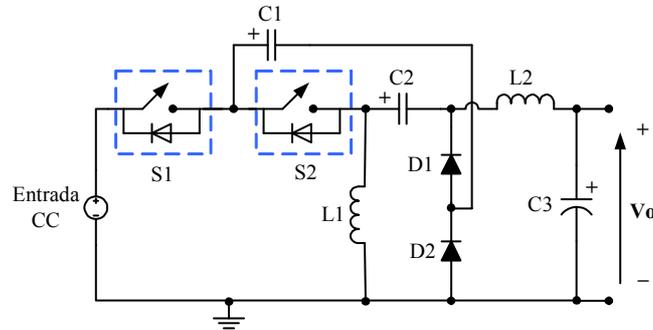
Para topologia 1, deve existir um compromisso de controlar tanto a tensão de saída como a do capacitor C1. No caso da topologia 2, o principal objetivo será o de garantir o equilíbrio das tensões dos capacitores de saída (V_{o1} e V_{o2}), o que implicará também no equilíbrio das tensões dos capacitores de entrada (C1 e C2) e vice-versa.

Nos conversores *Buck-boost* aqui apresentados, a existência de uma chave em ligação série com a entrada, garante que a tensão de saída poderá ser anulada pelo controle, se assim for exigida, característica esta semelhante quando se analisa o conversor convencional (Fig. 18-a), embora tenha como consequência uma constante descontinuidade na corrente de entrada dos conversores.

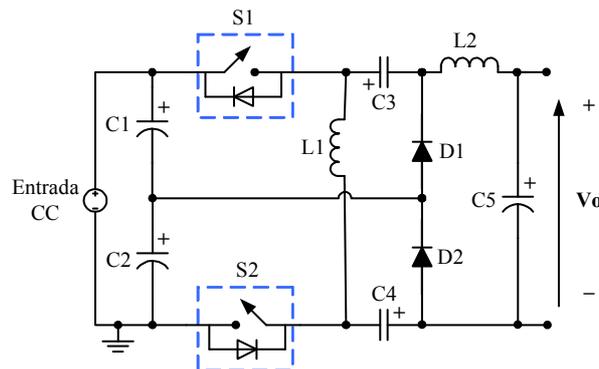
O elevado número de dispositivos, a dificuldade no controle das tensões dos capacitores e a impossibilidade de associação com outras topologias de saída positiva, fazem com que a topologia 2 seja menos atrativa em relação à topologia 1.

2.6.3. Conversores *Zeta* Multiníveis

Utilizando-se a configuração clássica da topologia *Zeta* (Fig. 16-c) é possível também obter o conversor *Zeta* multinível. Assim como para o caso da topologia anterior, são apresentadas pela Fig. 32 duas topologias distintas [69], [76]-[77].



a) Topologia 1



b) Topologia 2

Fig. 32: Topologias *Zeta* multiníveis (saída positiva).

A topologia 1 (Fig. 32-a) apresenta maior simplicidade e possui o referencial de entrada e saída em comum, diferentemente do que ocorre para a topologia 2 apresentada (Fig. 32-b).

É possível verificar em ambos os circuitos que, de forma semelhante ao conversor *Zeta* clássico (Fig. 16-c), a existência de um filtro de 2ª ordem na saída, contribuindo para uma melhoria significativa na qualidade da tensão de saída dos conversores tipo *Zeta*.

Nos circuitos mostrados pela Figura acima, o carregamento do indutor ocorre apenas quando há o acionamento simultâneo das chaves S1 e S2 e, de forma

semelhante ao apresentado para os conversores *Buck-boost* multiníveis (Fig. 31), a divisão de tensão entre os dispositivos é feita controlando-se o ciclo de trabalho das chaves.

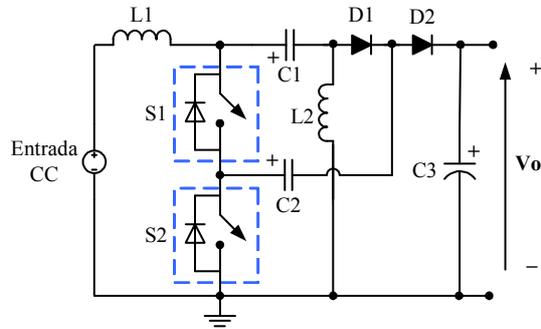
Nos conversores *Zeta* multiníveis será possível anular a tensão de saída, através do controle de suas chaves, possuindo a desvantagem da constante descontinuidade em sua corrente de entrada.

Para garantir a divisão de tensão entre os elementos, deverão ser controladas, além da tensão de saída V_o , as tensões dos capacitores C_1 ou C_1 e C_2 , para o caso das topologias 1 e 2, respectivamente.

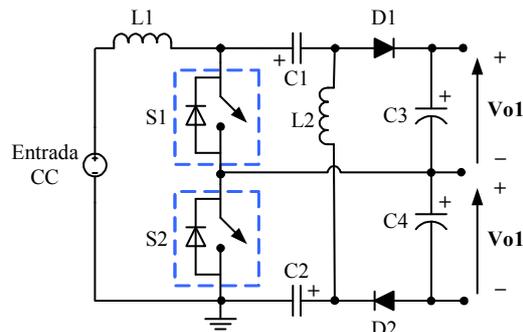
A topologia 2 apresenta maiores dificuldades em seu controle, pois necessita equilibrar as tensões dos capacitores C_1 e C_2 , além do fato que um maior número de componentes na topologia contribui para a redução da eficiência do conversor, bem como aumento de volume e custo. Novamente, o fato de não compartilhar o terminal de referência entre a entrada e saída, impede uma possível associação com outras topologias para se obter tensão de saída em simetria.

2.6.4. Conversores *Sepic* Multiníveis

Seguindo a estrutura apresentada para os demais conversores multiníveis das seções anteriores, são mostrados na Fig. 33 dois casos de conversores multiníveis da classe *Sepic* [69], [76].



a) Topologia 1



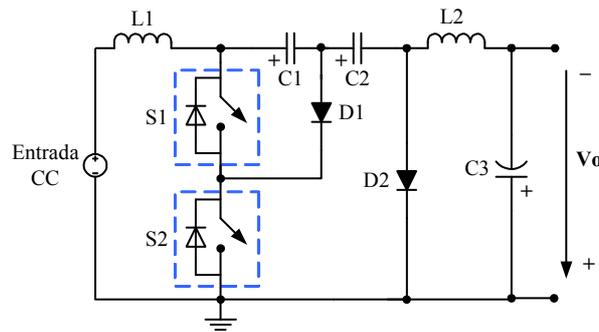
b) Topologia 2

Fig. 33: Topologias *Sepic* multiníveis (saída positiva).

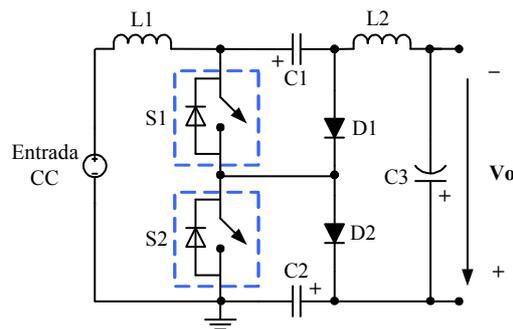
Estes conversores exibem as características básicas do conversor *Sepic* clássico, apresentado na (Fig. 16-d). As topologias 1 e 2 se diferem pelo número de dispositivos, compartilhamento do referencial de entrada e saída e pela configuração da tensão de saída que, no caso da topologia 2, é uma tensão com ponto central disponível (tensão simétrica).

2.6.5. Conversores *Cuk* Multiníveis

Os dois conversores *Cuk* multiníveis apresentados pela Fig. 34 se apresentam como outras opções em conversores multiníveis, além das topologias *Buck-boost* multiníveis (Fig. 31), para a obtenção de uma tensão de saída com polaridade invertida [69], [76]-[77].



a) Topologia 1



b) Topologia 2

Fig. 34: Topologias *Cuk* multiníveis (saída negativa).

Os conversores *Cuk* apresentados acima mantêm as características básicas de sua versão clássica (Fig. 18-c), tal como uma baixa ondulação na tensão de saída, assim como no caso dos conversores *Zeta*, devido à sua estrutura de filtragem.

Apenas a topologia 1 pode ser utilizada para se associar a uma outra topologia com tensão de saída positiva, para obtenção de saída simétrica, pois compartilha o referencial de terra do circuito entre a entrada e saída.

2.7. Topologia Multinível Interleaved

Reunindo-se as características da topologia multinível, com o princípio de operação da topologia *interleaved*, surge uma nova classe de conversor CC-CC, denominada multinível *interleaved* [59]-[60]. Esse tipo de conversor é raramente abordado pela literatura.

Analisando-se a topologia de maior destaque entre os conversores *Boost* multiníveis apresentados na Fig. 29, chegou-se a uma estrutura do conversor CC-CC que pode ser denominado *Boost Multinível Interleaved* (Fig. 35). Esta topologia apresentada foi obtida mediante a aplicação do conceito *interleaved* à topologia *Boost* multinível da Fig. 29-d. Entretanto, uma pesquisa bibliográfica mostrou que esta topologia foi recentemente proposta num trabalho científico, publicado em 2004 [60].

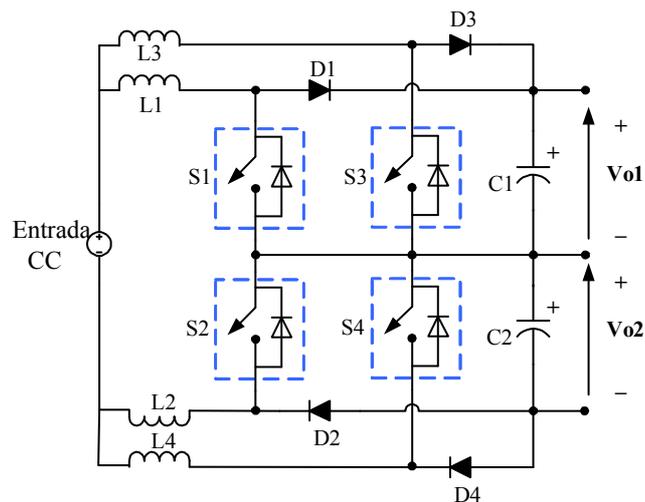


Fig. 35: *Boost* multinível *interleaved*.

Embora a topologia acima tenha a mesma estrutura do conversor da Fig. 29-d, seu controle possui grande complexidade e, além disto, o compartilhamento do ponto central entre os dois conversores conectados para formar a técnica *interleaved* impede uma operação de forma independente, conforme ocorre nos demais conversores *interleaved*. Para exemplificar, pode-se verificar que o acionamento das chaves S1 e S2 é influenciado pelo estado das chaves S3 e S4 e vice-versa, existindo diversos modos de operação para este tipo de conversor e diferentes possibilidades de carregamento dos indutores, sendo que este processo ocorre sempre com a

conexão de dois indutores em série, contribuindo para um aumento nas perdas do conversor.

A disposição dos indutores L3-L1 e L2-L4, com o compartilhamento de um de seus terminais, sugere que os mesmos possam ser indutores acoplados magneticamente entre si (Fig. 25), com a utilização do mesmo núcleo, conforme apresentado para os casos do conversor *Boost interleaved* e da topologia apresentada na Fig. 26 [61]-[62].

O elevado número de dispositivos e a complexidade de controle podem ser vistos como fatores que desestimulam seu emprego.

2.8. Topologias e associações propostas

Nesta seção serão analisados alguns conversores propostos por este estudo. As topologias aqui mostradas surgiram da combinação das topologias clássicas e multiníveis, apresentadas anteriormente. Serão sugeridas algumas combinações *interleaved* e associações para a obtenção de uma tensão de saída em simetria.

2.8.1. Propostas *interleaved* com conversores clássicos

Na Fig. 36 são apresentadas novas topologias de conversores *interleaved*. Essas topologias foram implementadas devido à existência, em suas etapas de saída, de diodos devidamente posicionados de tal forma que a associação paralela das saídas pudesse ser feita.

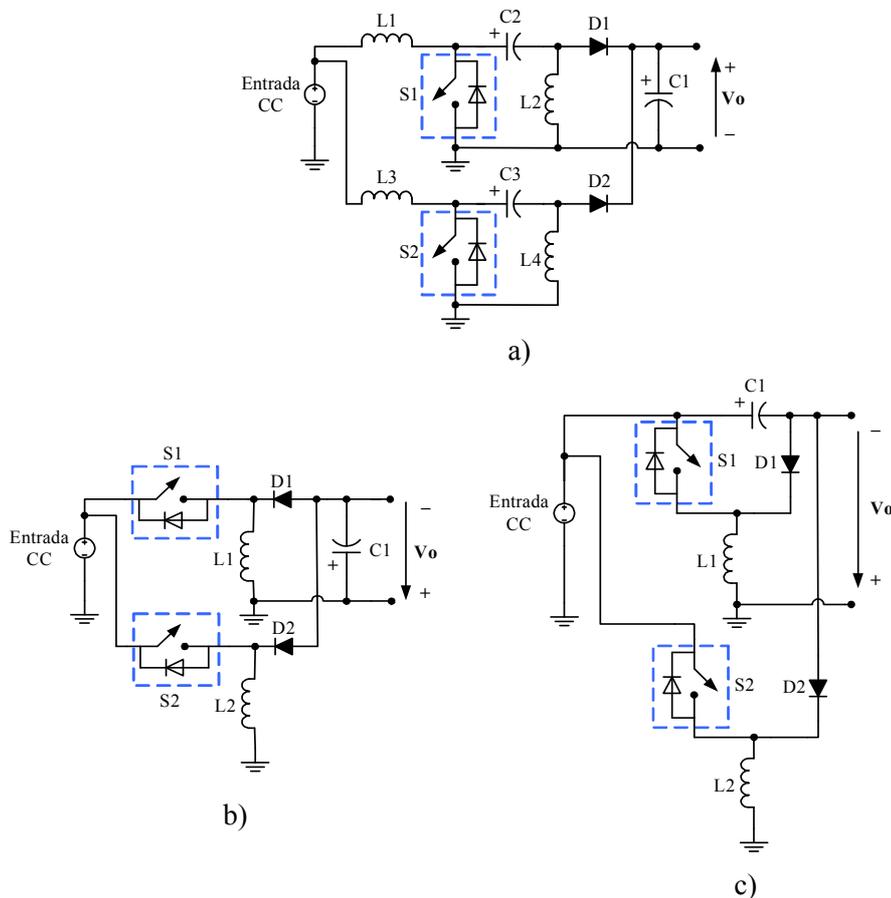


Fig. 36: Conversores *interleaved* propostos.

a) *Sepic interleaved* b) *Buck-boost interleaved* c) *CSC interleaved*

O controle destes conversores se dá de forma semelhante ao apresentado para o caso do conversor *Boost interleaved* (Fig. 22), ou seja, as chaves de potência dos

conversores são acionadas com sinais tipo *PWM* de mesmo ciclo de trabalho, porém, com uma defasagem de 180° entre si (Fig. 23). Desta forma a tensão de saída terá uma ondulação reduzida, além do aumento de potência proporcionado pela técnica *interleaved*.

O conversor *Sepic interleaved* (Fig. 36-a) se apresenta como outra opção de topologia *interleaved* para a obtenção de tensão de saída positiva, exibindo uma característica que não pode ser obtida com o conversor *Boost interleaved* (Fig. 22), que é a possibilidade de anulação da tensão de saída por meio do controle de suas chaves.

Para o caso da tensão de saída invertida, podem ser empregados os conversores *Buck-boost interleaved* (Fig. 36-b) e *CSC interleaved* (Fig. 36-c). Estas topologias, por possuírem o terminal de referência comum entre entrada e saída, poderão ser associadas às demais topologias com saída positiva, que também compartilhem o referencial com entrada e saída, para produzirem uma saída simétrica. Entretanto, nesta situação, o número de dispositivos que compõem o conversor será elevado, aumentando custo e perdas, embora seja uma opção válida para a geração de saída em simetria, com maior capacidade de potência.

2.8.2. Propostas *interleaved* com conversores multiníveis

Baseando-se nas topologias multiníveis mostradas anteriormente, podem-se obter as topologias multiníveis *interleaved* apresentadas abaixo pela Fig. 37. O conversor exibirá as características das topologias multiníveis e *interleaved*, embora o número de elementos utilizados no circuito seja o dobro.

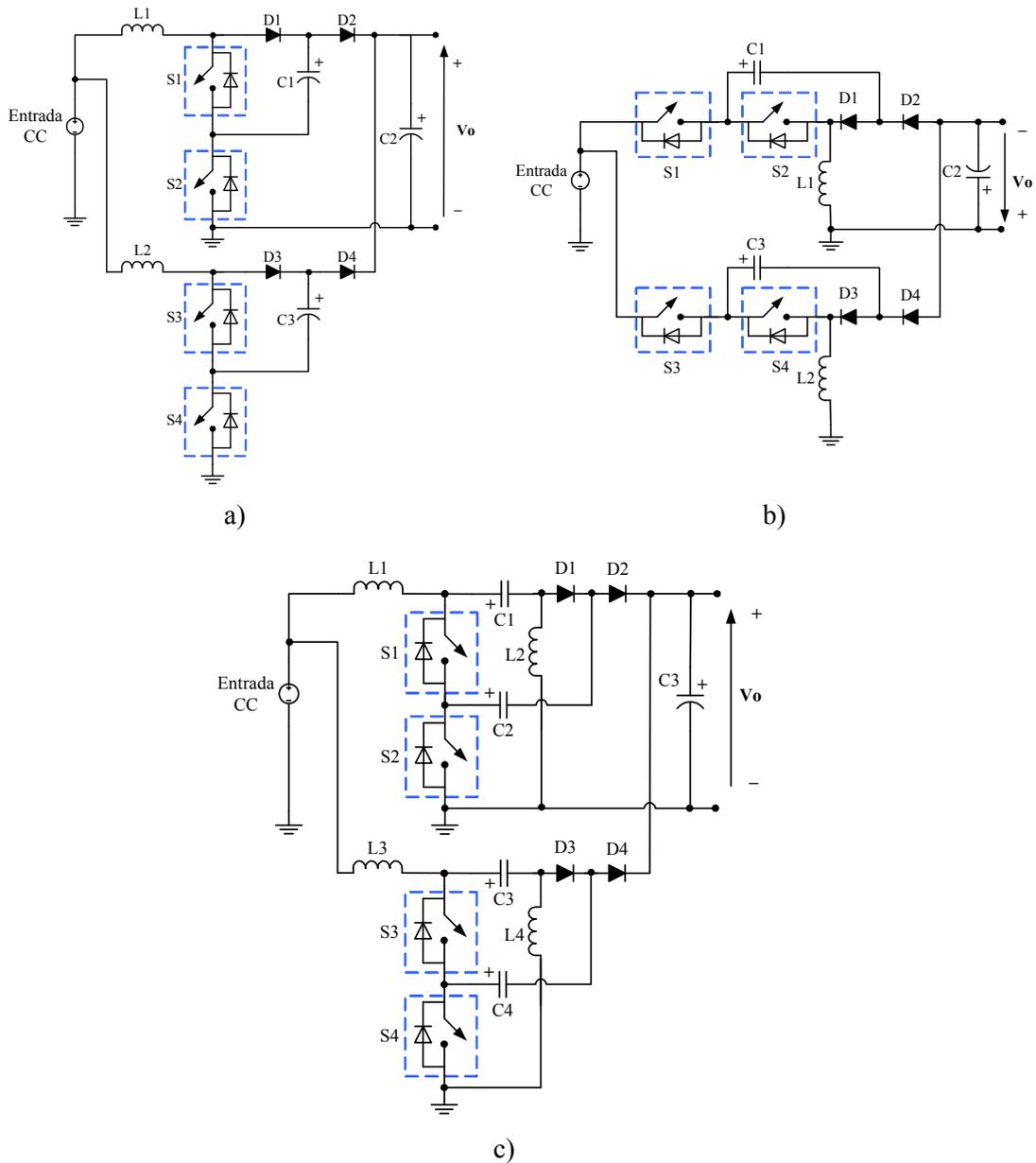


Fig. 37: Conversores Multiníveis *interleaved* propostos.

- a) *Boost* multinível *interleaved* b) *Buck-boost* multinível *interleaved* c) *Sepic* multinível *interleaved*

Os conversores *Boost* multinível *interleaved* (Fig. 37-a), e *Sepic* multinível *interleaved* (Fig. 37-c) são opções de conversores para geração de tensão de saída positiva, enquanto o conversor *Buck-boost* multinível *interleaved* (Fig. 37-b) pode ser utilizado para a obtenção de uma saída negativa. Esta topologia pode ser associada às demais para produção de uma saída simétrica, mas aumentando em demasia o número de dispositivos do circuito.

O controle de cada conversor multinível poderá empregar um controlador tipo *ON-OFF*, conforme apresentado pela Fig. 30, utilizando também a idéia de defasagem entre seus sinais *PWM* de controle.

2.9. Associações propostas para a obtenção de saída simétrica

Para se conseguir tensões simétricas pode-se utilizar, além dos conversores que já possuem sua saída em simetria, uma associação de conversores com tensões de saídas positiva e negativa. Na Fig. 38 são apresentadas diversas associações possíveis para tal objetivo, empregando-se topologias clássicas e multiníveis.

2.9.1. Associações com conversores clássicos

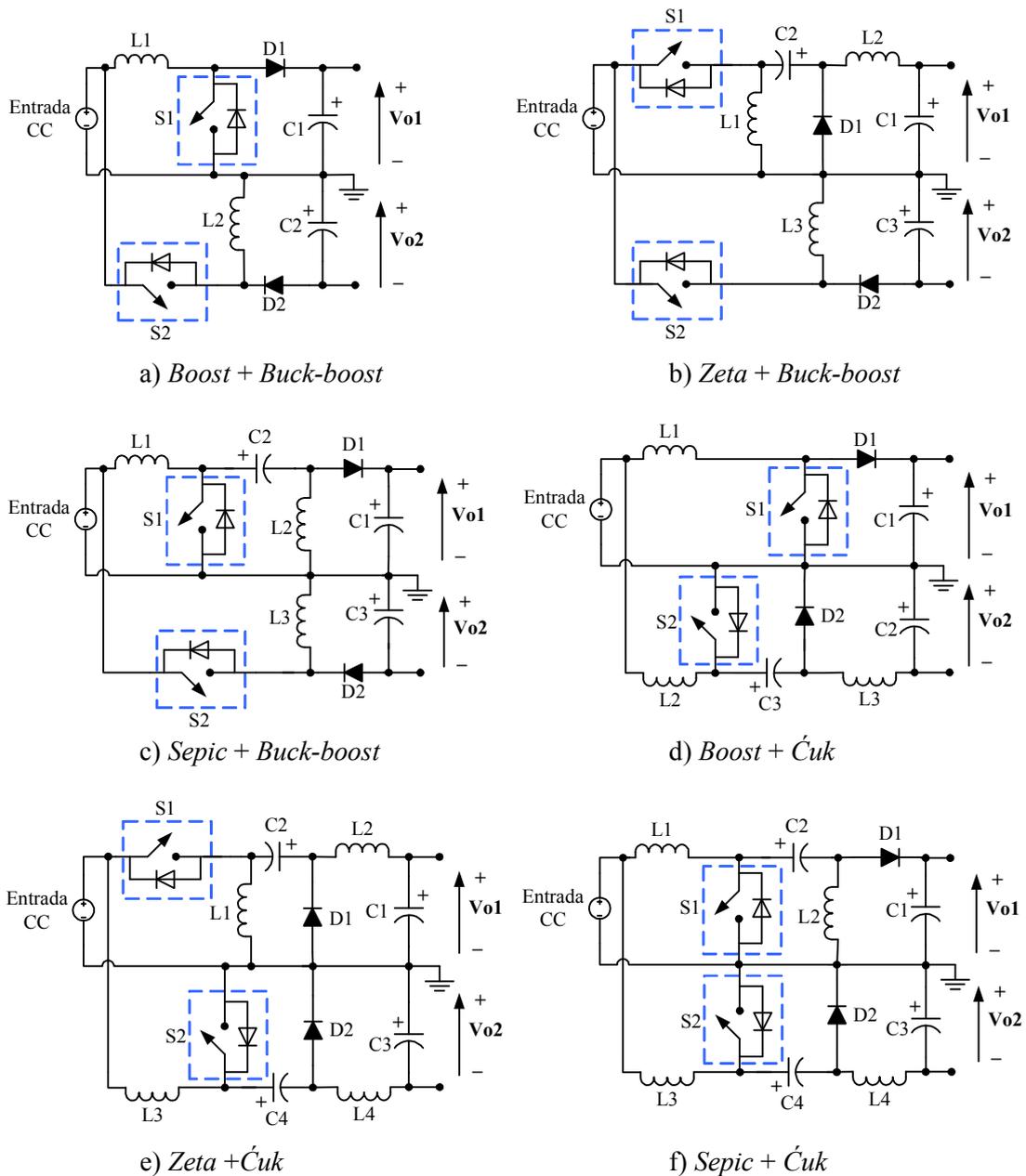


Fig. 38: Associações de conversores clássicos para obtenção de saída simétrica.

Na Fig. 38 são mostradas seis associações feitas com os conversores clássicos já apresentados, sendo que apenas a topologia Fig. 38-a foi publicada [42] e as demais são propostas originais deste estudo. Em todas estas associações, cada conversor receberá um controle *PWM* independente, para o controle das saídas positiva e negativa da associação, de tal modo que a simetria possa ser obtida, ou até mesmo, possa existir um desequilíbrio intencional entre estas tensões, para atender a uma determinada aplicação e objetivo.

Cada conversor possui sua expressão para o ganho estático, conforme discutido anteriormente para cada topologia e, neste aspecto, pode-se verificar que algumas das associações mostradas acima (Fig. 38) não possuem igualdade de ganho estático. Este fator irá acarretar projetos diferentes para os indutores utilizados na associação, uma vez que estes elementos irão operar com ciclos de trabalhos diferentes, para uma mesma potência de saída. Outro fator a ser considerado em uma associação é a possibilidade de ambos os conversores serem capazes de anular a tensão de saída, fator este essencial em casos de proteção contra sobrecorrentes ou curtos-circuitos.

Exceto nas associações com o conversor *Boost*, onde não é possível a anulação de sua tensão de saída, as demais associações são feitas com conversores de mesma característica de ganho estático, embora em algumas destas associações haja diferença quanto ao número de elementos empregados.

As associações mais semelhantes, tanto em número de elementos como nas características de entrada e saída de seus conversores, são as que utilizam os conversores *Zeta* e *Sepic*, associados com o conversor *Ćuk*. A associação *Zeta+Ćuk* (Fig. 38-e) exibe, além do mesmo número de dispositivos, as saídas com mesma estrutura de filtragem.

Já a associação *Sepic+Ćuk* (Fig. 38-f) apresenta a estrutura de entrada semelhante ao conversor *Boost* convencional (Fig. 16-a), com uma suavização na corrente de entrada. Trata-se de uma estrutura com duas partes semelhantes que empregam o mesmo número de dispositivos.

2.9.2. Associações com conversores multiníveis

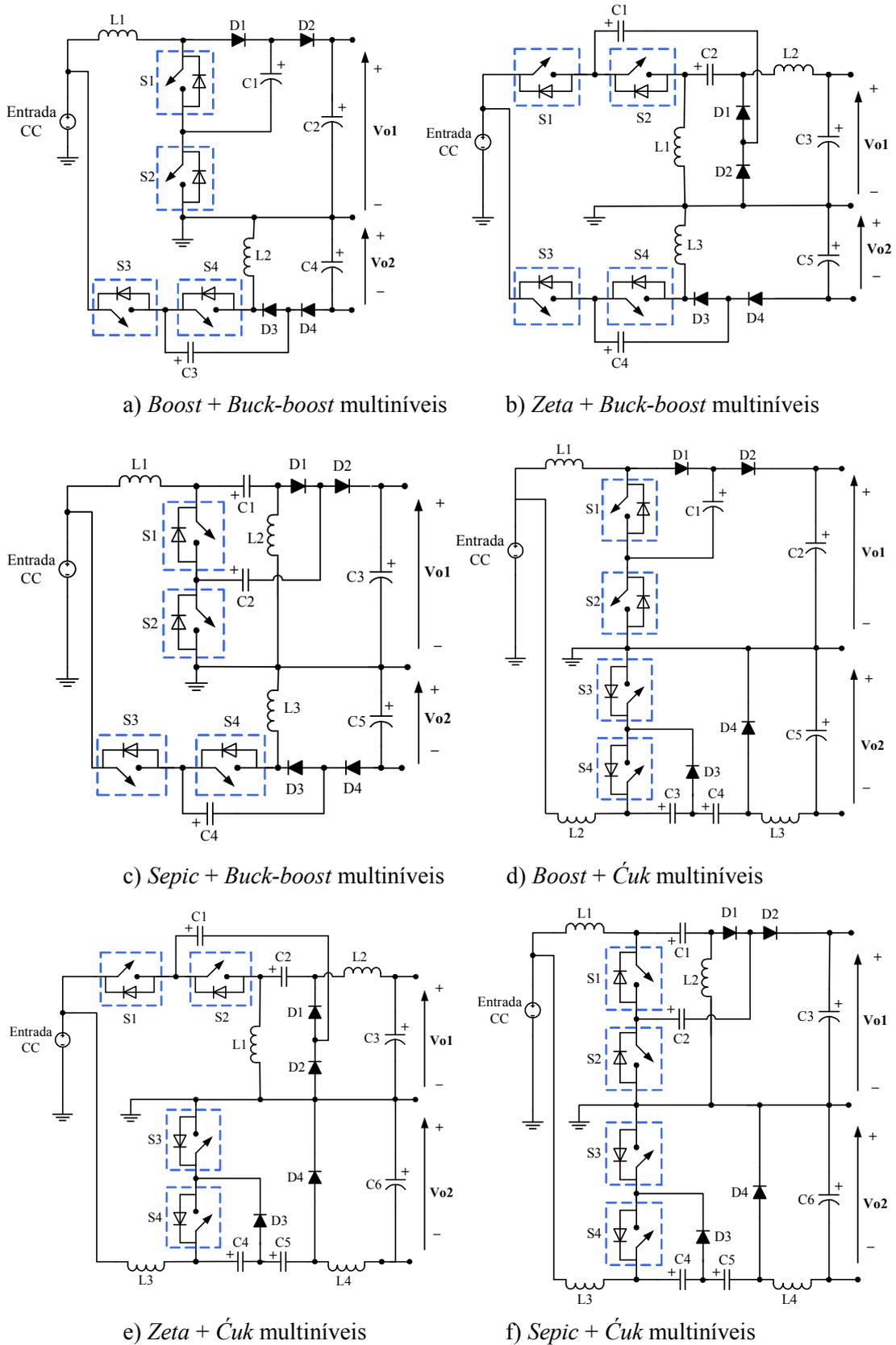


Fig. 39: Associações de conversores multiníveis para obtenção de saída simétrica.

Dentro do mesmo contexto de geração de tensões de saída simétricas, podem-se empregar os conversores multiníveis apresentados neste estudo para se realizar associações semelhantes às mostradas pela Fig. 38. A Fig. 39 mostra diferentes associações feitas com os conversores multiníveis estudados até aqui.

Novamente o controle de cada conversor poderá ser do tipo *ON-OFF* (Fig. 30), realizando simultaneamente o controle da tensão de saída e o equilíbrio das tensões nos elementos do circuito. Desta forma, as topologias mostradas na Fig. 39 poderão ser utilizadas em aplicações com tensões e ou potências elevadas, uma vez que a técnica multinível proporciona uma divisão de tensões entre os elementos.

Na próxima seção será apresentado o conversor CC-CC principal, proposto por este trabalho. Serão apresentadas as suas principais características, técnicas de controle para a obtenção de saída simétrica e possíveis aplicações deste conversor, bem como sua análise de modelagem. Serão também apresentados os resultados experimentais obtidos com o protótipo desenvolvido.

3. Proposta principal de conversor CC-CC

Esta seção irá abordar a proposta principal deste estudo. O conversor CC-CC aqui apresentado será também capaz de exibir tensões de saída simétricas, sendo possível o controle da tensão do ponto N. Duas técnicas de controle serão analisadas para o conversor proposto: um controle convencional usado em Ponte-H e a técnica de controle *ON-OFF*, abordada nas seções anteriores.

A associação *interleaved* também será aplicada no conversor proposto, em duas situações distintas, originando assim outras duas propostas originais deste estudo. Por último, o conversor proposto será empregado para compor a aplicação principal deste estudo, quando se deseja interligar diversas fontes de energia para a obtenção de um único barramento CC com tensão de saída simétrica, compondo assim a configuração de geração do tipo *Multi-string* (Fig. 7).

O conversor principal, proposto por este estudo, é mostrado na Fig. 40. Ele consiste na associação de uma Ponte-H, muito conhecido na literatura, e um retificador dobrador de tensão. Entre a interligação é empregado um indutor de filtro, necessário para a compatibilização da interligação destes dois sistemas, os quais possuem características de fonte de tensão.

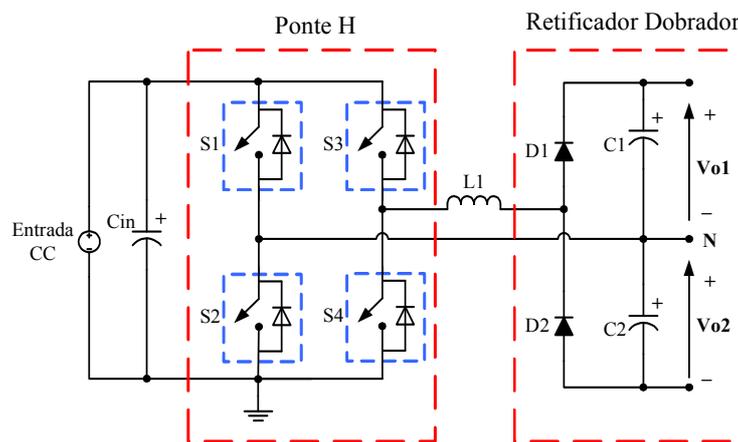


Fig. 40: Proposta principal de conversor CC-CC.

A expressão para o ganho estático, em MCC, desta topologia será analisada em mais detalhes adiante e pode ser definida como:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = 2D \quad (11)$$

A Ponte-H possui uma estrutura simples e é empregada em diversas aplicações tais como em inversores e conversores CC-CC isolados do tipo *Full-Bridge*, dentre outros, onde se consegue atingir potências da ordem de alguns quilo watts. No controle convencional, os pares de chaves S1-S4 ou S2-S3 são acionados de forma simultânea, produzindo em sua saída uma tensão de forma quadrada, com a amplitude da fonte que alimenta a Ponte-H. Entretanto, a combinação de acionamento dos pares S1-S2 e S3-S4 deverão ser eliminadas, evitando um curto-circuito na fonte CC de entrada.

O retificador dobrador utiliza uma estrutura simples e robusta. Este tipo de retificador é comumente utilizado para retificar uma tensão de entrada senoidal e produzir tensões de saída CC simétricas, com amplitude próxima ao dobro da tensão de pico da entrada. Entretanto, não foi encontrado em nenhuma referência bibliográfica pesquisada durante o desenvolvimento deste trabalho, mostrando o emprego deste circuito para uma tensão de entrada chaveada em altas frequências (*PWM*) e com uso de uma estratégia de controle que permitissem, além do ajuste da tensão de saída, o equilíbrio da tensão do ponto central (ponto N, na Fig. 40). A proposta desta topologia é uma das contribuições deste trabalho.

A máxima tensão de saída conseguida com a topologia proposta será limitada a um valor próximo ao dobro do valor da tensão aplicada à Ponte-H, conforme apresentado em (11). Entretanto, em todos os conversores analisados anteriormente, o indutor era o elemento responsável pelo armazenamento de energia e permitia, assim, que uma determinada topologia exibisse uma tensão de saída superior à de entrada (operação *Boost*). Para que existisse o carregamento do indutor, era necessário aplicar uma tensão contínua, por um período de tempo controlado, sendo este tempo proporcional ao ciclo de trabalho do *PWM* empregado no controle do conversor. Neste aspecto, podem surgir problemas de saturação do indutor, provocando limitações severas e um mau funcionamento do conversor.

No conversor proposto (Fig. 40), o elemento indutivo não é empregado como elemento armazenador de energia e sim como um filtro passivo, que possui a finalidade de suavizar as correntes de entrada, nas transições realizadas pela Ponte-H, e produzir uma filtragem nos harmônicos da tensão quadrada gerada pela mesma.

Desta forma, controlando-se o ciclo de trabalho de um *PWM* aplicado à Ponte-H, pode-se controlar a tensão de saída do retificador.

A estrutura da topologia proposta e as técnicas de controle a serem aplicadas, conforme citado no início desta seção, podem ser entendidas como sendo uma modificação do conversor CC-CC isolado tipo *Full-bridge*. A análise do funcionamento desta topologia e seu controle serão importantes para o entendimento da topologia proposta. Na Figura abaixo é apresentado o conversor *Full-bridge* convencional encontrado na literatura [41].

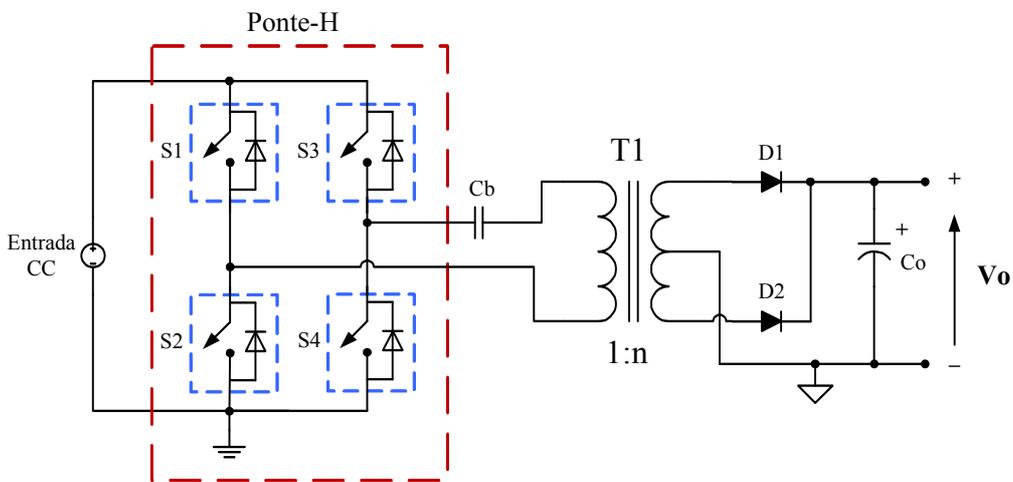


Fig. 41: Conversor CC-CC *Full-bridge* convencional.

No conversor *Full-bridge* (Fig. 41), a Ponte-H é utilizada para produzir uma tensão alternada no primário do transformador de isolamento (T1). O ciclo de trabalho das chaves S1-S4 e S2-S3 deverá ser igual, para prevenir que haja circulação de correntes CC no transformador e, assim, causar danos ao mesmo (problemas de magnetização CC) [41]. Como é difícil garantir esta igualdade, pode-se utilizar um capacitor de acoplamento, usado para bloquear componentes CC, representado por C_b , na Fig. 41.

Outra característica importante no controle convencional da Ponte-H, em conversores do tipo *Full-bridge*, é que o ciclo de trabalho de seu *PWM* não poderá exceder o limite teórico de 50%, pois haverá uma sobreposição dos acionamentos, provocando um curto-circuito na fonte CC de entrada. Na prática, a maioria dos integrados dedicados (CI's), utilizados no controle de conversores *Full-bridge* comerciais incorporam uma limitação de 45% em seu *PWM*, como exemplo dos

CI's UC3524 e TL494, sendo também utilizada como controlador em outras topologias [41].

A Fig. 42 apresenta os sinais lógicos típicos do controle convencional em uma Ponte-H, no caso limite. Conforme é mostrado nesta Figura, os sinais de acionamento das chaves da Ponte-H deverão ser simétricos, ou seja, possuem o mesmo tempo em nível alto, porém defasados de 180°, sendo que o máximo ciclo de trabalho deverá ser de 50%. Em situações normais de operação o controlador *PWM* irá operar com ciclos de trabalhos inferiores a 50%, existindo sempre uma margem de variação no mesmo, permitindo a regulação da tensão de saída do conversor, mesmo diante de variações na carga.

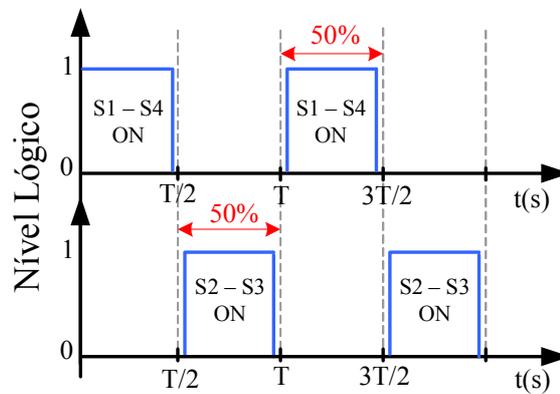


Fig. 42: Sinais lógicos típicos do controle da Ponte-H.

Para obter uma tensão de saída com a existência de um ponto central, pode-se modificar o estágio de saída do conversor *Full-bridge* convencional (Fig. 41), por um retificador dobrador de tensão, conforme mostra a Fig. 43. Esta mudança proporciona um maior ganho estático para o conversor, embora este fator possa ser facilmente controlado pela relação de espiras do transformador.

A existência do transformador nesta topologia exige os cuidados necessários e projetos particulares deste elemento. Devido à existência do transformador, não será possível o controle das tensões V_{o1} e V_{o2} do conversor modificado (Fig. 43), de forma individual, uma vez que não é permitido um desequilíbrio no ciclo de trabalho do chaveamento da Ponte-H (problemas magnetização CC) [41].

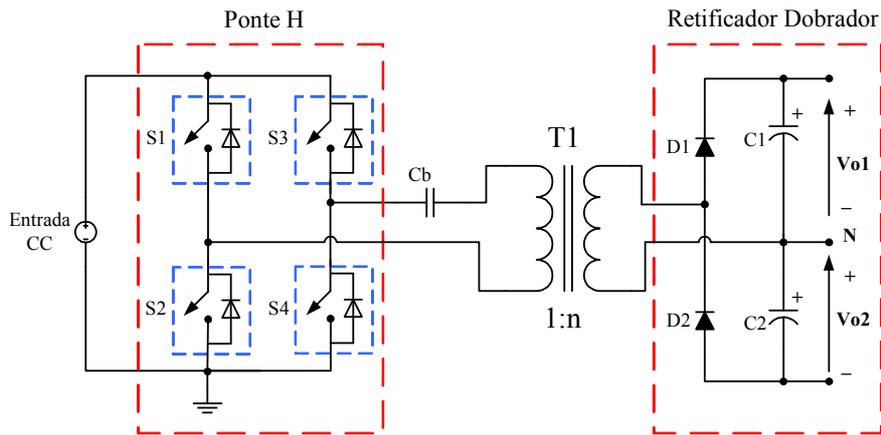


Fig. 43: Conversor CC-CC *Full-bridge* com estágio de saída dobrador de tensão.

Além de proporcionar isolamento elétrica entre entrada e saída, tem-se a relação de espiras como uma opção eficaz para se conseguir grandes fatores de elevação/redução da tensão de saída. Porém, a necessidade de projetos particulares e as dificuldades técnicas construtivas dos transformadores são as dificuldades principais de seu uso.

A opção do uso de conversores CC-CC sem transformadores (*transformerless*) vem sendo cada vez mais adotada [44]-[45], [48], em situações em que não é exigida, obrigatoriamente, isolamento elétrica e se apresenta como uma opção de maior simplicidade de eficiência [4].

Nas aplicações com painéis solares, tal isolamento poderia ser garantida pela própria estrutura física da fonte de entrada, ou seja, o próprio painel solar poderia estar isolado da instalação, fato este conseguido por uma montagem com suspensão e isolamento do mesmo das demais partes do sistema.

As características dos painéis solares comerciais mostram que a isolamento típica de um painel para a sua carcaça de fixação é de 700 V. Portanto, o transformador utilizado na topologia *Full-bridge* (Fig. 43) poderia ser removido, dando origem à topologia principal deste estudo (Fig. 40).

Com a retirada do transformador da topologia *Full-bridge*, o capacitor de bloqueio de componentes CC (C_b) perde sua finalidade, uma vez que agora a exigência de igualdade dos tempos de condução das chaves que compõem a Ponte-H não existirá mais. Verifica-se também que a liberdade de se provocar desequilíbrio

nos tempos de condução destas chaves (T_{ON}) permite o controle independente das tensões V_{o1} e V_{o2} , resultando assim em uma saída simétrica que poderá ter o controle tanto da tensão de saída V_o como a do ponto central (ponto N).

A próxima seção tem por objetivo analisar os controles mencionados no início desta seção, relacionados com a topologia proposta. A possibilidade de controle da tensão do ponto central e as demais características importantes deste circuito também serão apresentadas.

O foco da próxima seção é mostrar que a limitação clássica no ciclo de trabalho da Ponte-H em 50%, no caso do controle convencional, poderá ser eliminada com a troca da estratégia de controle da mesma, permitindo ao conversor uma maior faixa de ajuste em sua tensão de saída, conforme apresentado em (11).

3.1. Controles aplicados ao conversor proposto

Com a retirada do transformador da topologia apresentada pela Fig. 43, dando origem à topologia principal deste estudo (Fig. 40), abre-se a possibilidade de se controlar as tensões V_{o1} e V_{o2} de forma independente. Na Fig. 44 é mostrada uma opção de controle para esta finalidade, utilizando a forma convencional de controle em uma Ponte-H.

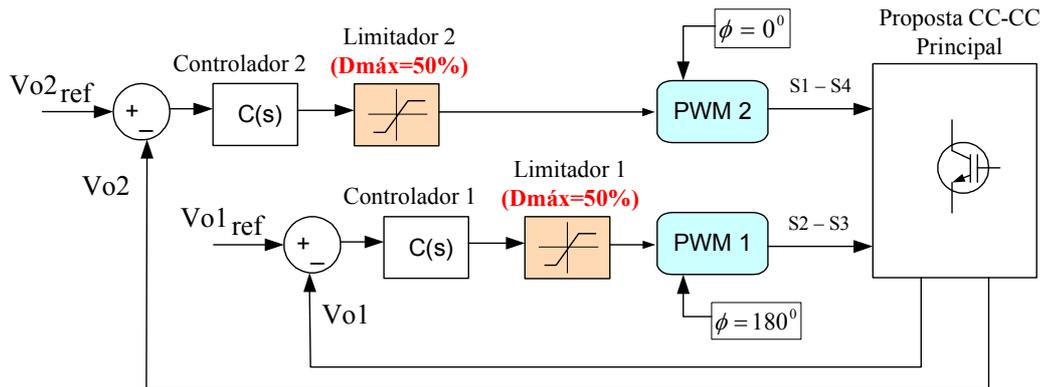


Fig. 44: Modificação do controle convencional aplicado em conversores *Full-bridge*.

O controle apresentado acima é similar ao controle tradicionalmente utilizado em conversores *Full-bridge*, e possui duas malhas independentes, sendo uma para o controle de V_{o1} e outra para V_{o2} . Um limitador no sinal modulante do *PWM* faz-se necessário para evitar que o ciclo de trabalho do *PWM* ultrapasse 50%, causando curto-circuito na Ponte-H. Cada *PWM* irá operar de forma independente, podendo ter ciclos de trabalho diferentes, sendo que suas saídas estarão defasadas de 180° entre si, semelhantemente ao mostrado pela Fig. 42. O controle poderá regular a tensão de saída e do ponto central da seguinte forma:

1. Para aumentar ou reduzir a tensão V_{o1} , o *PWM* 1 terá seu ciclo de trabalho alterado pelo controle e sua saída será utilizada para o acionamento das chaves S2 e S3 simultaneamente;
2. O controle da tensão V_{o2} será feito pelo *PWM* 2, acionando as chaves S1 e S4, também de forma simultânea.

Portanto, com a estratégia de controle apresentada acima será possível fazer o controle da tensão total de saída, pelo controle independente das tensões V_{o1} e V_{o2} ,

com uso de dois moduladores tipo *PWM*. Entretanto, a limitação do ciclo de trabalho de ambos os *PWM*, fará com que o conversor tenha uma limitação na faixa de regulação da tensão de saída, conforme apresentado em (11).

A Fig. 45 apresenta outra opção de controle analisado para a topologia em questão, onde a limitação do máximo ciclo de trabalho é eliminada, podendo ser removido o bloco denominado “limitador”, permitindo assim um aumento significativo na faixa de regulação da tensão de saída. A aplicação deste controle ao conversor proposto (Fig. 40), também é uma proposta original deste trabalho.

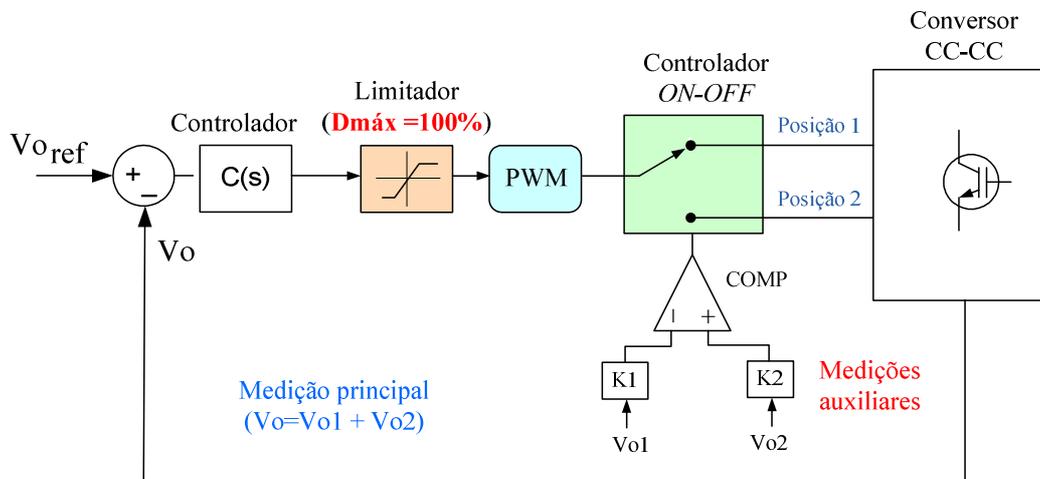


Fig. 45: Controle tipo *ON-OFF* aplicado ao conversor proposto.

O controle apresentado na Fig. 45 é o mesmo citado pela Fig. 30, apresentado como uma opção de controle no caso dos conversores *Boost* multiníveis (Fig. 29). Conforme abordado na seção 2.6.1, ele possui uma estrutura simples, sendo capaz de ajustar tanto a tensão total de saída V_o ($V_o = V_{o1} + V_{o2}$), como o equilíbrio da tensão do ponto central (ponto N). Com este tipo de controle, a regulação da tensão de saída e também do ponto central ocorrerá da seguinte forma:

- A tensão total de saída V_o é medida e comparada com uma referência de controle, produzindo um sinal de erro, o qual é então aplicado ao controlador $C(s)$, que produzirá como saída o sinal modulante de um único *PWM*. O sinal de saída do *PWM* será aplicado ao controlador *ON-OFF* que irá desviá-lo para as chaves da Ponte-H, dependendo da informação fornecida por um comparador, que indicará se $V_{o1} \cdot K1$ é maior ou menor que $V_{o2} \cdot K2$, definindo-se duas situações possíveis para o controle *ON-OFF*: a **Posição 1** ou **Posição 2**.

Para cada posição assumida definem-se também as regras de acionamentos das chaves da Ponte-H, conforme descrito a seguir:

↪ **Posição 1:** $S1^*=off$; $S2^*=on$; $S3^*=PWM$; $S4^*=PWM$ com inversão lógica

↪ **Posição 2:** $S3^*=off$; $S4^*=on$; $S1^*=PWM$; $S2^*=PWM$ com inversão lógica

A regras definidas acima para as posições assumidas pelo controlador *ON-OFF* resultam em um tipo de controle da Ponte-H, conhecido na literatura como chaveamento unipolar [25] e ainda permite que o ciclo de trabalho do sinal *PWM* produzido possa alcançar até mesmo o valor de 100%.

De uma forma simplificada, a **Posição 1** ficará sempre definida quando $V_{o1} < V_{o2}$ e a **Posição 2** para a situação $V_{o1} > V_{o2}$. Desta forma, consegue-se a regulação da tensão total V_o , bem como V_{o1} e V_{o2} , bastando escolher os valores para K_1 e K_2 , conforme a aplicação desejada.

A forma de atuação do controlador *ON-OFF* é mostrada graficamente, de forma simplificada, na Fig. 46. Esta Figura mostra os sinais de controle das chaves S_1 , S_2 , S_3 e S_4 para as duas posições possíveis de desvio do controlador *ON-OFF*. Quando em uma posição, as chaves correspondentes são acionadas com um ciclo de trabalho que poderá chegar a 100%. Na Figura apresentada, T representa o período de chaveamento do *PWM*, enquanto T^* o tempo de comutação do controle *ON-OFF*, que pode variar conforme a dinâmica da carga ligada ao conversor [78]-[79].

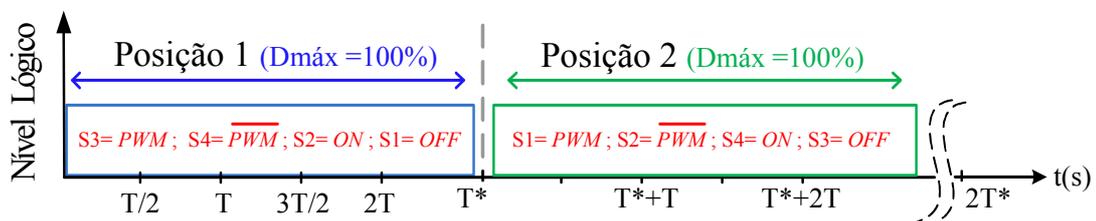


Fig. 46: Sinais de controle da Ponte-H, com o controlador *ON-OFF*.

A frequência do *PWM* utilizado deverá ser superior à frequência de comutação do controlador *ON-OFF*. Para evitar que haja oscilação com frequência elevada, entre as duas posições do controlador *ON-OFF*, foi utilizada uma estratégia que

utiliza um sinal de sincronismo para a mudança de posição (circuito *anti-chattering*) [73]-[75]. Este esquema é apresentado pela Fig. 47.

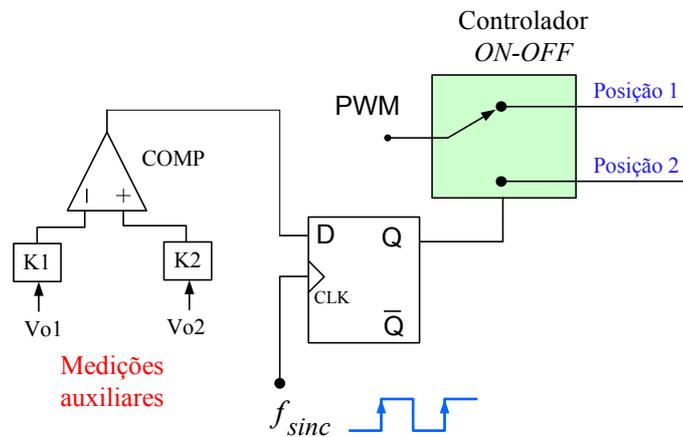


Fig. 47: Limitação da frequência de comutação no controlador *ON-OFF*.

O esquema de sincronização apresentado acima é um complemento do controle apresentado pela Fig. 45 e utiliza um *Flip-flop* tipo D para sincronizar o sinal de saída do comparador com um sinal externo (f_{sinc}). O efeito produzido por esta estratégia é que as comutações feitas pelo controlador *ON-OFF* terão uma limitação em sua frequência, ou seja, o período T^* exemplificado na Fig. 47 não poderá ser inferior ao período do sinal de sincronismo (f_{sinc}).

A escolha da frequência f_{sinc} está diretamente relacionada com a máxima ondulação desejada para a tensão de saída do conversor (*ripple* de tensão), onde um valor alto para f_{sinc} significa um baixo *ripple* de tensão. A escolha dos capacitores C1 e C2 também está relacionada com o *ripple* de tensão aceitável e com o conhecimento do valor escolhido para f_{sinc} . O projeto dos elementos que compõem o conversor proposto será abordado adiante, bem como será apresentada a análise da relação entre as frequências f_{sinc} e a frequência de chaveamento (f_{sw}).

Embora tenham sido analisadas apenas duas formas de controle para a topologia proposta, é possível que haja outros métodos de controle eficazes.

3.2. Simulações preliminares com o conversor proposto

Após a apresentação do conversor proposto e a proposta de sua técnica de controle, será aqui apresentado o resultado de simulação em uma aplicação exemplo, onde seja exigida a existência de um barramento CC de saída simétrico.

Para esta simulação será considerada a aplicação em que se deseja acionar um motor de indução de 1HP, com o uso de um inversor NPC de três níveis, conforme é apresentado no esquema da Fig. 48. Será considerado também que a máquina terá sua partida feita, em $t= 0,1s$, de forma direta e com tensão nominal aplicada ao barramento CC do inversor, situação que exigirá o máximo do conversor CC-CC.

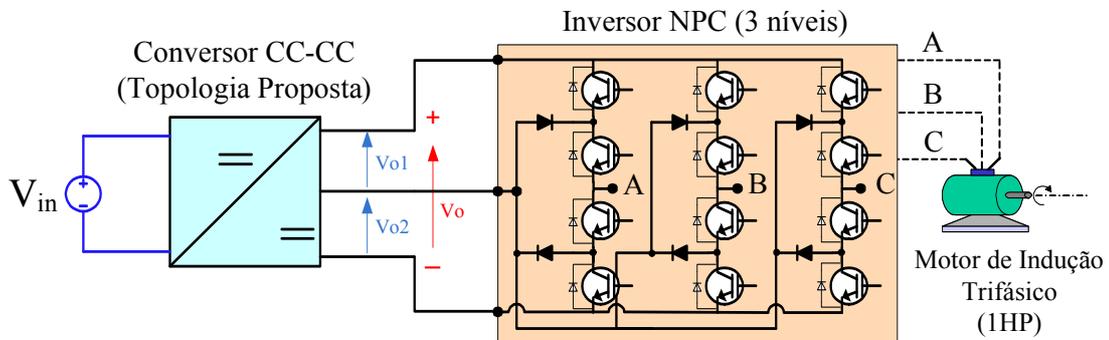


Fig. 48: Exemplo de aplicação considerado nas simulações.

Os parâmetros de simulação escolhidos são:

- Tensão de entrada $V_{in}= 200 \text{ V}$;
- Tensão de saída total $V_o= 310 \text{ V}$;
- Limite da frequência de comutação: $f_{sinc}=1250 \text{ Hz}$;
- Frequência de chaveamento $f_{sw}= 5 \text{ kHz}$;
- $L=1,3 \text{ mH}$; $C1=C2= 1000 \text{ }\mu\text{F}$;
- Controlador $C(s)$ do tipo proporcional (ganho Kp).

O inversor NPC utilizado como carga do conversor CC-CC proposto foi controlado de tal forma a produzir uma tensão de saída trifásica balanceada, com a qual é possível alimentar o motor de indução trifásico. Diversas técnicas de modulação *PWM* deste tipo de inversor podem ser encontradas na literatura [36]. Entretanto, para os casos analisados neste trabalho, as chaves do inversor NPC serão

acionadas conforme uma sequência específica apresentada na Fig. 49, com a qual se obterá uma tensão trifásica do tipo “onda quadrada” para o inversor em questão.

A sequência apresentada na Fig. 49 foi utilizada pelo autor em trabalhos anteriores [78]-[81] e consiste basicamente em 12 sequências de acionamento, cada uma acionando um par de chaves por fase do inversor NPC de 3 níveis.

Para a produção de uma saída trifásica com período de 60 Hz, o período total foi dividido em 12 frações iguais (t_0 a t_{12}), conforme visualizado na Fig. 49.

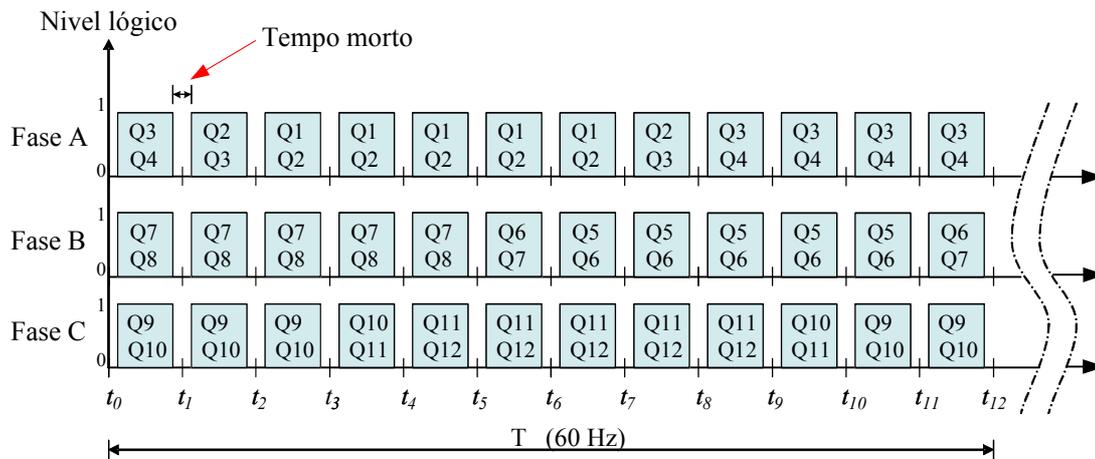


Fig. 49: Sequência de chaveamento das chaves do inversor NPC.

No último capítulo serão apresentados os resultados experimentais com a topologia de conversor CC-CC proposta, conectado ao conjunto Inversor NPC + motor de indução trifásico. O controle utilizado no acionamento das chaves do inversor será o mesmo descrito pela Fig. 49, implementado por *software* com o uso de um microcontrolador tipo PIC. O software pode ser visto no ANEXO 1.

Na Fig. 50 são apresentados os resultados de simulação aplicando-se a sequência de acionamento das chaves apresentada pela Fig. 49, mostrando as formas de onda típicas das tensões de saída de inversores NPC de 3 níveis, quando em modulação tipo onda quadrada. Foi utilizada uma tensão de barramento de 310 V, sendo mostradas as tensões trifásicas Fase-Fase e Fase-Neutro, considerando-se uma carga trifásica balanceada com conexão tipo Y a três fios.

Dos resultados apresentados na Fig. 50, pode-se verificar que as amplitudes máximas das tensões Fase-Neutro têm o valor de $2/3$ da tensão de barramento,

enquanto as tensões Fase-Fase atingem como amplitude máxima a própria tensão do barramento CC (V_o).

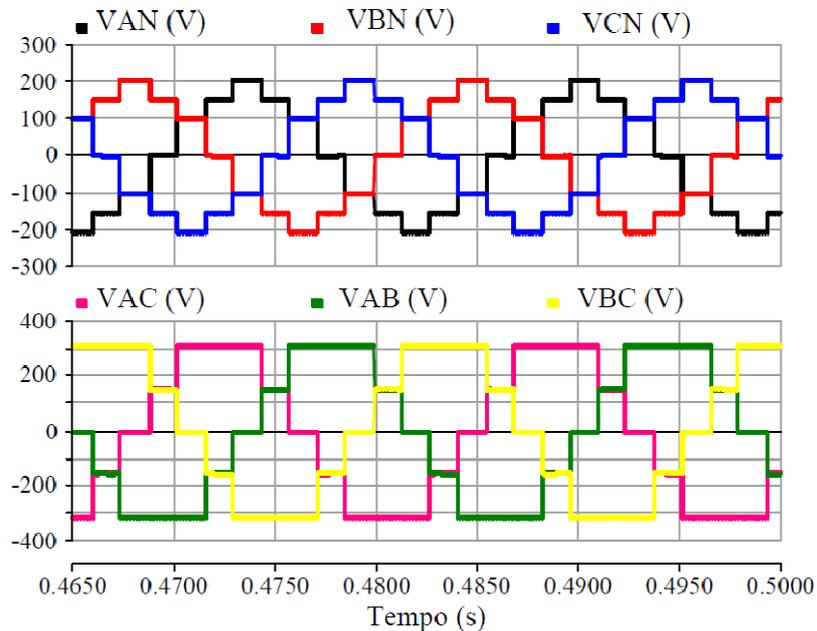


Fig. 50: Tensões típicas produzidas pelo inversor NPC.

Para se obter uma tensão de saída com níveis industriais de 220 V eficaz, utilizando a técnica de chaveamento apresentada, deve-se utilizar uma tensão de barramento em torno de 310 V, conclusão obtida em estudos anteriores pelo próprio autor [80]-[81], justificando assim a escolha deste valor para as simulações e experimentos futuros a serem apresentados neste estudo.

Na Fig. 51 são apresentados os resultados de simulação do exemplo de aplicação considerado (Fig. 48), mostrando as tensões V_o , V_{o1} e V_{o2} , para o caso em que o controlador $C(s)$ utilizado é do tipo proporcional com ganho $K_p= 100$. Nesta simulação, o motor de indução é conectado ao inversor no instante $t=0,1s$, recebendo sua tensão nominal de partida, conforme apresentado na Fig. 50.

Pode-se verificar que, além de manter a saída regulada, as tensões V_{o1} e V_{o2} também permanecem equilibradas ($\approx 155V$), mostrando que o controlador *ON-OFF* opera corretamente. É possível também observar através das regiões em destaque que as tensões V_{o1} e V_{o2} se intercalam, fato este produzido pela comutação do controlador *ON-OFF*.

Com o uso de um controlador apenas do tipo proporcional de ganho 100, verifica-se através dos resultados da Fig. 51 a existência de um erro de regime nas tensões de saída exibidas.

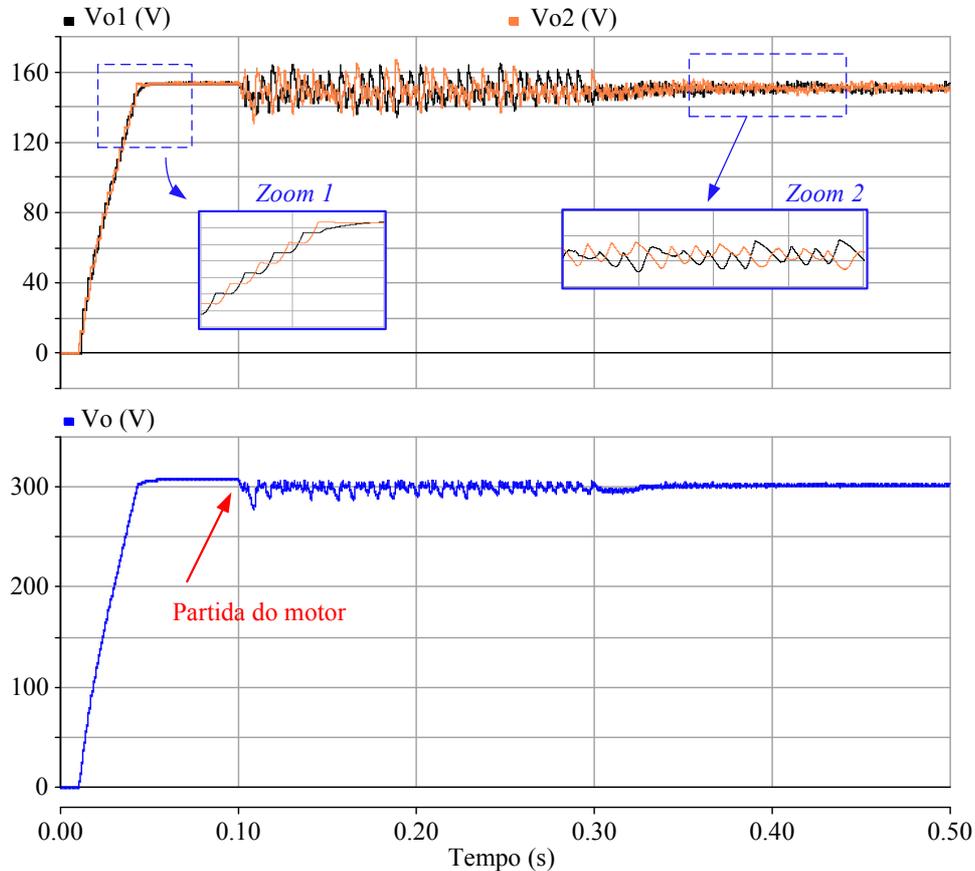


Fig. 51: Resultados com controlador de ganho $K_p=100$.

A fim de verificar o comportamento do controle, foi realizado um aumento excessivo do ganho do controlador utilizado na simulação. Na Fig. 52 é apresentada a tensão de saída V_o obtida quando o ganho utilizado se torna $K_p=10000$, para a mesma condição de carga apresentada na Fig. 51. Nesta situação, verifica-se que o erro em regime é baixo não existindo também problemas de instabilidades no controle das tensões.

São apresentadas na Fig. 53 as tensões de saída total (V_o) e uma das tensões Fase-Fase que alimentam o motor, a qual é produzida pela aplicação do controle de onda quadrada ao inversor NPC, evidenciando que a tensão Fase-Fase utiliza praticamente toda a tensão disponível no barramento CC do inversor NPC.

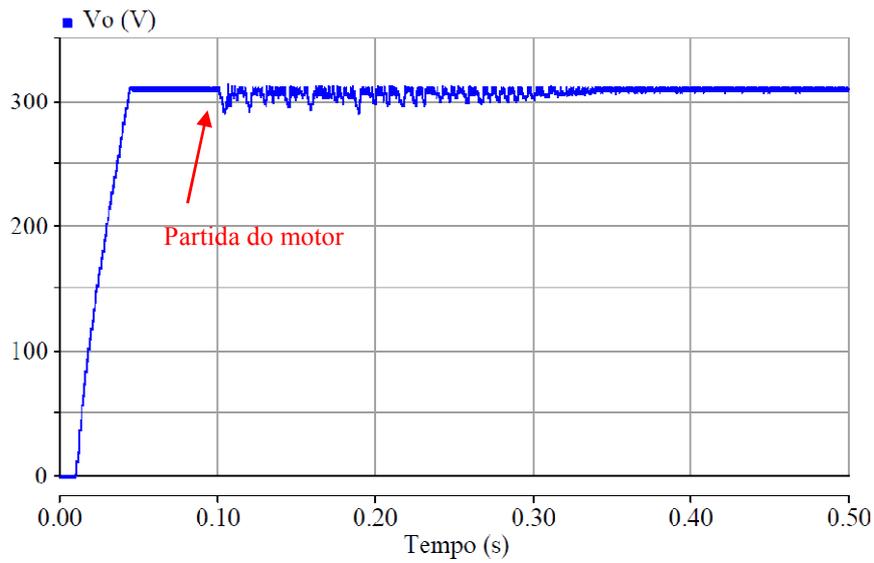


Fig. 52: Resultado com controlador com ganho $K_p=10000$.

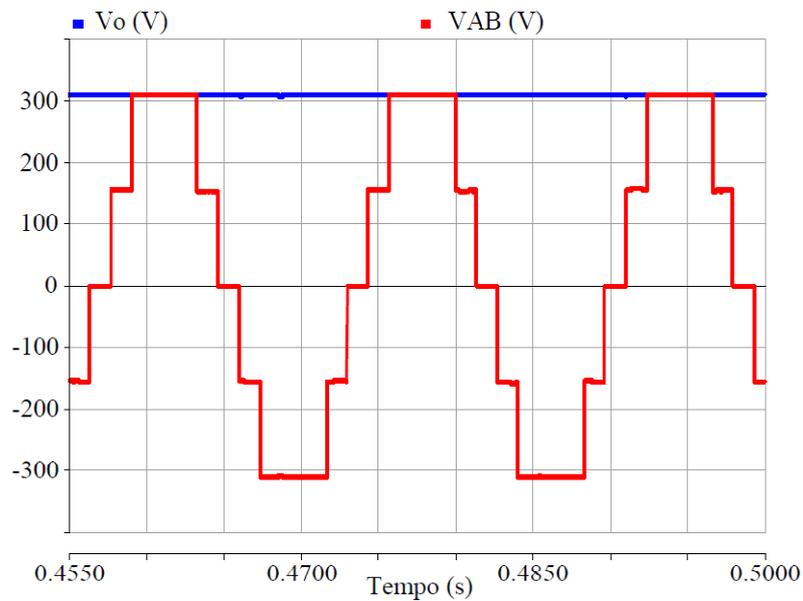


Fig. 53: Tensão de saída V_o e tensão Fase-Fase produzida pelo NPC.

Nas próximas seções serão apresentadas as análises detalhadas da topologia proposta neste estudo, como o projeto dos elementos de circuito e também os resultados experimentais obtidos com o protótipo desenvolvido.

3.3. Estudo analítico da topologia proposta

Nesta seção será apresentado um estudo analítico do conversor proposto, para a determinação dos parâmetros de projeto e as características mais relevantes observadas durante o estudo. Tais parâmetros serão comparados, para efeitos de validação, com os parâmetros utilizados em simulações. Alguns resultados experimentais e por simulações também serão mostrados, comprovando análises feitas.

Na Fig. 54 é apresentado novamente o conversor CC-CC proposto. O conversor será alimentado por uma tensão CC de entrada de amplitude V_{in} . O primeiro estágio do conversor (Ponte-H) produzirá uma tensão V_{ca} e as tensões V_o , V_{o1} e V_{o2} são as tensões produzidas como saídas.

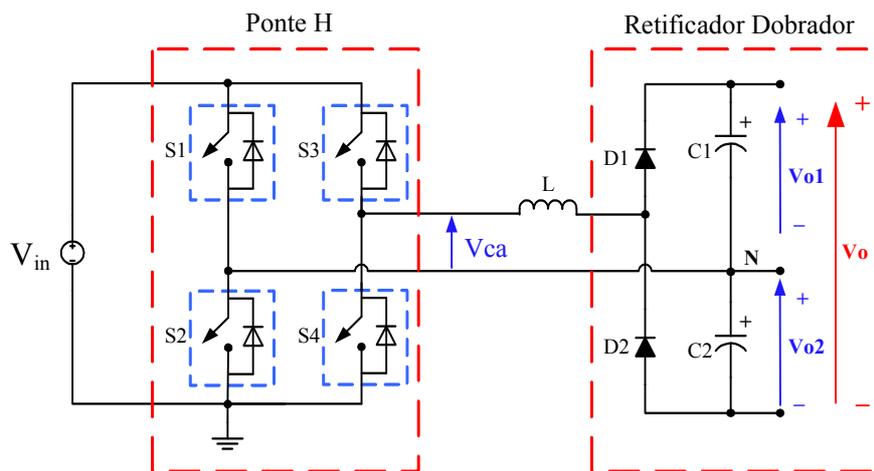


Fig. 54: Topologia proposta.

Na Fig. 55 são apresentados alguns tipos de configurações de cargas aplicáveis aos 3 terminais disponíveis na saída do conversor. Embora algumas destas configurações não representem uma aplicação concreta, elas podem representar uma situação de completo desequilíbrio de cargas e também foram testadas para verificar estabilidade e comportamento do controle. As condições de carga mais usuais são as apresentadas pela Fig. 55. Considerando-se um caso particular de interesse deste estudo, onde $V_{o1}=V_{o2}=V_o/2$, pode-se considerar as Fig. 55-b e Fig. 55-c como sendo equivalentes.

De uma forma geral, a Fig. 55-b representa qualquer aplicação que não necessite do terminal central N, equivalendo-se a uma carga puramente simétrica (Fig. 55-c).

A Fig. 55-d pode ser entendida como a representação equivalente de uma carga CC a 3 fios qualquer, inclusive representando uma ligação simultânea de um ou mais tipos de cargas apresentadas.

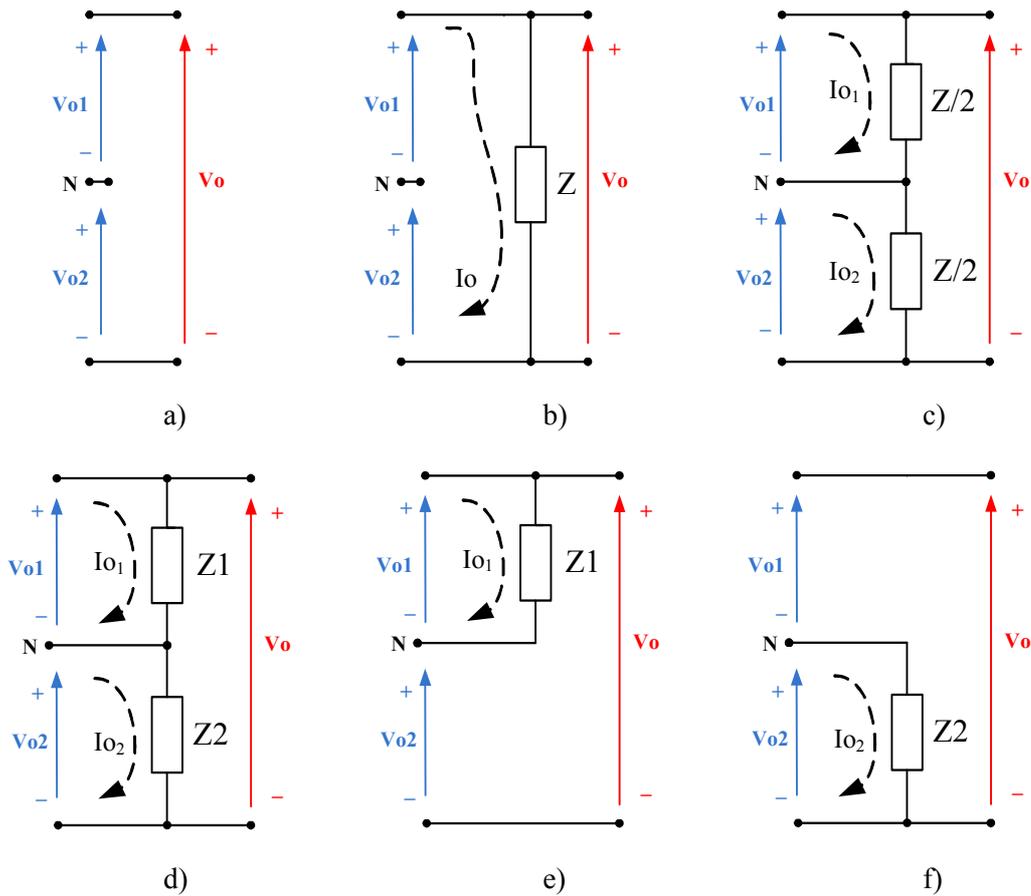


Fig. 55: Tipos de carga aplicáveis à topologia proposta.

O diagrama de controle (seção 3.1) é novamente apresentado pela Fig. 56, de forma mais detalhada, incluindo a etapa de sincronismo e limitação na velocidade transição do controlador *ON-OFF* (circuito *anti-chattering* [73]-[75]). Para a condição em que $V_{o1}=V_{o2}$, tem-se que $K_1=K_2$, porém, valores distintos podem ser utilizados em situações em que se desejem outras relações entre as grandezas V_{o1} e V_{o2} .

O resultado esperado para o controle em malha fechada (Fig. 56) é a regulação da tensão V_o em um valor desejado e, concomitantemente, o controle das tensões V_{o1} e V_{o2} .

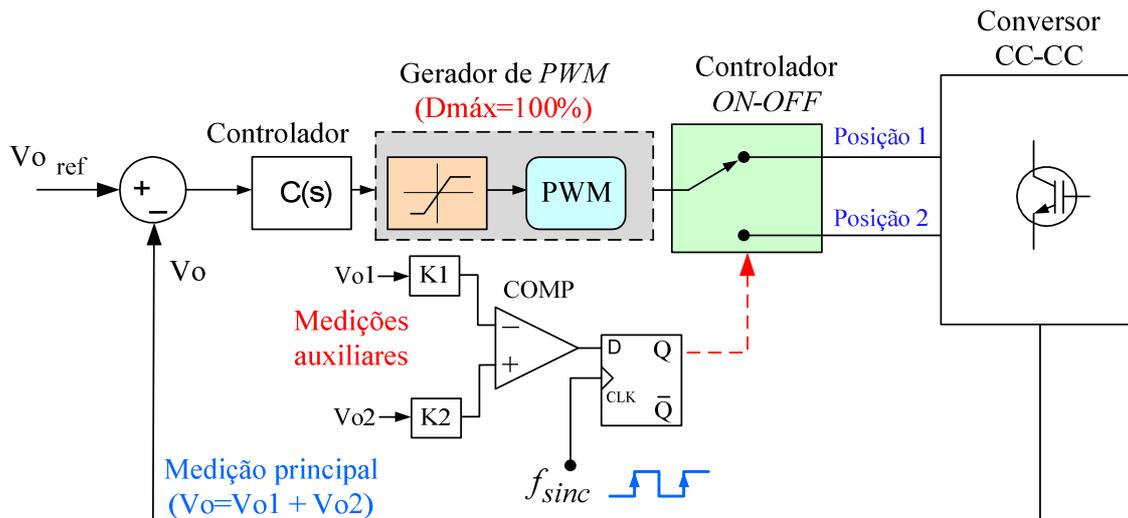


Fig. 56: Diagrama de controle da topologia proposta.

Na estratégia de controle adotada, as tensões V_{o1} e V_{o2} são comparadas para produzir uma saída lógica, a qual é sincronizada com o uso de um *flip-flop* tipo D. A saída Q do *flip-flop* é então utilizada para alterar a posição do controlador *ON-OFF* e definir um novo estado do controlador. É de grande importância a existência do *flip-flop*, atuando como um filtro passa-baixas no sinal de saída do comparador. Por motivos de ruídos, a comparação das tensões V_{o1} e V_{o2} provocariam uma transição do controlador com frequência muito elevada. A velocidade máxima de comutação do controlador *ON-OFF* pode então ser limitada pela frequência do sinal de *clock* aplicado ao *flip-flop* (f_{sinc}).

A Fig. 57 apresenta uma medida experimental dos sinais da saída do comparador (canal 1) e da saída Q do *flip-flop* (canal 2), onde é possível observar a inexistência de transições em altas frequências no sinal Q, o qual realiza as mudanças de estados do controlador *ON-OFF*.

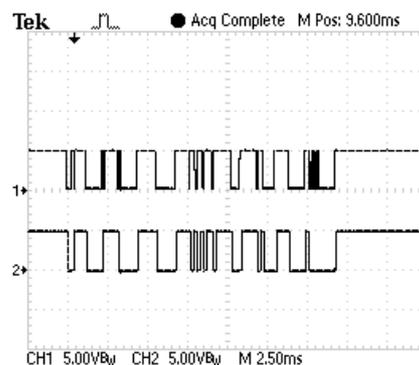


Fig. 57: Teste com o circuito *anti-chattering*.

Para cada valor lógico da saída Q do *flip-flop* fica definido uma posição para o controlador *ON-OFF*. Na Fig. 58 são apresentadas novamente as duas posições possíveis e as regras de controle do acionamento das chaves de potência do conversor em cada posição assumida. No próximo capítulo será apresentada a lógica de controle que implementa estas regras e as posições para o controlador *ON-OFF* apresentadas pela Fig. 58.

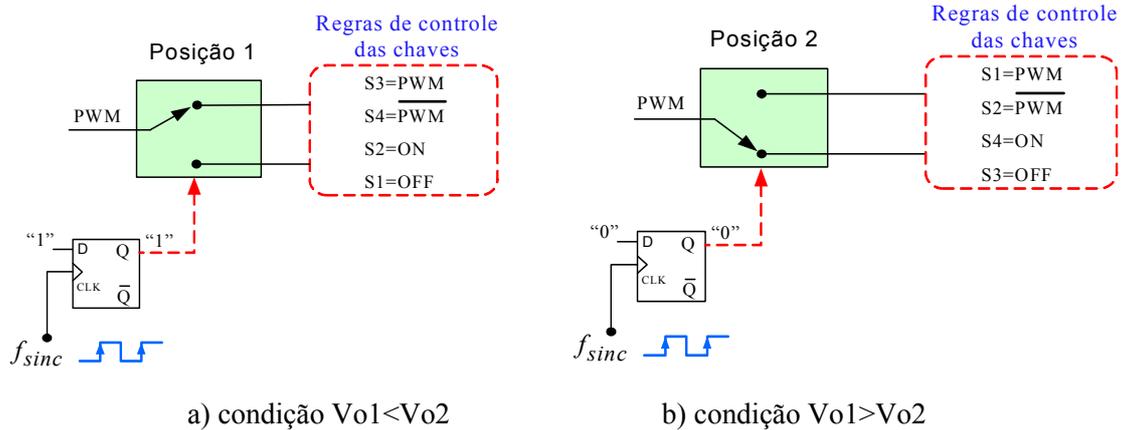


Fig. 58: Posições do controlador *ON-OFF* e suas regras de controle para as chaves.

Em cada posição assumida pelo controle, fica também definido um circuito equivalente. Nas Figs. 59 e 60 são apresentados os circuitos equivalentes para cada uma das posições apresentadas na Fig. 58.

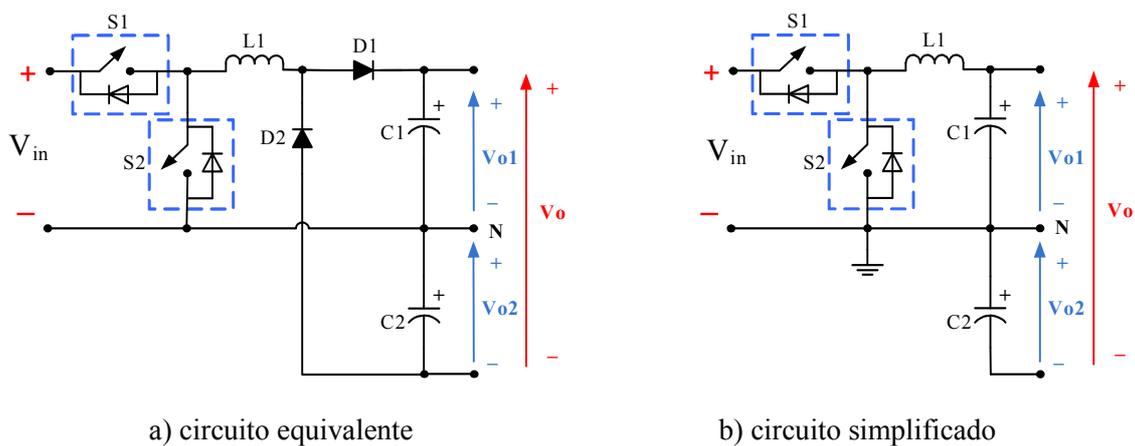


Fig. 59: Modelos equivalentes para a Posição 1.

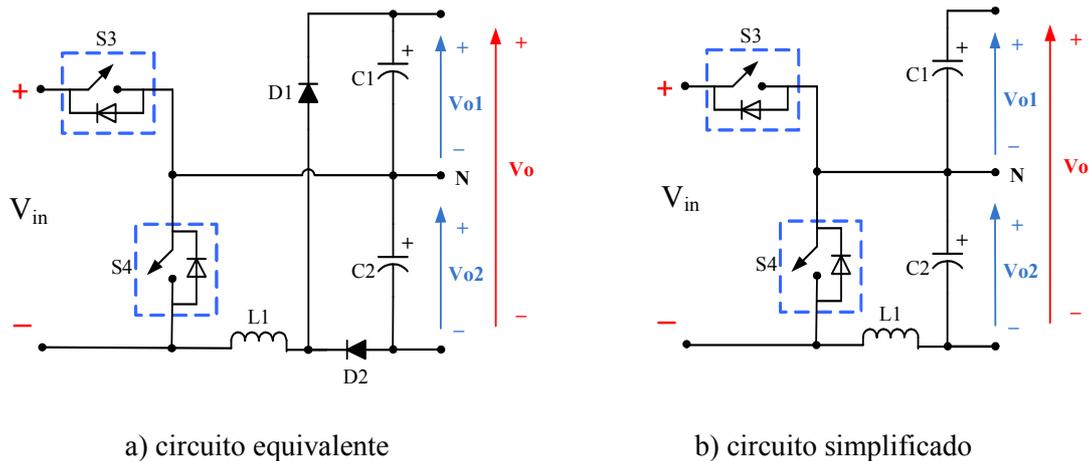


Fig. 60: Modelos equivalentes para a Posição 2.

Com a análise dos circuitos simplificados verifica-se que a topologia proposta se comporta exclusivamente como um conversor denominado *Synchronous Buck* [82] (*Buck* síncrono), que se diferencia do conversor *Buck* convencional por possuir duas chaves ativas, sendo acionadas de tal forma que uma chave apresente um estado lógico de acionamento invertido em relação à outra. Desta forma, uma das chaves atuará como chave principal e a outra realizará a função de “diodo de roda livre”. Caso as chaves utilizadas possuam baixa resistência em seu estado ativado, então o conversor poderá exibir altos valores de rendimento.

O funcionamento e análise dos modelos mostrados acima são equivalentes aos do conversor *Buck* convencional, bastante conhecido e difundido na literatura e, portanto, serão utilizados neste trabalho.

Na Fig. 61 são apresentadas as principais formas de onda que ilustram o funcionamento do conversor proposto, apresentando maiores detalhes da análise feita com o auxílio da Fig. 46. Para uma melhor compreensão, as formas de ondas foram divididas em dois grupos: sinais elétricos de controle e os sinais elétricos de potência. No primeiro grupo foram incluídos os sinais que definem e controlam as mudanças do estado do controlador *ON-OFF*, conforme apresentado na Figura. No segundo grupo estão os principais sinais de potência, como a tensão V_{ca} , a tensão V_o e as tensões dos capacitores $C1$ e $C2$ (V_{o1} e V_{o2} , respectivamente).

Observando-se os sinais elétricos de potência pode-se verificar que, para a **Posição 1** do controlador, tem-se na saída da Ponte-H (sinal V_{ca}) uma forma de onda do tipo *PWM* com amplitude V_{in} e, na **Posição 2**, um sinal V_{ca} de amplitude $-V_{in}$. O período de

chaveamento do *PWM* é representado por T_{sw} . Quando em malha fechada, o controle irá estabelecer um valor para o ciclo de trabalho do *PWM* que atenda às condições de carga e mantenha a tensão de saída regulada.

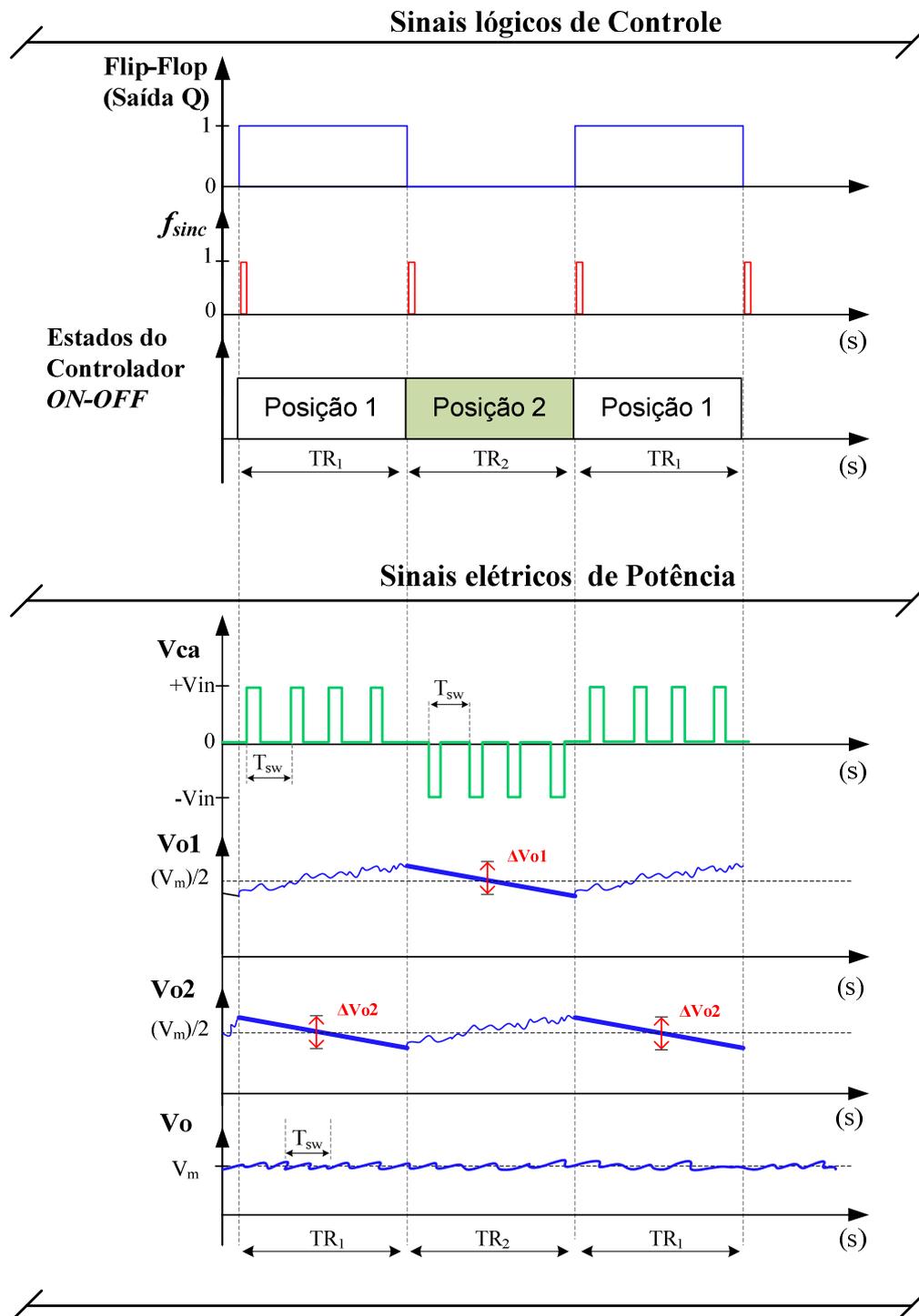


Fig. 61: Formas de onda idealizadas da operação do conversor proposto.

Para que a análise da Fig. 61 possa ser válida, deverá ser considerado que o conversor possui uma carga conectada às saídas. Esta consideração é necessária para garantir que, durante cada período do sinal f_{sinc} , possa ocorrer um desequilíbrio nas tensões V_{o1} e V_{o2} de tal forma que seja garantida a mudança de posição do controlador, a cada pulso do sinal f_{sinc} , conforme apresentado na Fig. 61. Desta forma, pode-se considerar o período de comutação do controlador *ON-OFF* como sendo o próprio período do sinal de sincronismo f_{sinc} , representado na Figura por TR_1 ou TR_2 .

Outra consideração a ser feita é que a frequência do sinal f_{sinc} deva ser inferior à frequência de chaveamento do circuito (f_{sw}), para que haja tempo para uma estabilização da tensão de saída, em cada posição assumida pelo controlador *ON-OFF*. Através dos resultados de simulação, verificou-se que para valores de f_{sinc} entre $(f_{sw})/5$ e $(f_{sw})/3$ os resultados foram satisfatórios. Por questão de simplicidade, o valor de f_{sinc} pode ser adotado, na prática, como sendo $(f_{sw})/4$ por ser um múltiplo binário e de fácil obtenção através do uso de contadores digitais. Portanto, adota-se que:

$$\frac{f_{sw}}{5} \leq f_{sinc} \leq \frac{f_{sw}}{3} \quad (12)$$

3.3.1. Cálculo de projeto dos capacitores de saída

Tomando-se como referência os circuitos equivalentes das Figs. 59 e 60, verifica-se que, para cada uma das posições assumidas pelo controlador, tem-se que um dos capacitores de saída se descarrega durante o período do sinal de sincronismo f_{sinc} e o outro capacitor permanece como sendo a capacitância de saída do conversor *buck* síncrono correspondente. Quando há uma mudança de posição, os capacitores invertem as funções. A Fig. 61 ilustra esse fato, onde as descargas de C1 e C2 podem ser identificadas como ΔV_{o1} e ΔV_{o2} . Nota-se, portanto, que a frequência principal da ondulação nas tensões V_{o1} e V_{o2} será a do sinal de sincronismo f_{sinc} . Os valores dos capacitores C1 e C2 deverão ser calculados para uma variação ΔV_{o1} e ΔV_{o2} desejada, conhecendo-se a frequência f_{sinc} e os parâmetros de carga conforme a seguir.

Baseado no fato que os períodos de descargas TR_1 e TR_2 são conhecidos pode-se calcular, para a condição de existência de carga nas saídas, a ondulação pico-a-pico (*ripple*) das tensões V_{o1} e V_{o2} conforme se segue:

$$\Delta V_{o1} = \frac{TR_1 I_{o1}}{C_1} = \frac{I_{o1}}{f_{\text{sin c}} C_1} \quad (13)$$

$$\Delta V_{o2} = \frac{TR_2 I_{o2}}{C_2} = \frac{I_{o2}}{f_{\text{sin c}} C_2} \quad (14)$$

onde,

I_{o1}, I_{o2} = correntes médias das cargas conectadas nas saídas Vo1 e Vo2 (Fig. 55).

Em situações onde a carga de saída possuir configuração semelhante à mostrada na Fig. 55-b ou Fig. 55-c e considerando-se que, usualmente, $C_1=C_2$, ter-se-á que:

$$\Delta V_{o1} = \Delta V_{o2} = \Delta V = \frac{I_o}{f_{\text{sin c}} C} \quad (15)$$

Com base nos valores médios das tensões de saída e, considerando-se as análises apresentadas na Fig. 61, tem-se para a tensão total de saída Vo que:

$$V_o = (V_{o1}) + (V_{o2}) = \left(\frac{V_m}{2} + \frac{\Delta V_{o1}}{2} \right) + \left(\frac{V_m}{2} + \frac{\Delta V_{o2}}{2} \right) \quad (16)$$

Como a técnica de controle adotada faz, de forma cíclica, com que as ondulações nas tensões Vo1 e Vo2 estejam sempre defasadas de 180°, em uma condição ideal os termos ΔV_{o1} e ΔV_{o2} praticamente se cancelam na eq. (16) e, então, a ondulação resultante para a tensão total do barramento de saída (Vo) será principalmente determinada pelo *ripple* causado pelo chaveamento *PWM*. Além disto, como os valores de C1 e C2 devem ser calculados em função dos períodos de comutação do controlador *ON-OFF* que, por sua vez, devam ser maiores que o período do *PWM* (T_{sw}), conclui-se que o *ripple* na tensão do barramento total (Vo) também será reduzido em relação ao *ripple* das tensões Vo1 e Vo2.

Assim, como no conversor *buck* convencional, a tensão de saída Vo terá, principalmente, componentes harmônicas determinadas pelo chaveamento *PWM* e as variações provocadas pelo controlador utilizado, em malha fechada, para manter a saída regulada frente às variações de carga.

Na Fig. 62 são mostrados os resultados de uma simulação exemplo, que confirmam as formas de onda e análises apresentadas pela Fig. 61. A carga utilizada possui a

configuração mostrada na Fig. 55-b e consome uma potência de 400 W, para uma tensão de entrada de 150 V (V_{in}) e uma saída de 200 V (V_o). A frequência do *PWM* escolhida foi de 5 kHz, para uma frequência de sincronismo de 1250 Hz. Os parâmetros L e C são 1,3 mH e 470 μ F, respectivamente. Pode-se verificar que as tensões de *ripple* das tensões V_{o1} e V_{o2} são determinadas principalmente pela frequência de comutação do controlador *ON-OFF*. Porém, para a tensão V_o , observa-se um cancelamento de componentes nesta frequência, bem como uma redução na amplitude.

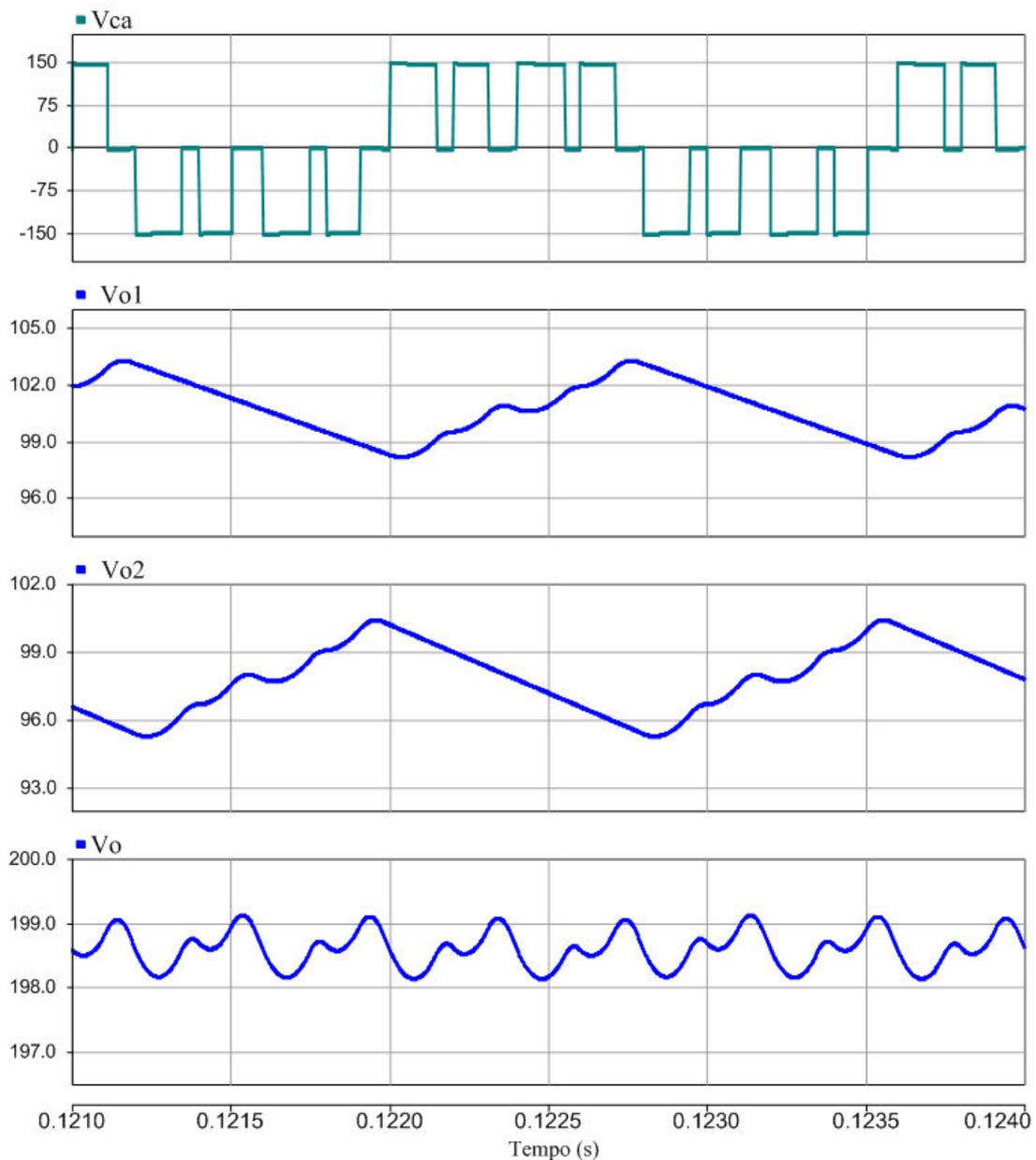


Fig. 62: Simulação exemplo para a análise do *ripple* da tensão saída.

A fim de validar as equações obtidas para o projeto dos capacitores de saída, foram realizadas simulações com diferentes condições. Estes resultados são apresentados na Tabela 4. Os demais parâmetros de simulação utilizados são semelhantes aos apresentados na simulação exemplo (Fig. 62).

Tabela 4: Validação do cálculo de *ripple* das tensões Vo1 e Vo2

Condições	Valor Teórico	Valor Simulado
$I_o=2A$ $C1=C2=470\mu F$ $f_{sinc}=500\text{ Hz}$ $f_{sw}=5\text{ kHz}$	$\Delta V= 8,5\text{ V}$	$\Delta V= 8,6\text{ V}$
$I_o=3A$ $C1=C2=1000\mu F$ $f_{sinc}=500\text{ Hz}$ $f_{sw}=5\text{ kHz}$	$\Delta V= 6,0\text{ V}$	$\Delta V= 6,2\text{ V}$
$I_o=3A$ $C1=C2=220\mu F$ $f_{sinc}=500\text{ Hz}$ $f_{sw}=5\text{ kHz}$	$\Delta V= 27,3V$	$\Delta V= 27,1\text{ V}$
$I_o=3A$ $C1=C2=220\mu F$ $f_{sinc}=2500\text{ Hz}$ $f_{sw}=5\text{ kHz}$	$\Delta V= 5,5\text{ V}$	$\Delta V= 6,1\text{ V}$
$I_o=3A$ $C1=C2=470\mu F$ $f_{sinc}=2500\text{ Hz}$ $f_{sw}=5\text{ kHz}$	$\Delta V= 2,6\text{ V}$	$\Delta V= 2,8\text{ V}$

Os resultados apresentados pela Tabela 4 comprovam as análises apresentadas na Fig. 62 e valida a eq. (15) obtida para o cálculo dos filtros capacitivos de saída da topologia proposta.

3.3.2. Cálculo de projeto do indutor

Nesta seção serão apresentadas algumas análises quanto ao projeto do indutor (L), na topologia proposta neste estudo (Fig. 54). Visto que a topologia proposta se comporta exclusivamente como um conversor tipo *Buck*, durante cada posição do controlador *ON-OFF*, as análises apresentadas irão tomar como base as análises já conhecidas na literatura para este tipo de conversor [25], para o modo de condução contínua de corrente (MCC) e para o modo descontínuo (MCD).

Análise no modo de condução contínua (MCC)

Para a análise do conversor operando em modo de condução contínua de corrente (MCC) é apresentada na Fig. 63 a situação do conversor operando com a configuração de carga apresentada na Fig. 55-b, para o controlador quando na **Posição 1**, conforme mostrado na Fig. 59.

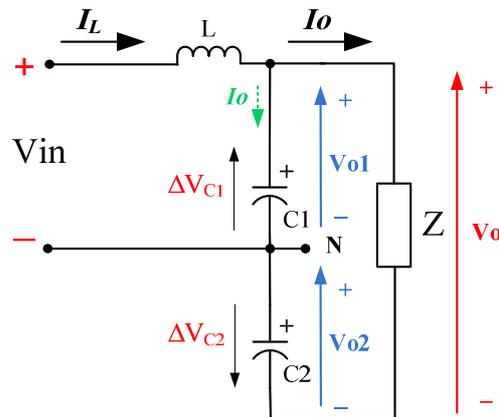


Fig. 63: Análise do conversor proposto em MCC.

Baseado na expressão para o ganho estático do conversor *Buck* convencional em MCC e visto que a topologia proposta se comporta como sendo dois conversores tradicionais ligados com suas saídas em série, pode-se estabelecer para a topologia proposta, conforme apresentado em (11), que:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = 2D \quad (17)$$

Considerando que a malha fechada de controle é realimentada pela tensão de saída V_o e que esta tensão é mantida praticamente constante pelo controle do conversor,

pode-se entender que a descarga do capacitor C2 por uma corrente constante I_o , representado na Fig. 63 por ΔV_{o2} , deverá ser compensada por um respectivo aumento na tensão de C1 (ΔV_{o1}). Desta forma, a variação ΔV_{o1} sobre o capacitor C1 implicará no surgimento de uma corrente sobre este capacitor de mesma magnitude da corrente de saída I_o , conforme pode ser visualizado na Fig. 63.

Observa-se também que, para que a tensão de saída V_o seja mantida constante, durante cada posição do controlador *ON-OFF* haverá apenas um conversor *Buck* sendo responsável por suprir toda a potência de saída (P_o). Portanto, considerando-se:

$$P_o = V_o I_o \quad (18)$$

$$V_{o1} = V_{o2} = \frac{V_o}{2} \quad (19)$$

tem-se que:

$$I_L V_{o1} = V_o I_o \quad (20)$$

Assim, de uma forma geral, a corrente média no indutor em MCC poderá ser expressa por:

$$I_L = \pm 2 I_o \quad (21)$$

Semelhantemente como é definido para um conversor *Buck* convencional, pode-se também expressar o valor de indutância mínima a ser utilizada na topologia proposta para que o conversor opere em MCC, em função do ponto de operação do conversor e da corrente de saída. Para o caso do conversor *Buck* convencional tem-se que:

$$L_{\min} = \frac{(1-D)R_o}{2f_s} \text{ (Buck convencional)} \quad (22)$$

onde:

$$D = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (23)$$

D = ciclo de trabalho do ponto de operação ($0 < D < 1$);

f_{sw} =frequência de chaveamento;

R_o = resistência de carga.

Para a análise da indutância crítica L_{\min} na topologia proposta, considere a Fig. 64. Nesta Figura são apresentados novamente os circuitos equivalentes quando se considera a configuração de carga apresentada anteriormente pela Fig. 55-b.

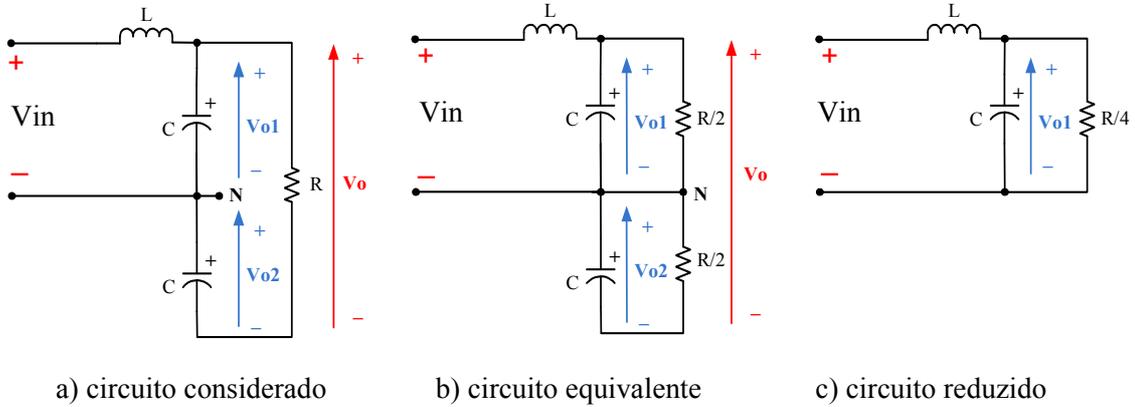


Fig. 64: Modelo para cálculo da indutância mínima.

Baseado na análise descrita para Fig. 63, onde a potência total de saída deverá ser fornecida por cada conversor *Buck* associado à posição do controlador *ON-OFF*, tem-se o circuito equivalente reduzido apresentado pela Fig. 64-c, que apresenta o modelo utilizado para descrever a equivalência de uma carga R , conectada à saída da topologia proposta, em relação a um conversor *Buck* convencional. Verifica-se, com a utilização da eq. (22), que o valor da carga de saída R_o equivalente, para o caso da topologia proposta, será $R/4$. Portanto, tem-se que:

$$L_{\min} = \frac{(1-D'')R}{8f_s} \text{ (topologia proposta)} \quad (24)$$

onde:

$$D'' = \frac{Vo1}{Vin} = \frac{Vo2}{Vin} = \frac{Vo}{2Vin} \quad (25)$$

A eq. (24) mostra que o valor da indutância mínima para garantir MCC na topologia proposta é a quarta parte do valor necessário quando se considera o *Buck* convencional, para a mesma potência de saída.

Para demonstrar a validade das expressões acima obtidas, considere a simulação obtida para os seguintes parâmetros:

$$V_{in} = 150 \text{ V}; V_o = 200 \text{ V}; R = 100 \text{ } \Omega; f_{sw} = 5 \text{ kHz}; f_{sinc} = 500 \text{ Hz}.$$

Neste caso, aplicando-se a eq. (21) tem-se para a corrente média no indutor $I_L = 4 \text{ A}$ e, com o uso das equações eq. (24) e eq. (25), tem-se que $L_{min} = 0,83 \text{ mH}$. Os resultados de simulação são apresentados na Fig. 65, onde foram considerados valores distintos de indutância L .

Pode-se verificar que o valor médio da corrente no indutor (I_L), para cada posição do controlador *ON-OFF* é cerca de $\pm 4 \text{ A}$ e que os modos de condução contínua (MCC), descontínua (MCD) e limiar de continuidade na corrente podem ser também observados.

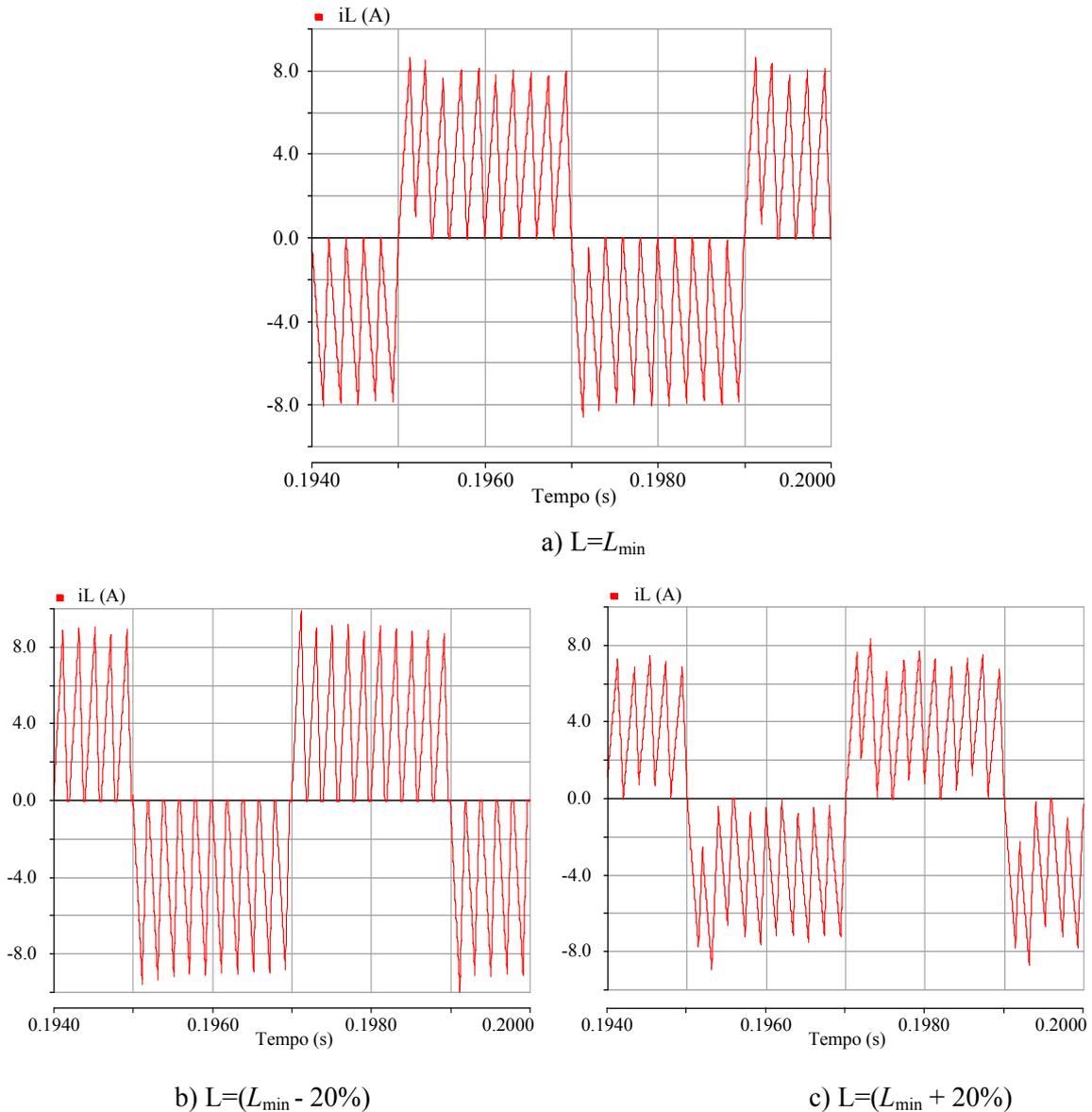


Fig. 65: Correntes no indutor (i_L).

Análise do modo de condução descontínua (MCD)

Semelhantemente ao caso da análise do conversor no modo de condução contínua de corrente (MCC), será utilizado como referência o circuito apresentado na Fig. 64, que considera um exemplo de configuração de carga (Fig. 55-b) onde a carga é conectada ao barramento CC total.

Para o conversor *Buck* convencional, a relação entre as tensões de entrada (V_{in}) e saída (V_o), consideradas constantes, em função dos parâmetros do circuito e para um ciclo de trabalho (D) conhecido, é definida na literatura como:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{2Lf_{sw}I_o}{V_{in}}} \quad (26)$$

onde:

D = ciclo de trabalho do ponto de operação ($0 < D < 1$);

f_{sw} =frequência de chaveamento;

L =indutância utilizada;

I_o = corrente média na carga.

Quando se considera o modo de condução descontínua (MCD) não se pode relacionar o ciclo de trabalho (D) apenas como função das tensões de entrada e saída, como é feito no MCC para a obtenção do ganho estático do conversor. No caso descontínuo, esta relação fica definida basicamente em função do parâmetro da carga I_o , conforme (26).

Uma vez que as demais variáveis podem ser consideradas constantes, verifica-se que o conversor terá a tensão de saída V_o sensivelmente alterada em função da corrente de saída I_o , o que equivale dizer que a regulação da tensão de saída em MCD é precária, quando o conversor trabalha em malha aberta, para um determinado ciclo de trabalho de operação.

A expressão apresentada em (26) também mostra que, para um ciclo de trabalho do ponto de operação do conversor, a tensão de saída V_o poderá ser igual à própria tensão

de entrada (V_{in}) quando a corrente de carga I_o assumir um valor próximo a zero, mesmo que o ciclo de trabalho de operação seja reduzido. Este fato pode ser também percebido como uma tendência de elevação na tensão de saída quando o conversor opera em MCD e a corrente de saída tem valores reduzidos.

Quando em malha fechada, o controle do conversor deverá ser capaz de manter a tensão de saída regulada, frente às variações de carga, tanto operando no MCC como em MCD e, normalmente, recomenda-se a existência de uma carga mínima na saída do conversor.

Aplicando-se (26), no modelo do circuito reduzido considerado, conforme apresentado na Fig. 64-c, chega-se à seguinte expressão:

$$\frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{2Lf_s(I_o'')}{V_{in}}} \quad (27)$$

a qual pode ser também expressa por:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2D^2}{D^2 + \frac{4Lf_s I_o}{V_{in}}} \quad (28)$$

uma vez que o termo I_o'' pode ser substituído por $2I_o$, para que o circuito do modelo reduzido (Fig. 64-c), seja equivalente ao caso em análise (Fig. 64-a).

A validação da eq. (28) será demonstrada adiante na seção 3.6, onde foi realizado um experimento com o protótipo desenvolvido para as validações das expressões obtidas nesta seção, tanto para o MCC como para o MCD. Simulações também serão apresentadas para o auxílio das validações.

3.4. Projeto do compensador $C(s)$

Para a análise do tipo de compensador $C(s)$, mostrado no diagrama de controle da topologia proposta (Fig. 56), e da estabilidade de controle em malha fechada, é de fundamental importância o conhecimento da planta do conversor. Como a topologia proposta recai em uma topologia bastante conhecida (conversor *Buck*), a análise fica simplificada e pode-se tomar como referência o modelo de circuito apresentado pela Fig. 66, onde os elementos parasitas também são considerados [83].

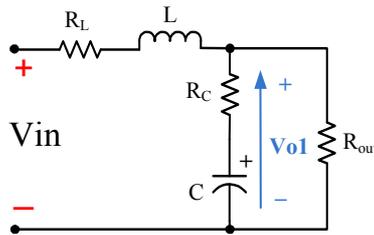


Fig. 66: Correntes no indutor (i_L).

Tomando como base o modelo de circuito apresentado na Fig. 66, a expressão da função de transferência em malha aberta, em função do ciclo de trabalho do *PWM*, pode ser expressa como se segue.

$$H(s) = \frac{Vol(s)}{D''(s)} \cong \frac{Vin}{LC} \left[\frac{1 + sR_C C}{s^2 + \left(\frac{2}{R_{out}C} + \frac{R_L}{L} \right) s + \frac{1}{LC}} \right] \quad (29)$$

O conhecimento da função de transferência permite que o projeto em malha fechada possa ser feito mediante alguns critérios clássicos desejados como, por exemplo, o sobressinal na tensão de saída (*overshoot*), dentre outros [83].

A análise dos pólos e os resultados dos testes feitos em simulações mostram que o conversor *Buck*, tendo seu modelo representado por (29), possui seus pólos de malha aberta sempre no semiplano complexo esquerdo.

Com a utilização de um controlador, em malha fechada, do tipo proporcional com ganho K_p , a estabilidade ainda é garantida, embora o erro de regime não possa ser anulado e o uso de um alto valor de ganho possa levar o sistema a uma oscilação provocada por interferências na malha de controle.

Atualmente existe uma grande variedade de circuitos integrados dedicados (CI's), utilizados como controladores com modulação do tipo *PWM* em diversas aplicações. Nestes CI's estão integradas todas as funcionalidades necessárias para um controle em malha fechada, incluindo até mesmo entradas para funções secundárias tais como limitação de corrente, entradas para sincronismo externo, tensão de referência de precisão, dentre outras, tendo um ciclo de trabalho máximo limitado por volta de 94%, na maioria dos casos. Citam-se como exemplo os controladores TL494 e UC3524N, facilmente encontrados no mercado nacional.

O sinal de *PWM* é gerado após a comparação entre um sinal de referência e um sinal medido na realimentação em malha fechada, com o uso interno de um comparador de alto ganho, proporcionando um controle com um baixo valor de erro em regime permanente. Além disso, na maioria dos CI's é possível a inserção externa de elementos para possíveis necessidades de compensação de frequência e controle de ganho e, assim, evitar instabilidades de controle.

Vislumbrando a montagem do protótipo da topologia proposta, com a utilização de circuitos integrados dedicados, as simulações durante o estudo foram feitas, principalmente, com o uso do controlador tipo proporcional, o qual se mostrou satisfatório na regulação do barramento CC.

Com o protótipo construído, pôde-se verificar o funcionamento e estabilidade do conversor utilizando-se os CI's referidos onde, mesmo sem a utilização de compensação externa, não foi observada instabilidade. Sabe-se, porém, que com valores de ganho muito elevados, o sistema de controle fica mais susceptível a interferências por ruídos oriundos de diversas fontes, tanto externas quanto as geradas no próprio circuito de chaveamento. Porém, os testes experimentais sem a compensação também se mostraram satisfatórios, não ocorrendo problemas de instabilidades na malha de controle fechada.

Diversos testes foram realizados, variando-se o ganho K_p do controlador entre 100 e 10000 ($40 \text{ dB} < K_p < 80 \text{ dB}$), através da conexão externa apropriada de elementos e, no final, optou-se por adicionar um filtro (compensação externa), o qual reduz o ganho em altas frequências, mas possibilita ainda obter um baixo erro de regime. No ANEXO 3 é apresentado o diagrama esquemático utilizando-se integrados UC3524N/LM3524D.

3.5. Resultados experimentais com o conversor proposto

Nesta seção serão apresentados os resultados experimentais obtidos com o conversor CC-CC proposto. As fotos da montagem do conversor podem ser vistas no ANEXO 2. Inicialmente serão mostrados os testes preliminares que foram realizados a fim de verificar o desempenho dos circuitos projetados, tais como:

- Circuito *gate drive* dos IGBTs da Ponte-H;
- Lógica de controle da Ponte-H;
- Circuitos de proteção e geração de tempo morto (*dead time*).

O correto funcionamento destes circuitos será imprescindível para a montagem do protótipo do conversor. Os ANEXOS 3, 4 e 5 apresentam, em detalhes, os esquemáticos de circuito utilizados nos experimentos finais em bancada.

A Fig. 67 mostra, em resumo, o diagrama da montagem utilizada no experimento. Inicialmente não foi utilizado o retificador dobrador acoplado à saída da Ponte-H e sim apenas uma carga resistiva, conforme ilustrado na Figura.

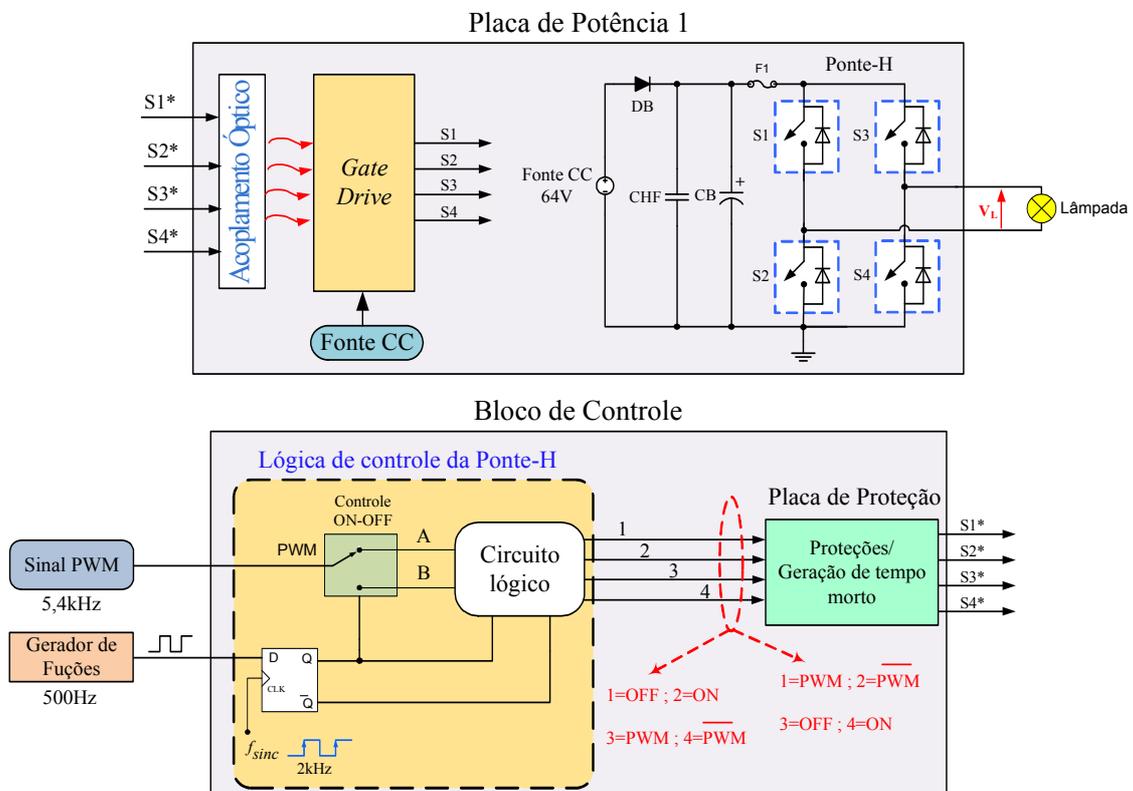


Fig. 67: Diagrama da montagem utilizada nos experimentos.

A constituição final do conversor proposto será feita através do uso de três placas de circuito impresso e apenas os circuitos de controle foram montados inicialmente em plataforma do tipo *protoboard*. A Placa de Potência 1 (ANEXO 4) e a Placa de Proteção (ANEXO 3), bem como detalhes do bloco de controle, são exibidas na Fig. 67.

Para os experimentos realizados foram também utilizados um gerador de funções, um circuito gerador de *PWM* e um circuito gerador de *clock*, conforme podem ser identificados com o auxílio da Fig. 14. Para a implementação da lógica de controle da Ponte-H, mostrado na Fig. 67, foi utilizado o circuito lógico apresentado em detalhes pela Fig. 68, o qual tem por finalidade a geração dos quatro sinais de controle das chaves da Ponte-H, nas duas Posições definidas para o controlador *ON-OFF*, conforme apresentado na Fig. 58.

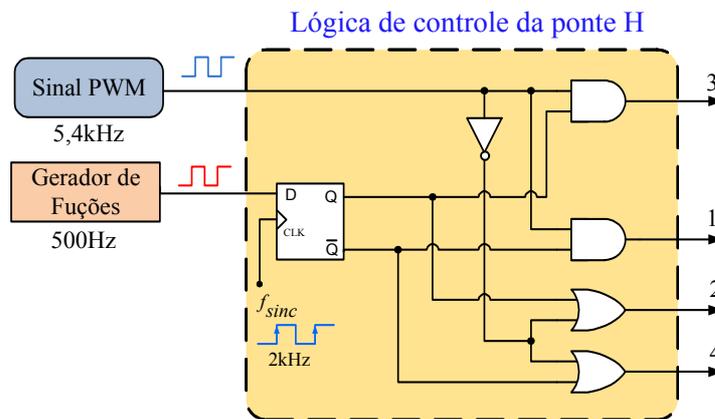


Fig. 68: Diagrama da montagem utilizada nos experimentos.

As saídas produzidas pela lógica de controle são apresentadas na Fig. 68 (sinais 1, 2, 3 e 4) e estes sinais serão, respectivamente, transformados em $S1^*$, $S2^*$, $S3^*$ e $S4^*$, após serem condicionados pelo circuito da Placa de Proteção (Fig. 67). Estes sinais serão usados para os acionamentos das chaves da Ponte-H, podendo assumir as seguintes configurações (**Posição 1** e **Posição 2**, apresentadas na Fig. 58):

- ✓ Posição 1: $S1^*=off$; $S2^*=on$; $S3^*=PWM$; $S4^*=PWM$ com inversão lógica
- ✓ Posição II: $S3^*=off$; $S4^*=on$; $S1^*=PWM$; $S2^*=PWM$ com inversão lógica

Na Fig. 69 é apresentada a simplificação da álgebra Booleana do circuito lógico apresentado na Fig. 68, com a utilização apenas de portas lógicas NAND, facilitando a implementação. Com a utilização de circuitos integrados contendo 4 portas NAND,

pôde-se utilizar uma porta funcionando como o oscilador do controlador *ON-OFF* (f_{sinc}), totalizando o uso de 2 circuitos integrados por completo.

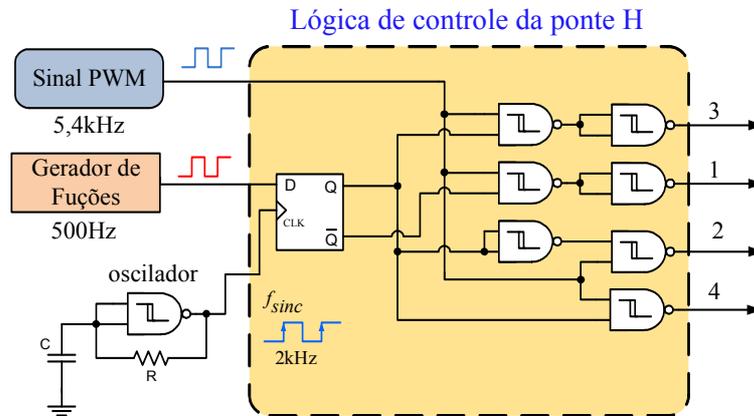


Fig. 69: Simplificação Booleana da lógica de controle.

Na Fig. 70 é apresentada, em resumo, a funcionalidade da Placa de Proteção (ANEXO 3), apresentada na Fig. 67. Sua função é a de não permitir que o acionamento simultâneo de dois sinais de entrada possa produzir o respectivo acionamento simultâneo das saídas, situação que provocaria um curto-circuito no barramento CC da Ponte-H (*cross conduction*). Além disto, produz a função da inserção de um tempo de inatividade de um sinal de saída da Placa de Proteção (t_d), toda vez que houver uma transição positiva no sinal de entrada da mesma. Entretanto, para toda transição negativa de um sinal de entrada, sua saída correspondente responderá de forma imediata, conforme apresentado na Fig. 70. Este procedimento é comumente chamado na literatura de geração de “tempo morto”.

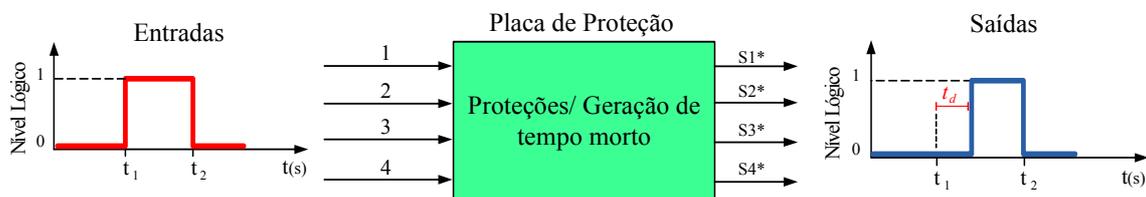


Fig. 70: funcionalidades da Placa de Proteção.

A seguir serão apresentados os testes experimentais com o uso dos circuitos e dispositivos descritos acima.

3.5.1. Testes com o circuito de *gate drive*

O circuito de *gate drive* (Fig. 67) desenvolvido neste trabalho pode ser visualizado no ANEXO 4 e os resultados apresentados abaixo se destinam a verificar o desempenho do circuito no que diz respeito à forma de onda produzida em sua saída e a máxima frequência de acionamento da chave de potência em questão (*IGBT*).

Na Fig. 71 são apresentados os resultados dos sinais de saída do circuito de acionamento (*gate drive*) em diferentes frequências, obtidas com o auxílio de um instrumento gerador de funções para a geração dos sinais de excitação, com ciclo de trabalho fixo em 50% ($D=0,5$). Pode-se verificar que o circuito apresenta uma saída com um valor positivo em torno de 14 V, para o acionamento da chave, e um valor negativo de -5 V para desativar a chave sob controle.

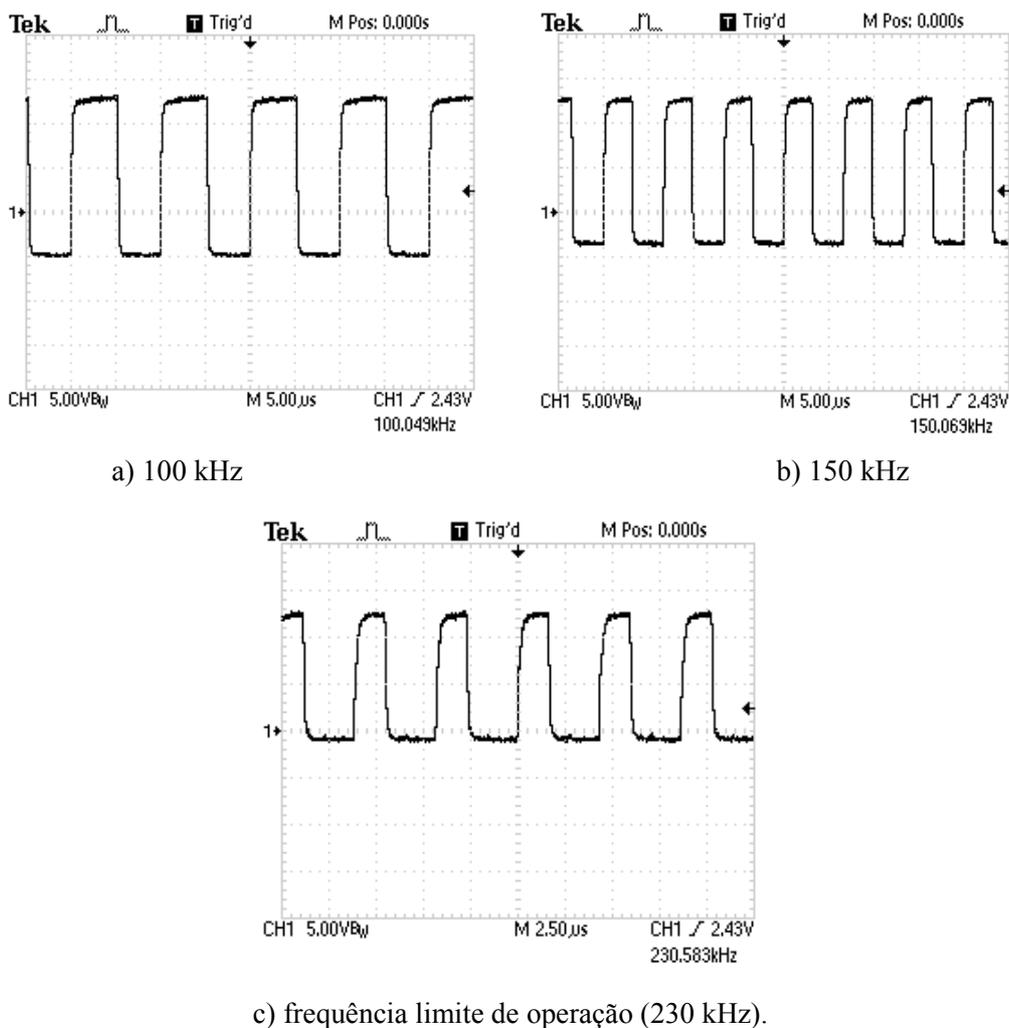


Fig. 71: Testes de resposta de frequência do circuito *gate drive*.

A técnica de aplicação de uma tensão negativa para o desligamento de uma chave sob controle, embora aumente a complexidade e o custo, é comumente usada para garantir uma maior imunidade a falsos disparos das chaves, ocasionados por ruídos, além de proporcionar uma maior velocidade de desligamento da chave.

O circuito de *gate drive* foi testado nas frequências de 100 kHz, 150 kHz e 230 kHz, com os resultados mostrados na Fig. 71. Entretanto, espera-se utilizar uma frequência *PWM* de chaveamento de 5 kHz a 10 kHz, conforme utilizado nas simulações. Portanto, os resultados indicam um desempenho satisfatório, podendo até mesmo ser utilizado em aplicações com frequências de chaveamento maiores. Além disto, o circuito desenvolvido responde em baixas frequências, possibilitando até mesmo acionamento contínuo de qualquer chave constituinte da Ponte-H.

Com o aumento da frequência de chaveamento, observou-se uma redução gradual no valor da tensão negativa do sinal, tornando-se praticamente nula para frequências próximas a 230 kHz ou superiores (Fig. 71-c). Assim, considerou-se como uma frequência limite de operação o valor de 230 kHz.

3.5.2. Testes com a Ponte-H e sua a lógica de controle

Com o circuito de *gate drive* operando satisfatoriamente, conforme apresentado na seção anterior, foi implementada a lógica de controle da Ponte-H (Fig. 69) e os circuitos de proteção e geração de tempo morto (Placa de Proteção – Fig. 70). Com estes circuitos, o chaveamento das quatro chaves da Ponte-H é feito de forma correta, com a seleção das chaves que irão receber o sinal de chaveamento *PWM*, as chaves que permanecerão ativas e/ou desativadas, conforme descrito anteriormente pelas posições assumidas pelo controlador *ON-OFF* e suas regras de acionamento das chaves de potência (Fig. 58)

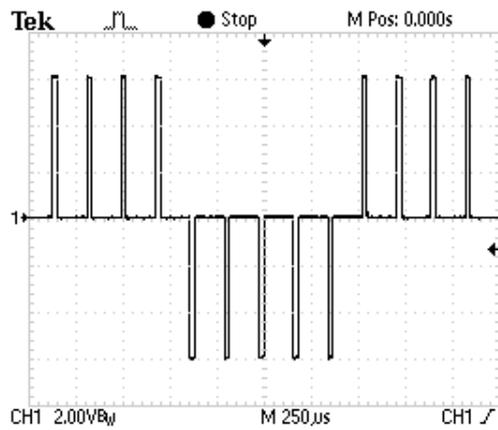
Os testes apresentados a seguir visam verificar o funcionamento da Ponte-H em uma situação real de acionamento de uma carga (Fig. 67). Para este experimento foram utilizados três tipos de sinais assíncronos: um sinal tipo *PWM*, um sinal de *clock* para o *Flip-Flop* do controlador e um sinal que força a comutação do controlador *ON-OFF*, em uma frequência fixa. Os parâmetros foram:

- ✓ Tensão de barramento V_{in} : 64 V (fonte CC +/- 32V);
- ✓ Carga: lâmpada 100 W/127 V;
- ✓ Frequência do *PWM* (f_{sw}): 5,4 kHz;
- ✓ Frequência do *clock* do controlador (f_{sinc}): 2 kHz;
- ✓ Frequência de comutação: 500 Hz, ciclo de trabalho em 50%;

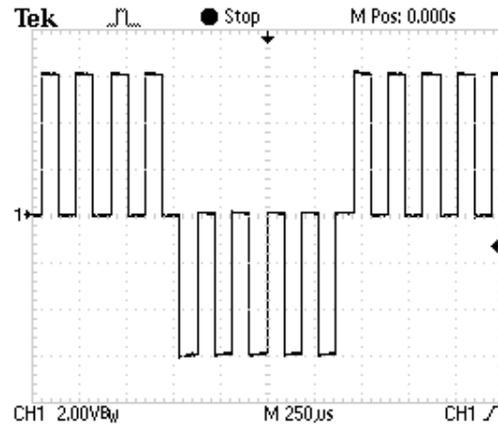
A Fig. 72 apresenta a tensão na carga em quatro acionamentos distintos, com ciclos de trabalho do *PWM* fixados em 20%, 50%, 90% e 100%, respectivamente. A comutação do controlador *ON-OFF* é forçada por um sinal fixo de 500 Hz, onde pode-se verificar através da Fig. 72 que o sinal de saída possui valores positivos e negativos sendo comutados tanto pela frequência do *PWM* (5,4 kHz), como realizando as devidas inversões de polaridade ocasionadas pelo comutação do controlador, em frequência mais baixa (500 Hz). Estes serão os sinais típicos a serem produzidos pelo controle em malha fechada, onde, neste caso, o ciclo de trabalho do *PWM* se ajustará automaticamente pela condição de carga aplicada, podendo assumir valores entre 0 e 100%, dependendo do circuito gerador de *PWM* utilizado. Além disto, a comutação não se daria com frequência e posicionamento fixos, conforme neste experimento, e sim teria uma frequência de comutação máxima limitada pelo sinal de sincronismo (*clock* do

Flip-Flop) e a permanência do controlador em uma determinada posição seria determinada pelas condições da carga.

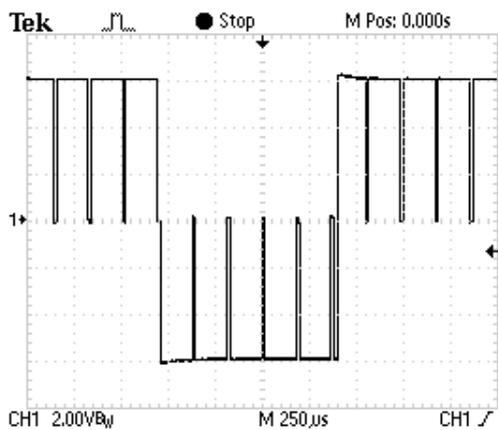
A potência consumida neste experimento foi de 40 W, aproximadamente, devido à tensão reduzida utilizada para o barramento CC do experimento, em relação à tensão nominal da lâmpada utilizada.



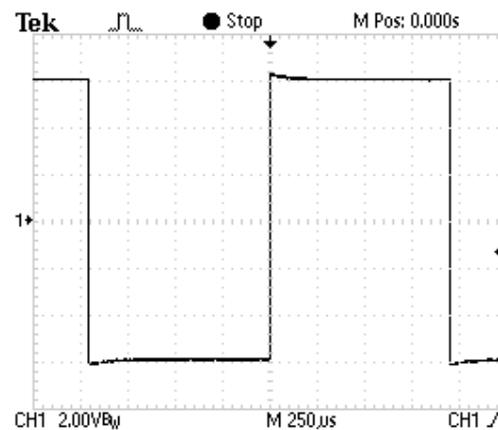
a) $D=0,2$



b) $D=0,5$



c) $D=0,9$

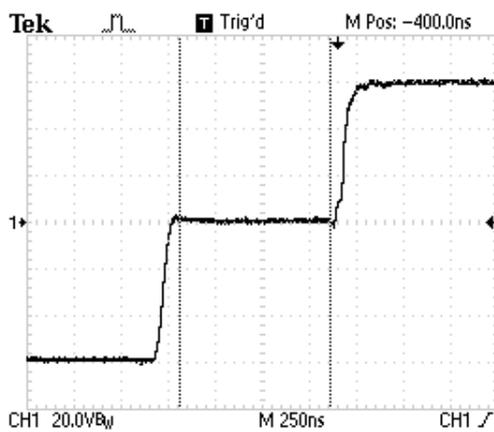


d) $D=1$

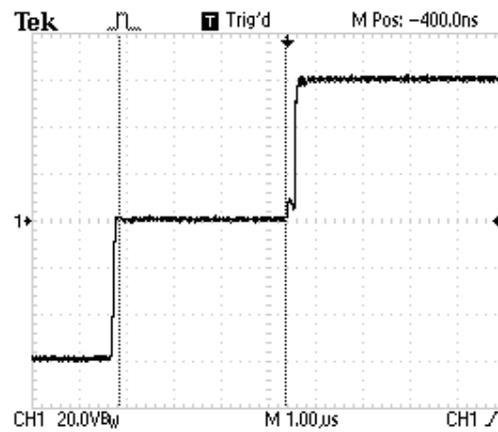
Fig. 72: Testes de acionamento da Ponte-H.

3.5.3. Testes de geração de tempo morto

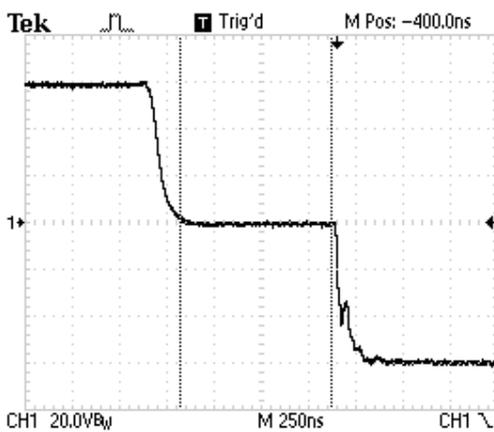
Na Fig. 73 são apresentados os testes feitos com a placa de proteção, apresentado no diagrama de blocos da Fig. 67. É mostrado o tempo de inatividade das chaves, na saída da Ponte-H, inserido tanto nas transições de tensão negativa para positiva (Fig. 73-a e Fig. 73-b) como vice-versa (Fig. 73-c e Fig. 73-d). Foram testados os limites extremos da placa (ANEXO 3), exibindo um tempo mínimo e máximo de 700 ns e 3,7 μ s, respectivamente. Estes valores podem ser verificados na Fig. 73 pela análise dos cursores exibidos nas Figuras.



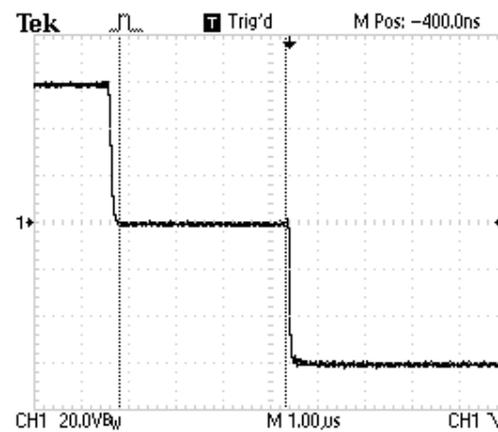
a) $t_d = 700$ ns



b) $t_d = 3,7$ μ s



c) $t_d = 700$ ns



d) $t_d = 3,7$ μ s

Fig. 73: Testes de geração de tempo morto (t_d) nas transições (saída da Ponte-H).

3.5.4. Testes velocidade de comutação da Ponte-H implementada

Através dos resultados apresentados anteriormente pela Fig. 73 é possível verificar a ordem de grandeza dos tempos de subida e descida da tensão de saída. Por definição, o tempo de transição entre os valores de 10% e 90% do valor total é, comumente, denominado de tempo de subida (*rise time*) e simbolizado por t_r . O tempo de descida (*fall time*) possui definição análoga e é simbolizado por t_f .

Para os testes apresentados pela Fig. 73, verificaram-se tempos de subida e descida da ordem de 65ns, conforme exemplificado na Fig. 74. Neste caso é apresentado, com uma ampliação na escala temporal, apenas as transições de valores positivos (+64 V) para o valor nulo (Fig. 73- c e Fig. 73-d). Entretanto, em todas as medidas realizadas foi possível verificar que a Ponte-H exibe um tempo de subida e descida da ordem de 65ns, com o *gate drive* implementado e os *IGBTs* selecionados (ANEXO 4).

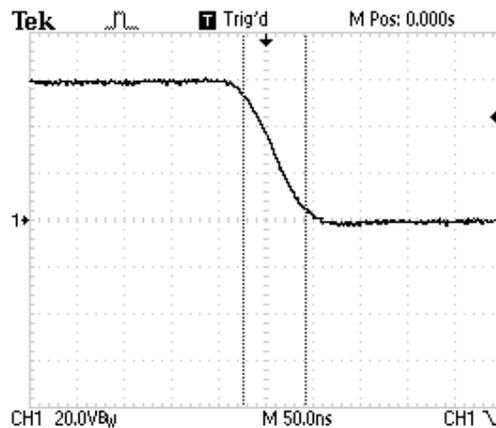


Fig. 74: Exemplo da medição do tempo de comutação: $t_f=65\text{ns}$.

Na seção seguinte serão apresentados os resultados experimentais com o conversor proposto, aplicando-se os controles e circuitos analisados nesta seção, conforme mostrado na Fig. 67. Serão apresentados resultados com controle em malha aberta e em malha fechada para a tensão de saída do conversor. Será analisado o funcionamento do controlador *ON-OFF* aplicado para os controles das tensões do ponto central e da saída do conversor proposto.

3.5.5. Verificação do equilíbrio da tensão do ponto central (malha aberta)

O primeiro experimento envolvendo uma montagem completa do conversor é apresentado pela Fig. 75. Este experimento tem como objetivo o teste do controle da tensão do ponto central, bem como verificar o correto funcionamento da conexão entre as placas de potência e bloco de controle, partes estas integrantes do conversor proposto, conforme mostrado pela Fig. 75.

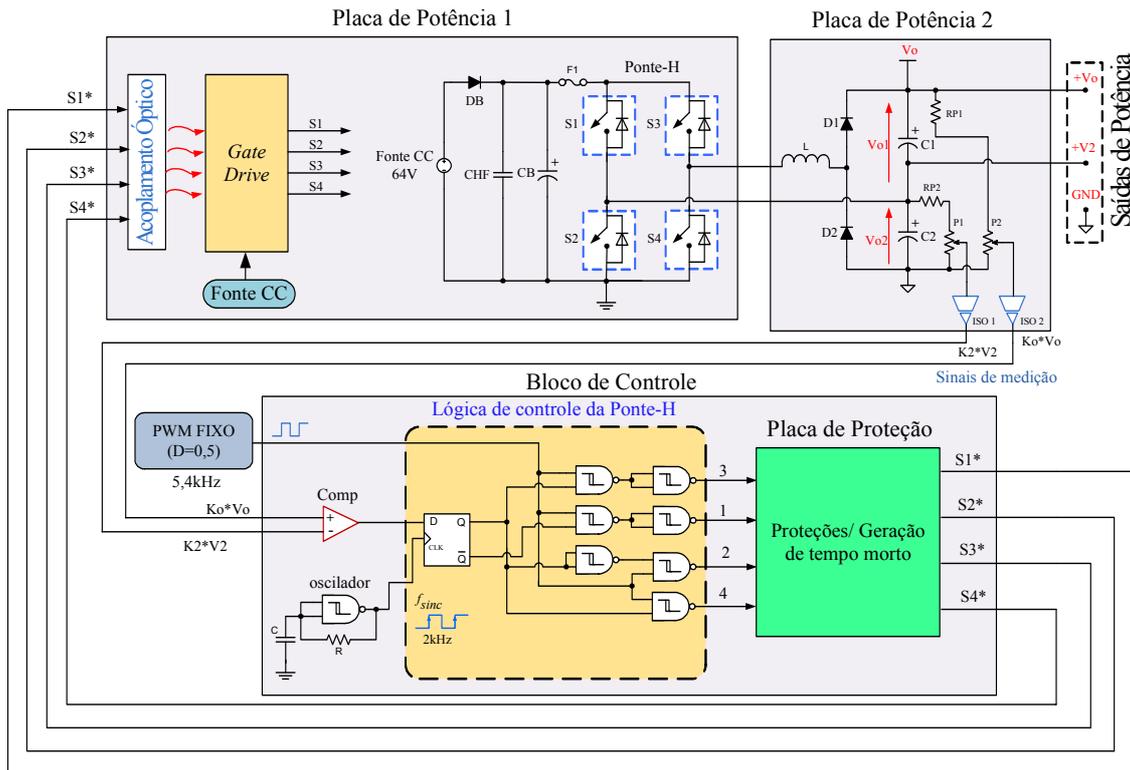
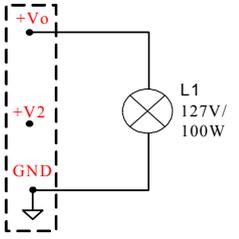
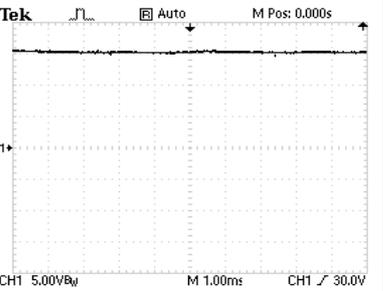
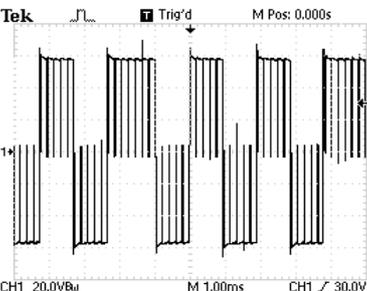
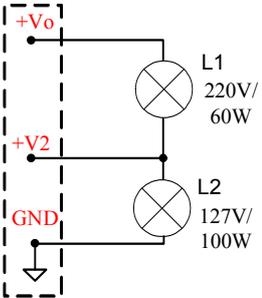
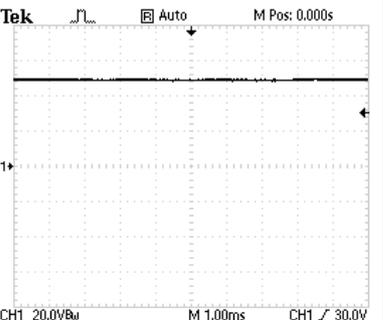
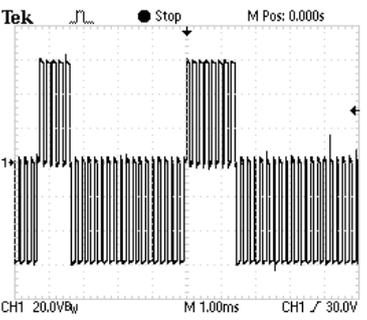
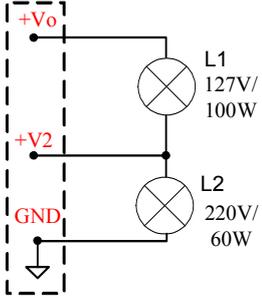
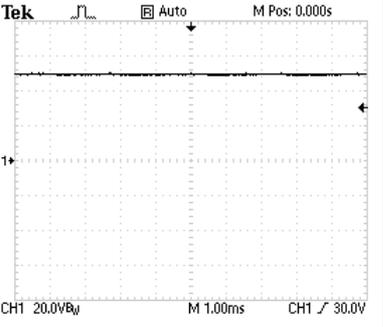
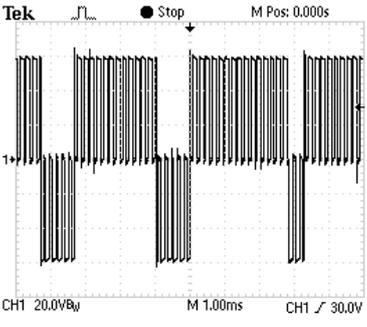


Fig. 75: Verificação do controlador da tensão do ponto central.

Para a verificação do funcionamento dos circuitos e da técnica de controle adotada para o controle da tensão do ponto central, foi utilizado um sinal tipo *PWM* com um ciclo de trabalho fixo. Devido a isto, não se tem o controle da tensão de saída, mas pode-se verificar o funcionamento da estratégia de controle da tensão do ponto central. Foi utilizado como sensores de tensão circuitos operacionais de isolamento do tipo ISO124 (ANEXO 5), os quais são excitados por uma amostra das tensões de saída V_{o1} e V_{o2} , através do ajuste dos potenciômetros P1 e P2, conforme visualizado na Fig. 75. Para o caso desejado em que $V_{o1} = V_{o2}$, tem-se que $V_o = 2 * V_{o2}$ e, para isto, as constantes K_o e K_2 deverão ser ajustados para que $K_2 = 2 * K_o$.

Na Tabela 5 são apresentados os resultados experimentais e as condições de carga utilizando o circuito apresentado pela Fig. 75. Foram utilizados como carga lâmpadas incandescentes convencionais e as constantes K_0 e K_2 utilizadas foram $1/50$ e $1/25$, respectivamente. Os demais parâmetros importantes utilizados foram: $L=0,7$ mH (valor estimado para o indutor); $C_1=C_2=1000$ μF ; $V_{in}=60$ V. Para a obtenção destes resultados, ajustou-se o ciclo de trabalho do *PWM* até se obter uma tensão de saída conforme apresentado na Tabela 5

Tabela 5: Resultados experimentais do controle da tensão do ponto central.

Condições de carga	Medidas de Tensões nas saídas	Formas de onda produzidas na saída da Ponte-H
<p>$V_o=30\text{V}$</p> 	<p>Tensão $V_{o2}=15\text{V}$</p> 	
<p>$V_o=100\text{V}$</p> 	<p>Tensão $(V_o-V_{o2})=50\text{V}$</p> 	
<p>$V_o=100\text{V}$</p> 	<p>Tensão $V_{o2}=50\text{V}$</p> 	

Verifica-se com a análise dos resultados apresentados que, mesmo nas configurações de carga desequilibrada, as tensões V_{o1} e V_{o2} se mantêm na metade do valor da tensão V_o . Além disto, foi constatado que mantendo-se um mesmo ciclo de trabalho do *PWM*, a tensão do ponto central sempre se mantém equilibrada na metade do valor da tensão total de saída, embora não haja o controle da tensão total de saída (V_o). Para isso, será necessário um controle em malha fechada, o qual será apresentado na seção seguinte onde, além do controle da tensão do ponto central, será possível estabilizar a tensão total de saída (V_o) em um valor desejado, mesmo diante das variações e desequilíbrio de carga.

Na Tabela 5, são mostradas as formas de onda do sinal na saída da Ponte-H, para os experimentos em questão. Verifica-se que, nos casos em que a carga se encontra desequilibrada, o controlador *ON-OFF* atua de tal forma a produzir uma maior parcela de tempo na produção de uma saída positiva ou negativa, dependendo do desequilíbrio ocorrido.

No caso em que a carga está equilibrada ou no caso de uma aplicação que se utilize apenas a tensão total de saída (V_o), ou seja, que não se utilize da conexão do ponto central, o chaveamento ocorrerá de forma simétrica, sem a presença de nível médio na corrente do indutor (1º caso apresentado pela Tabela 5). Portanto, o indutor de acoplamento entre a Ponte-H e o retificador dobrador de tensão só estará submetido a uma corrente com nível médio não nulo em situações de desequilíbrio de carga e tal nível será proporcional ao desequilíbrio da carga em questão. Relata-se este fato, pois problemas de saturação em indutores presentes em conversores CC-CC podem ser agravados com a existência de um nível médio em sua corrente.

3.5.6. Testes do circuito em malha fechada

Foi adicionada ao circuito de controle do experimento anterior a malha de controle da tensão de saída (V_o). Com isto, consegue-se regular a tensão de saída em um valor desejado e, além disto, obter o controle da tensão do ponto central (ponto N).

Na Fig. 76 é apresentado diagrama completo da montagem, representando o esquema completo do conversor proposto neste estudo (ANEXOS 3, 4 e 5).

Os resultados apresentados a seguir têm como finalidade comprovar o funcionamento do protótipo desenvolvido neste trabalho. Semelhantemente ao caso anterior, foram testadas diversas configurações de carga, obtendo-se um desempenho satisfatório em relação à regulação da tensão de saída e controle do ponto central, frente a diferentes situações de carga. A Tabela 6 apresenta alguns resultados, para uma tensão de saída de $V_o=225\text{ V}$ e $V_{in}=140\text{ V}$. A potência máxima de saída foi de 250 W , composta de uma associação de lâmpadas convencionais.

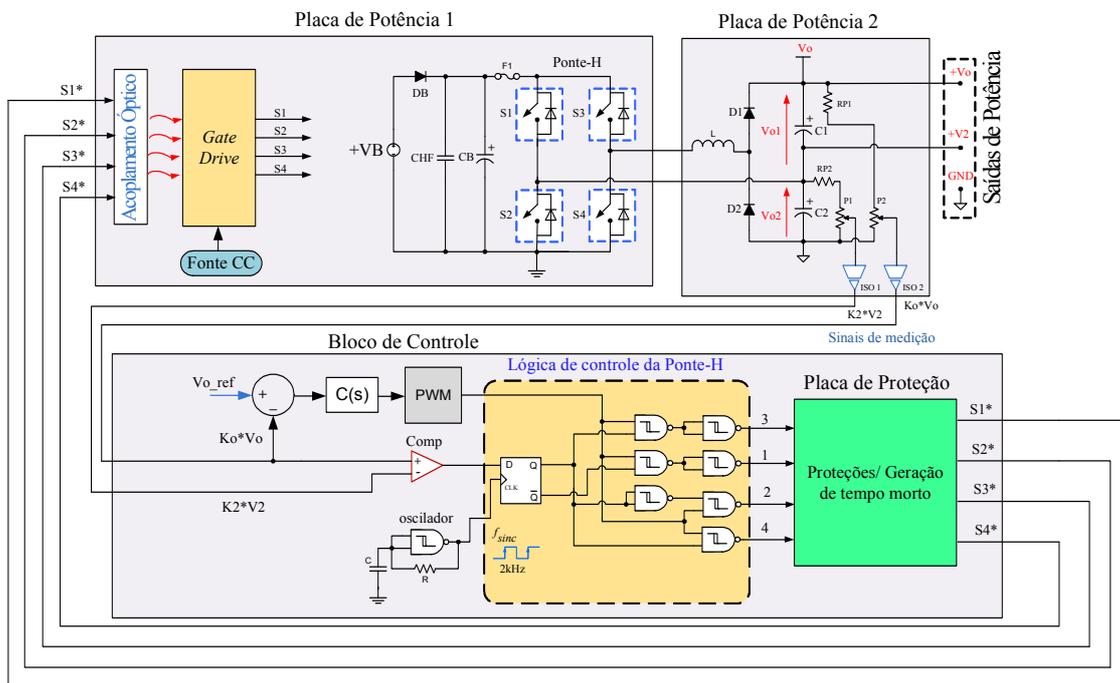
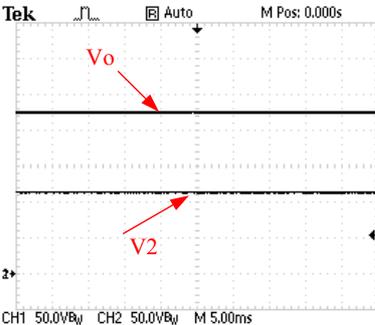
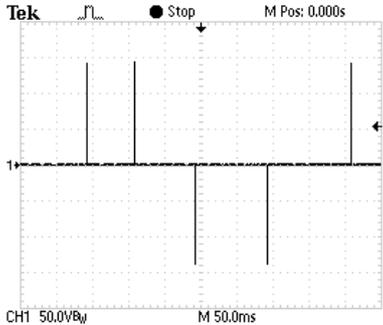
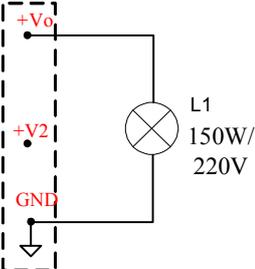
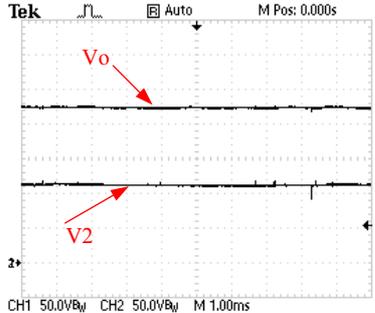
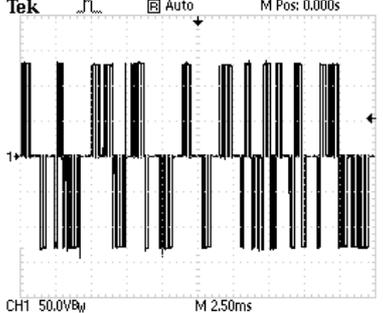
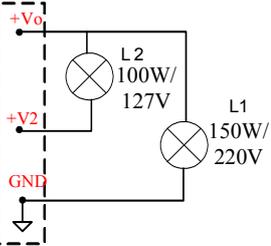
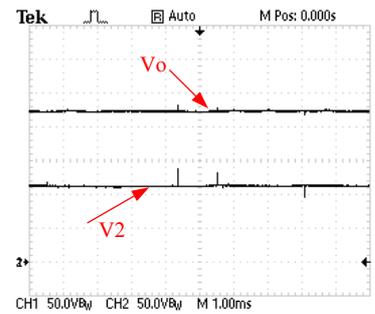
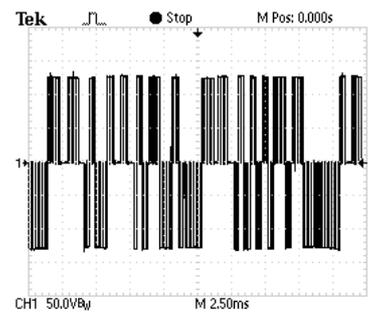
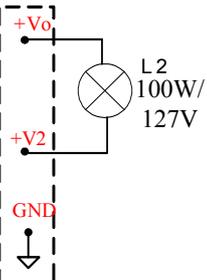
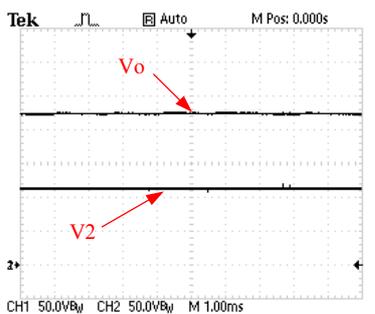
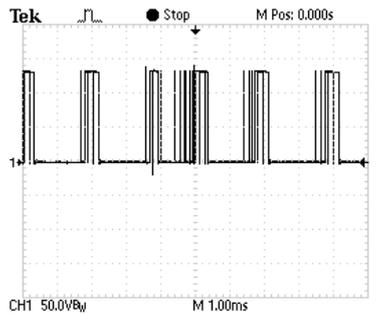


Fig. 76: Controle de tensão em malha fechada.

Tabela 6: Resultados com controle de tensão em malha fechada ($V_o=220V$).

Condições de carga	Medidas de Tensões nas saídas	Formas de onda produzidas na saída da Ponte-H
<p>Configuração 1</p>  <p>Sem carga</p>	<p>Tensões V_o e V_{o2}</p> 	
 <p>L1 150W/ 220V</p>	<p>Tensões V_o e V_{o2}</p> 	
 <p>L2 100W/ 127V</p> <p>L1 150W/ 220V</p>	<p>Tensões V_o e V_{o2}</p> 	
 <p>L2 100W/ 127V</p>	<p>Tensões V_o e V_{o2}</p> 	

Com os resultados apresentados pela Tabela 6 é possível verificar o funcionamento do conversor proposto, onde as tensões de saída e do ponto central permanecem reguladas mesmo diante de grandes desequilíbrios e variações de carga e, até mesmo, na ausência de carga.

3.6. Análise experimental da modelagem do conversor

Nesta seção serão apresentados alguns resultados experimentais obtidos tomando como base os parâmetros de projeto do conversor proposto, conforme apresentado na seção 3.3. Serão também apresentados os resultados experimentais da topologia proposta, utilizando como carga um inversor NPC de 3 níveis, sendo este conectado a uma carga trifásica resistiva (conjunto de lâmpadas) e, posteriormente, a um motor de indução, a fim de analisar o comportamento do conversor CC-CC proposto frente à utilização de uma carga dinâmica.

Na Fig. 77 é apresentado o esquema simplificado da montagem feita para as análises e comprovações experimentais dos parâmetros de projeto obtidos durante o estudo analítico do conversor CC-CC proposto neste capítulo. A configuração da carga adotada é semelhante à apresentada pela Fig. 55-b.

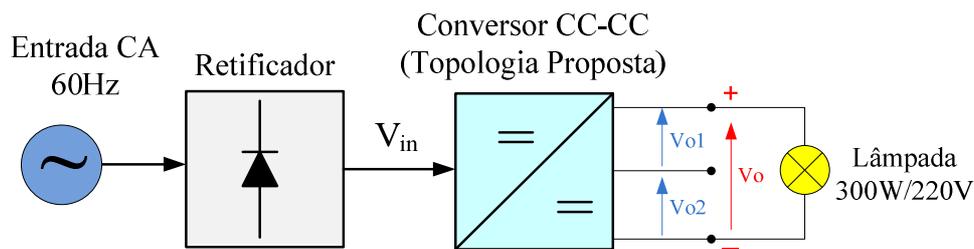


Fig. 77: Esquema de montagem do experimento.

Tomando como base a estrutura de montagem apresentada na Fig. 77, os resultados apresentados a seguir foram obtidos através dos seguintes procedimentos:

1. foi escolhido e fixado o valor do ciclo de trabalho do *PWM* em 50%, colocando-se o controle em malha aberta;
2. ajustou-se a tensão de entrada V_{in} do conversor de tal forma a obter uma tensão de saída $V_o=225$ V, na qual foi conectada um conjunto de lâmpadas totalizando 300 W ($R \approx 160 \Omega$).

Os demais parâmetros do circuito foram:

$C_1=C_2=470 \mu\text{F}$; $f_{sinc}=1$ kHz ; $f_{sw}=5,2$ kHz ; $L=0,7$ mH (valor calculado com os dados de placa de um indutor com derivação central, disponível no laboratório).

A Fig. 78 apresenta o sinal *PWM* e a tensão de entrada do experimento realizado. Para uma tensão $V_o=225$ V, foi necessário que a tensão de entrada V_{in} fosse ajustada para aproximadamente 180 V.

Na Fig. 79 é mostrada a tensão de saída da Ponte-H (sinal V_{ca}), onde pode-se verificar a comutação simétrica do controlador *ON-OFF* ($TR_1=TR_2$), conforme apresentado na Fig. 61, com amplitudes e o ciclo de trabalho esperados.

As tensões de saída do experimento são apresentadas na Fig. 80. Pode-se verificar que a ondulação (*ripple*) na tensão V_o é muito inferior ao da tensão do ponto central (V_2), conforme apresentado no estudo analítico e nas análises da Fig. 61 e Fig. 62.

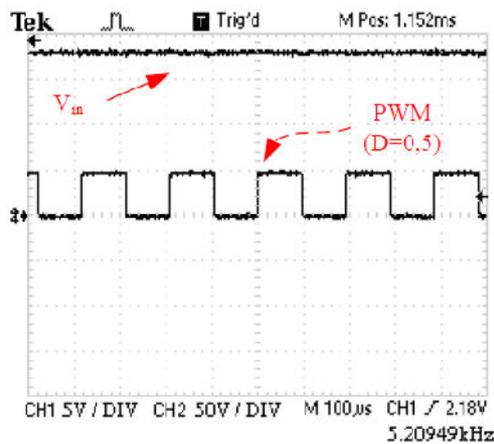


Fig. 78: Sinal *PWM* ($D=0,5$) e tensão de entrada ajustada.

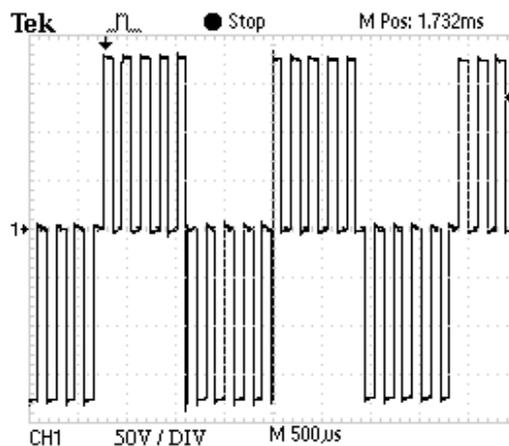


Fig. 79: Sinal V_{ca} (saída da Ponte-H, $D=0,5$).

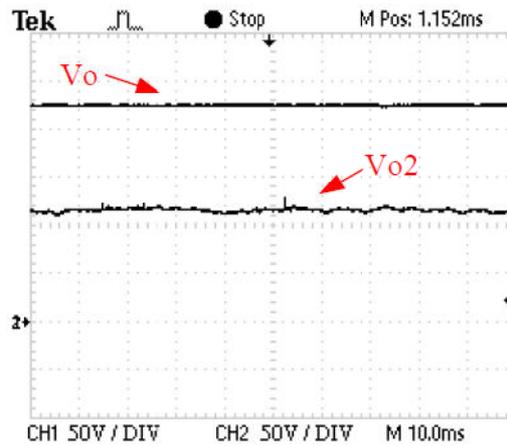


Fig. 80: Tensões de saída ($V_o \approx 225$ V).

O indutor comercial, existente no laboratório, foi construído em carretel com núcleo de ar, com dados de placa indicando 2,6 mH e $0,6 \Omega$ de resistência série, contendo uma derivação central supostamente feita na metade do número de espiras totais. Com o uso do terminal de derivação central, obter-se-ia um valor de indutância igual a $\frac{1}{4}$ do valor total, sendo aproximadamente 0,7 mH, com $0,3 \Omega$ de resistência série (indutância proporcional ao quadrado do número de espiras).

A corrente i_L no indutor, no experimento considerado, é mostrada na Fig. 81, indicando que o conversor está operando em modo descontínuo de condução de corrente (MCD).

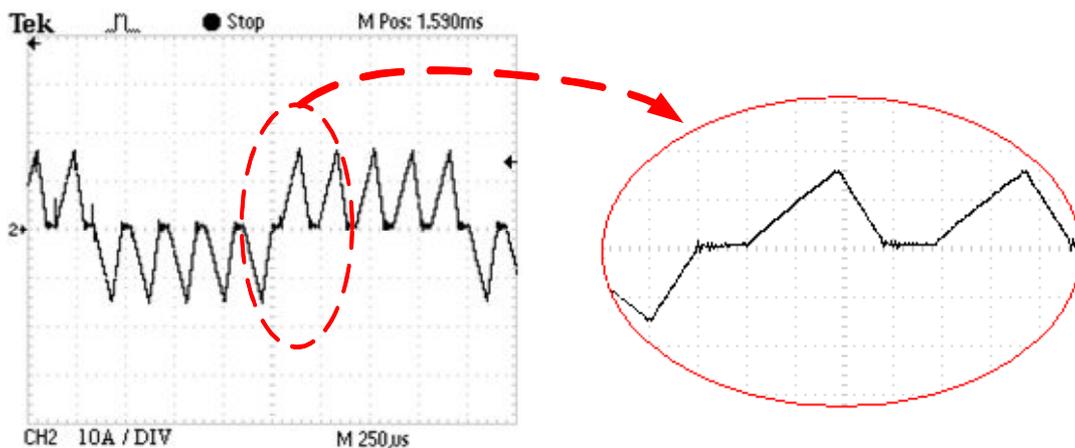


Fig. 81: Corrente no indutor.

Com o uso da eq. (24) e eq. (25) e considerando que:

$D=0,5$; $R \approx 160 \Omega$ e $f_{sw}=5,2 \text{ kHz}$

encontra-se $L_{min}=2 \text{ mH}$.

Com a verificação que o conversor não opera em modo de condução contínua (MCC), conforme apresentado na Fig. 81, verifica-se que o uso de uma indutância de $0,7 \text{ mH}$ colocaria realmente o conversor no modo descontínuo.

Ao analisar os valores de tensão e corrente no indutor (Fig. 82) pôde-se comprovar o valor real da indutância utilizada no experimento.

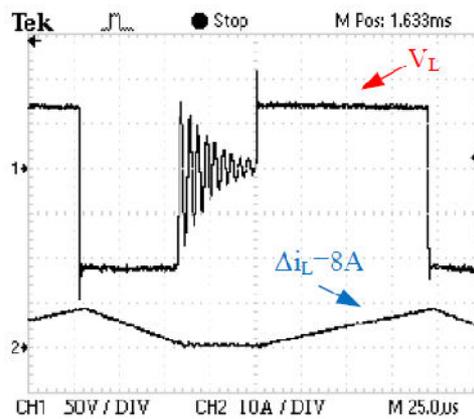


Fig. 82: Análise da corrente e tensão no indutor.

Com o auxílio dos resultados apresentados na Fig. 82 foi possível estimar o valor real da indutância do experimento como sendo:

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \rightarrow L \approx \frac{V_L \Delta t}{\Delta i_L} \quad (30)$$

onde:

$$\Delta i_L \approx 8 \text{ A} ; \Delta t \approx 94 \mu\text{s} \text{ e } V_L \approx 75 \text{ V}.$$

Com os parâmetros acima, o uso da eq. (30) mostra que $L \approx 0,8 \text{ mH}$, sendo este o valor mais provável para a indutância utilizada no protótipo.

A Fig. 83 mostra o resultado de simulação da corrente no indutor e da tensão de saída V_o , com os mesmos parâmetros utilizados para o experimento, para o caso em que $L=0,8 \text{ mH}$, conforme calculado em eq. (30). Pode-se verificar a semelhança entre o

resultado de simulação e o experimental (Fig. 81), obtendo-se mais uma confirmação do valor real o indutor do experimento. O valor da tensão de saída V_o simulado também concorda com o valor de 225 V obtido no experimento (Fig. 80).

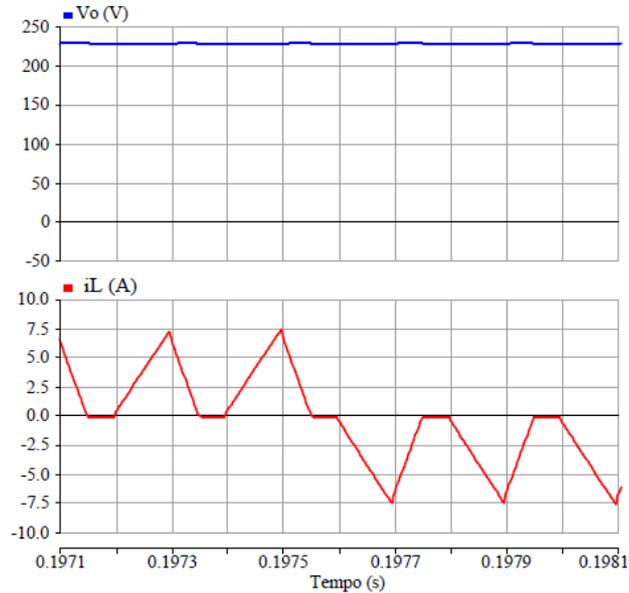


Fig. 83: Corrente no indutor ($L=0,8$ mH) e tensão V_o .

O resultado comparativo utilizando $L=L_{min}=2$ mH também foi analisado e é apresentado pela Fig. 84.

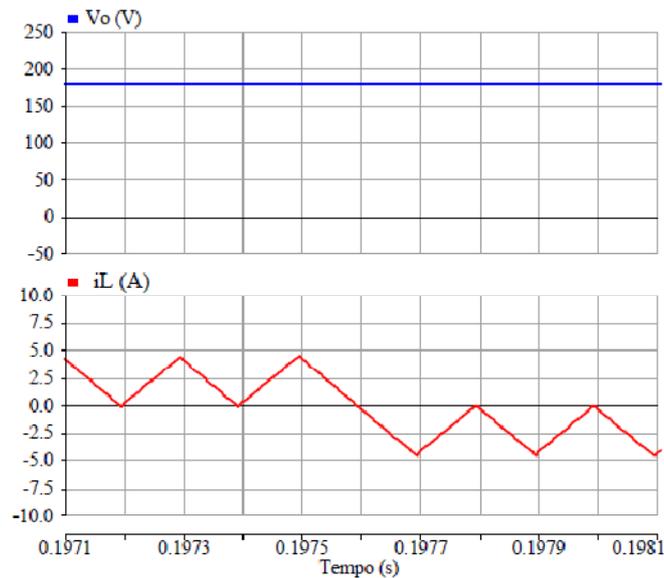


Fig. 84: Corrente no indutor ($L=L_{min}=2$ mH) e tensão V_o .

Verifica-se que com o uso de $L=2$ mH, o conversor opera na fronteira entre os modos de condução contínua e descontínua, confirmando a validade da equação de

projeto do indutor (eq. (24)). Além disto, neste caso em que a fronteira de modo de condução contínua de corrente é atingida, fica válida também a eq. (17), onde é expressa a relação entre a tensão de saída V_o e a tensão de entrada V_{in} , em função do ciclo de trabalho do ponto de operação do *PWM*. Neste caso, com uma tensão de entrada $V_{in}=180$ V, obteve-se uma tensão de saída V_o próxima ao próprio valor de V_{in} , fixando-se o ciclo de trabalho do *PWM* em 50%.

No estudo analítico apresentado na seção anterior pôde-se comprovar, através de simulações, a validade da expressão referente ao cálculo do *ripple* de tensão das saídas V_1 e V_2 (eq. (15)) do conversor proposto neste estudo, bem como as considerações apresentadas na análise do funcionamento do conversor proposto (Fig. 61).

Algumas considerações, especialmente quanto à comparação do *ripple* de tensão dos capacitores C_1 e C_2 , em relação ao *ripple* da tensão V_o , foi também verificado durante os testes realizados em bancada, podendo ser observado pela análise da Fig. 80. Porém, houve dificuldade na comprovação experimental da expressão do cálculo de projeto dos capacitores (eq. (15)), visto que a presença de ruídos provoca, em malha fechada, perturbações no controlador, o qual se ajusta continuamente para manter reguladas as tensões de saída.

Embora o controle seja capaz de manter a saída estável e regulada, verificou-se uma desigualdade nos tempos comutação do controlador *ON-OFF*, onde os períodos TR_1 e TR_2 (Fig. 61) não se mantiveram de forma periódica, prejudicando assim a visualização esperada para a forma de onda do *ripple* das tensões de saída.

Análise experimental do modo descontinuo (MCD)

No experimento apresentado acima, pôde-se constatar a operação do conversor proposto (protótipo) no modo descontinuo de corrente (MCD) e, em conjunto com simulações, algumas análises puderam ser feitas validando, principalmente, o cálculo da indutância mínima (L_{min}), conforme (24).

Analisando-se os resultados apresentados na Fig. 80, em relação à tensão de saída V_o obtida e, considerando-se os demais parâmetros do experimento ($D=0,5$), verifica-se um efeito de elevação na tensão de saída, sugerindo uma operação em modo descontinuo, pois obteve-se $V_o=225$ V, para tensão V_{in} de apenas 180 V. Caso o modo de operação fosse MCC, o valor teórico esperado para V_o , considerando-se $D=0,5$, seria o mesmo valor da tensão V_{in} , de acordo com a eq. (17).

Com o uso da eq.(28), e os parâmetros utilizados no experimento, tem-se que $V_o=230$ V, concordando com o resultado experimental apresentado pela Fig. 80 e com o resultado de simulação da Fig. 83. Assim, as expressões obtidas para os modos MCC e MCD puderam ser comprovadas.

Na seção a seguir, o protótipo do conversor desenvolvido neste trabalho foi utilizado para alimentar o barramento CC de um inversor trifásico do tipo NPC de 3 níveis, o qual foi empregado no acionamento de um pequeno motor de indução trifásico convencional, com potência nominal de 1/6 HP. Também foram feitos testes utilizando como carga, conectada ao inversor NPC, um conjunto de lâmpadas incandescentes.

3.6.1. Resultados experimentais com inversor NPC

Nos testes realizados até então, a carga utilizada no conversor proposto era constituída basicamente por lâmpadas incandescentes, conectadas às saídas em diferentes configurações, conforme apresentadas na Fig. 55. Nesta seção a carga utilizada passará a ser o conjunto inversor multinível tipo NPC, o qual será empregado no acionamento de dois tipos de cargas trifásicas: um conjunto de lâmpadas conectadas em Y e um motor de indução trifásico, com conexão em Δ .

O controle do inversor NPC será feito de tal forma a se produzir em suas saídas uma tensão trifásica balanceada, com frequência de 60 Hz. Porém, não foi utilizada nenhuma técnica de modulação PWM específica para esse tipo de inversor, sendo somente utilizado para a geração de saídas em onda quadrada [78], [80] e [81]. Um microcontrolador tipo PIC foi utilizado e o *software* pode ser analisado com auxílio do ANEXO 1.

Na Fig. 85 é apresentado um diagrama simplificado do primeiro tipo de montagem, utilizando o inversor trifásico e o conjunto de lâmpadas convencionais.

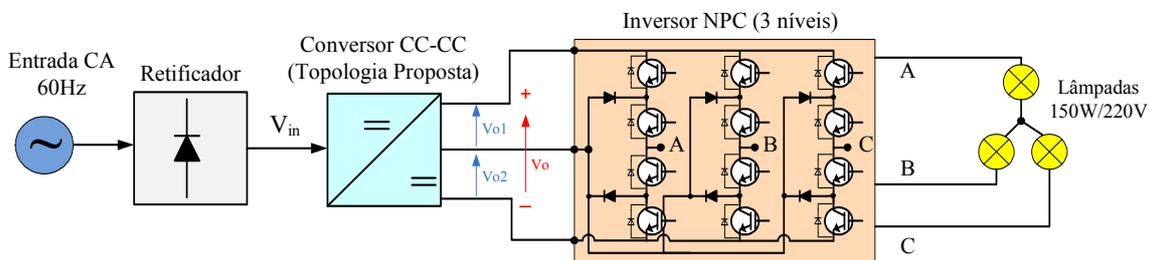


Fig. 85: Montagem contendo o inversor NPC e lâmpadas em conexão Y .

Para os resultados experimentais obtidos neste experimento (Fig. 85), foram utilizados os seguintes parâmetros de circuito:

$V_{in}=160$ V; $V_o=300$ V; $C_1=C_2=470$ μ F ; $f_{sinc}=1$ kHz ; $f_{sw}=5,2$ kHz ; $L=0,8$ mH (valor obtido experimentalmente e obtido com o uso da eq. (30)) .

Os resultados experimentais, exibindo as formas de onda da tensão de entrada V_{in} (CH1) e de uma das tensões de Fase-Fase ou Fase-Neutro produzidas nas saídas do inversor NPC (CH2) são mostrados na Fig. 86.

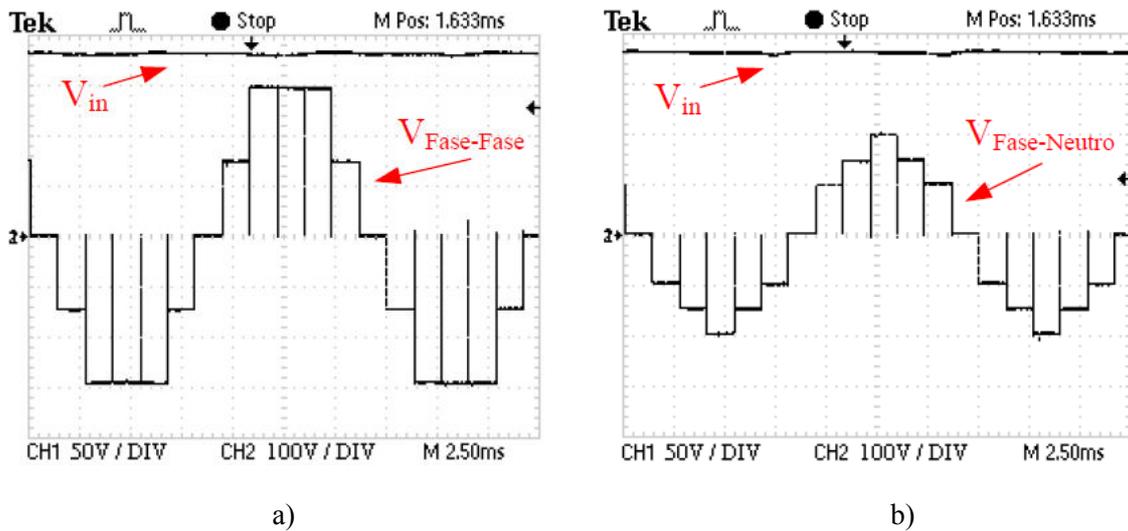


Fig. 86: Resultados com inversor NPC e carga trifásica resistiva (lâmpadas).

As formas de ondas e seus diversos níveis típicos produzidos nas saídas de inversores NPC de 3 níveis podem ser visualizados na Fig. 86, podendo-se perceber que a tensão Fase-Fase (Fig. 33-a) tem como amplitude máxima a própria tensão aplicada ao barramento CC do inversor (300 V) [80] e [81].

A fim de se verificar o desempenho da topologia proposta quanto à regulação do barramento de saída (V_o) e da tensão do ponto central (V_{o2}), quando empregado para alimentar uma carga dinâmica, as lâmpadas na saída do inversor foram substituídas pelo motor de indução, conforme mostrado no diagrama de montagem a seguir (Fig. 87).

Nos experimentos com o motor como carga, a tensão de saída foi $V_o=150$ V, para uma tensão de entrada $V_{in}=100$ V, mantendo-se os demais parâmetros utilizados no experimento anterior. A foto do experimento em bancada pode ser vista no ANEXO 6.

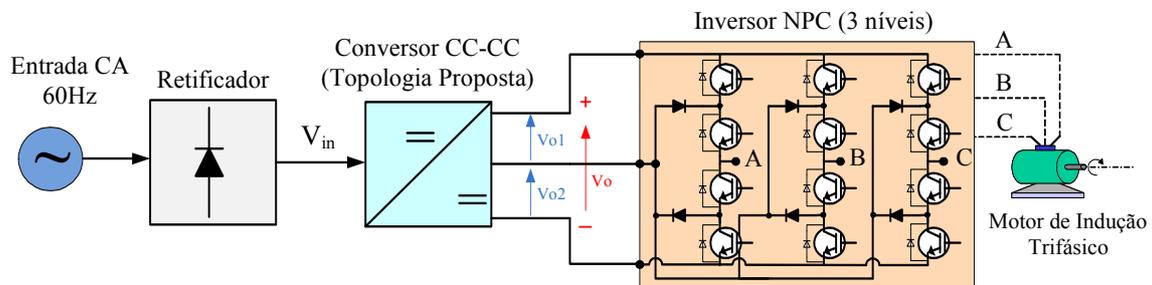


Fig. 87: Montagem contendo o inversor NPC e o motor como carga.

Semelhanemente ao apresentado na Fig. 86, para o caso das lâmpadas como carga, são exibidos pela Fig. 88 os resultados de uma das tensões Fase- Fase e Fase-Neutro de saída do inversor NPC.

Na medição apresentada na Fig. 88 também foram testados os limites de regulação do conversor CC-CC proposto, onde a tensão de entrada (V_{in}) foi ajustada entre os valores de 85 V e 150 V, mantendo-se regulada em 150 V a tensão de saída V_o e, como resultado, não alterando as formas de onda da saída do inversor, conforme podem ser verificado na análise da Fig. 88.

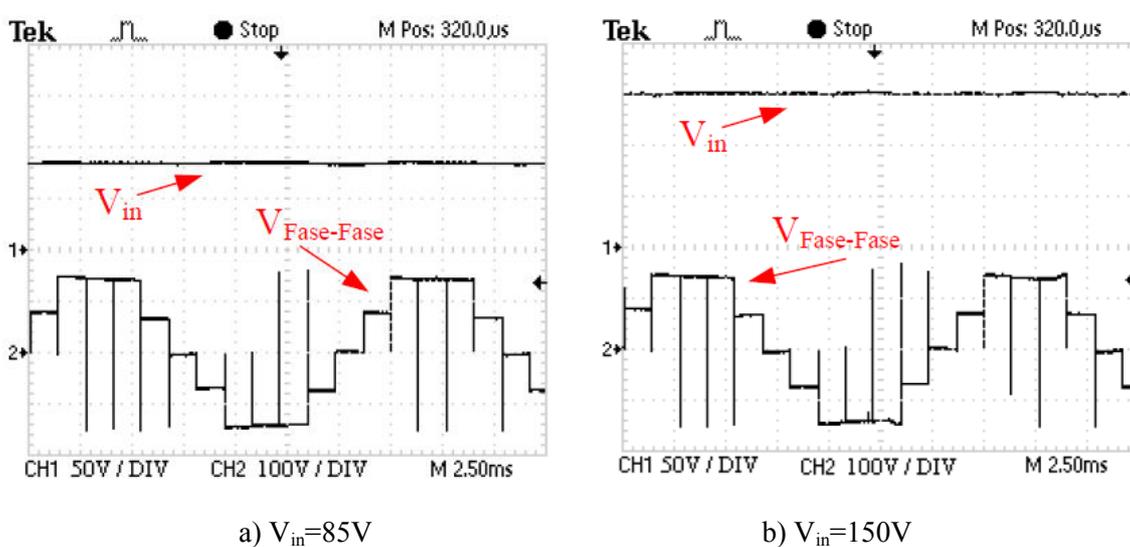


Fig. 88: Resultados com inversor NPC e motor de indução trifásico.

A Fig. 89 apresenta os resultados da tensão de barramento do inversor (V_o) e da tensão Fase-Fase, apresentada acima pela Fig. 88, confirmando que a excursão do sinal de saída Fase-Fase do inversor NPC está entre os próprios valores de alimentação de seu barramento CC, neste caso +/- 150 V.

As tensões de saída (V_o) e do ponto central do conversor (V_o2) dos experimentos realizados utilizando o conjunto inversor + NPC são mostradas na Fig. 89, onde foi verificada a regulação destas tensões, mesmo na presença do motor como carga.

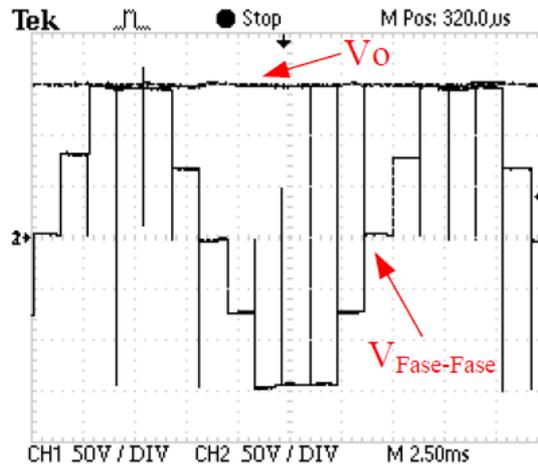


Fig. 89: Tensão de barramento (V_o) e tensão Fase-Fase do inversor NPC.

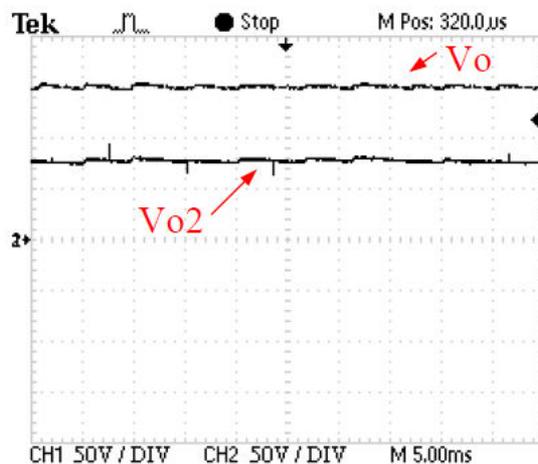


Fig. 90: Tensão de barramento (V_o) e tensão Fase-Fase do inversor NPC.

Já na Fig. 91 são mostrados os resultados de uma das correntes de linha do motor, junto com uma das tensões Fase-Fase já apresentada (Fig. 89).

Conforme resultados anteriores obtidos pelo autor deste estudo [80]-[81], o inversor NPC possui uma reduzida distorção harmônica em suas tensões de saída, quando comparados aos inversores de 2 níveis tradicionais, podendo alimentar de forma direta alguns tipos de carga (em ligação Y ou Δ), mesmo na ausência de modulação *PWM*, conforme evidenciado no experimento em bancada acima descrito (Fig. 87).

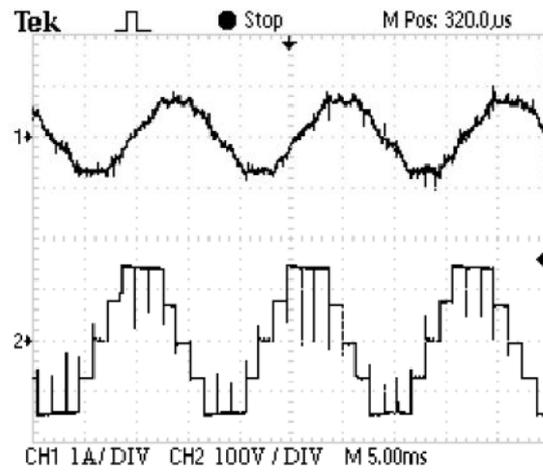


Fig. 91: Corrente de linha (CH1) e tensão Fase-Fase (CH2) do motor.

4. Conversores *Interleaved* com a proposta principal

4.1. Conversor *Interleaved* 01 com a proposta principal

Seguindo a mesma estrutura em se apresentar um conversor e sua possível associação com o uso da técnica *interleaved*, esta seção irá analisar duas propostas de associação *interleaved* com a proposta principal (Fig. 40), sendo originalidades deste estudo [79]. A primeira associação *interleaved* é apresentada na Fig. 92.

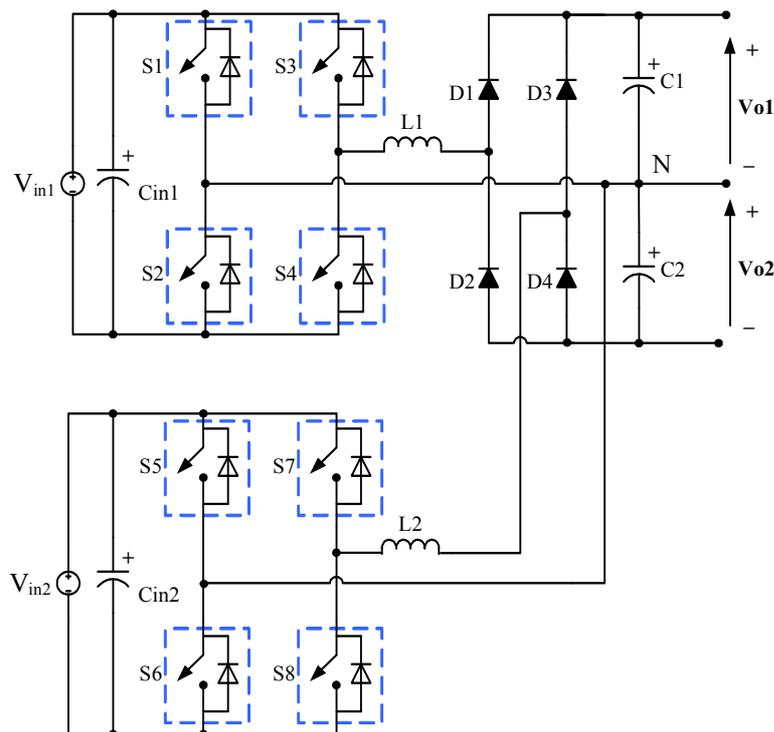


Fig. 92: Conversor *interleaved* 01 com a proposta principal.

Nesta situação são interligados dois conversores idênticos ao apresentado pela Fig. 40 para compor o conversor final (Fig. 92). Considerando que as fontes de entrada V_{in1} e V_{in2} sejam do mesmo tipo, bem como com tensões de saída semelhantes, a operação de forma *interleaved* ocorrerá fazendo-se o controle das Pontes-H com controladores *PWM* de mesmo ciclo de trabalho, porém defasados de 180° . Desta forma, o *ripple* na tensão de saída será reduzido e a potência total do conjunto será a soma das potências individuais dos conversores. Caso as fontes de entradas consideradas não sejam semelhantes, recai-se em outra estrutura também proposta neste estudo, sendo abordada adiante (proposta de associação *Multi-string*).

A associação *interleaved* ainda proporciona o uso de apenas um banco de capacitores para o conjunto total.

O acréscimo de mais um conversor, semelhante as demais, à topologia mostrada na Fig. 92 poderá ser feito, bastando para isto à adição de uma nova Ponte-H, com seu respectivo indutor, e mais um par de diodos. Nesta situação os controles das Pontes-H seriam feitos com controladores *PWM* com portadoras defasadas em 120° .

Na Fig. 93 é mostrado um exemplo de aplicação utilizando a topologia apresentada na Fig. 92 para interconectar dois arranjos fotovoltaicos e se obter um único barramento CC simétrico. Nesta configuração as tensões V_{o1} e V_{o2} serão reguladas de forma independentes, sendo possível então o controle da tensão do ponto médio dos capacitores (ponto central **N**). Este conversor poderá ser utilizado para produzir uma tensão controlada desde valores inferiores até um valor máximo próximo ao dobro da tensão de entrada.

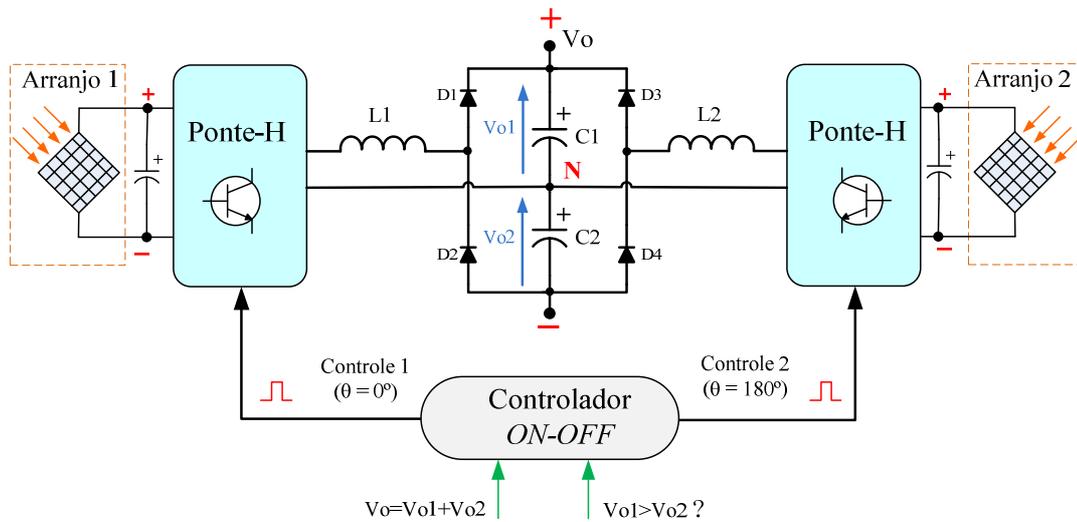


Fig. 93: Exemplo de aplicação com o conversor *interleaved* 01.

Na Figura acima também é mostrado o diagrama simplificado da aplicação do controlador *ON-OFF* ao circuito, com suas variáveis de entrada e saídas de controle das Pontes-H. Maiores detalhes da aplicação deste tipo de controle serão apresentados na seção seguinte.

4.1.1. Controle aplicado ao conversor *Interleaved 01*

Na Fig. 94 é apresentada uma proposta de controle para a topologia mostrada na Fig. 92. Este diagrama em blocos mostra como pode ser aplicada a técnica do controlador *ON-OFF* ao conversor em questão, mantendo a mesma simplicidade que nos casos anteriores onde foi aplicada.

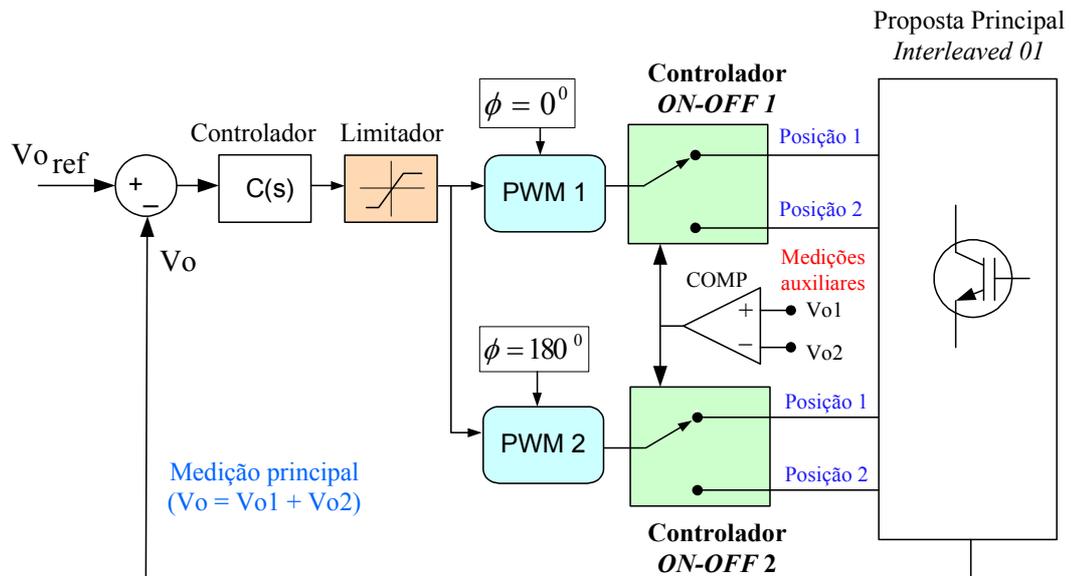


Fig. 94: Controlador *ON-OFF* aplicado ao conversor *Interleaved 01*.

No esquema acima, o sinal de erro do controlador C(s) é utilizado para a modulação de dois *PWM* independentes, produzindo saídas com mesmo ciclo de trabalho e defasadas de 180° . Estes sinais são levados para dois arranjos de controle tipo *ON-OFF* que irão comandar o acionamento das chaves das pontes H, dependendo da informação lógica fornecida por um comparador externo (COMP). Será empregado apenas um circuito comparador para os dois arranjos dos controladores *ON-OFF*, sendo sua função a de informar o desequilíbrio ocorrido entre as tensões V_{o1} e V_{o2} . O resultado final no uso deste controlador será a regulação da tensão total (V_o) e o atendimento simultâneo ao critério de igualdade para os valores de V_{o1} e V_{o2} .

4.1.2. Simulações com o conversor *Interleaved* 01

Para os resultados de simulação desta seção, foi elaborado um modelo em PSCAD de um painel solar comercial, com características retiradas dos dados de placa dos painéis solares atualmente instalados no laboratório.

A instalação é composta por oito painéis conectados em série, cada um contendo as características apresentadas pela Fig. 95. Cada painel foi modelado como sendo 72 células elementares (diodos) cada uma produzindo uma tensão de saída de 598mV, em circuito aberto.

Foi implementado no modelo a equação não-linear característica de um diodo, tendo como resultado um modelo semelhante a uma fonte de corrente, contendo as limitações na corrente e na tensão conforme acontece realmente em um painel solar.

Na Fig. 95 são apresentados também os resultados de simulação com o modelo desenvolvido, onde o painel foi conectado para carregar um capacitor de 1000 μ F. Podem-se verificar as características da curva Tensão de saída (V_o) & Corrente (I_{PV}) do modelo, mostrando a corrente de curto (I_{SC}) e a tensão quando o painel se encontra com os terminais em aberto (V_{OC}). Além disso, é apresentado o produto entre a tensão e a corrente que flui pelo capacitor, onde é possível visualizar que a potência de saída possui um valor de pico de 800 W. Neste ponto de máxima potência a corrente de saída se encontra por volta de 3 A, para um valor de tensão de 264 V.

O modelo do painel solar será utilizado nas simulações a seguir, conectado ao conversor *Interleaved* 01. Assim, será verificado o funcionamento da topologia em questão, em uma situação mais realista, onde a fonte de entrada possui características semelhantes às encontradas quando se utiliza um painel fotovoltaico.

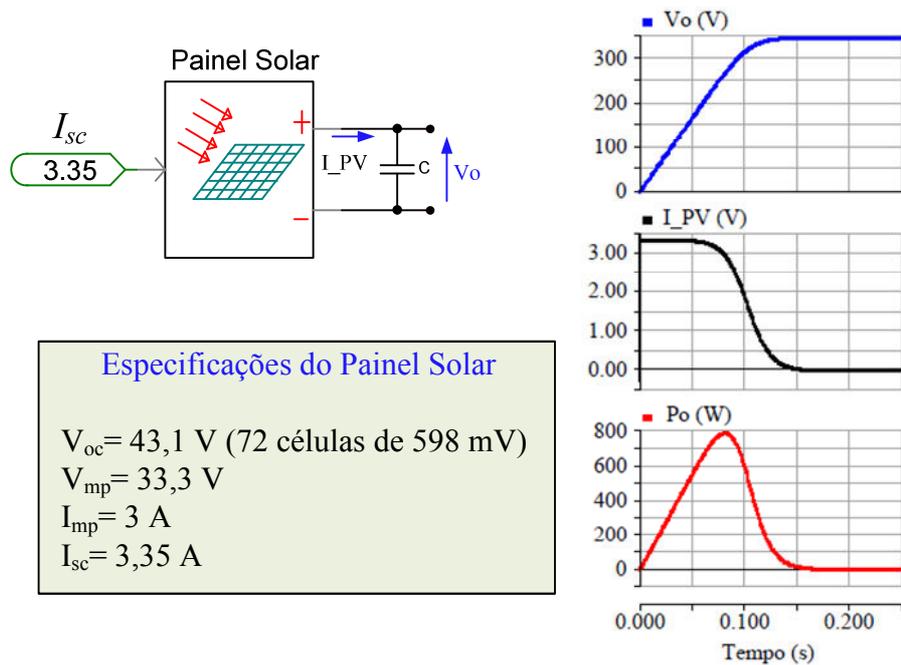


Fig. 95: Características do pannel fotovoltaico modelado.

A Fig. 96 apresenta os resultados de simulação do exemplo de aplicação da topologia *Interleaved 01*, conforme mostrado na Fig. 93. Cada pannel solar possui uma potência máxima de 800 W e foram utilizados para alimentar uma carga resistiva com potência de 1,5 kW. Os demais parâmetros de simulação foram:

$L=0,5 \text{ mH}$; $C1=C2 \text{ } 470 \text{ } \mu\text{F}$, $V_o=310 \text{ V}$, $f_{sinc} = 1250 \text{ Hz}$; $f_{sw}=5 \text{ kHz}$; $C(s)=$ ganho ($Kp=100$).

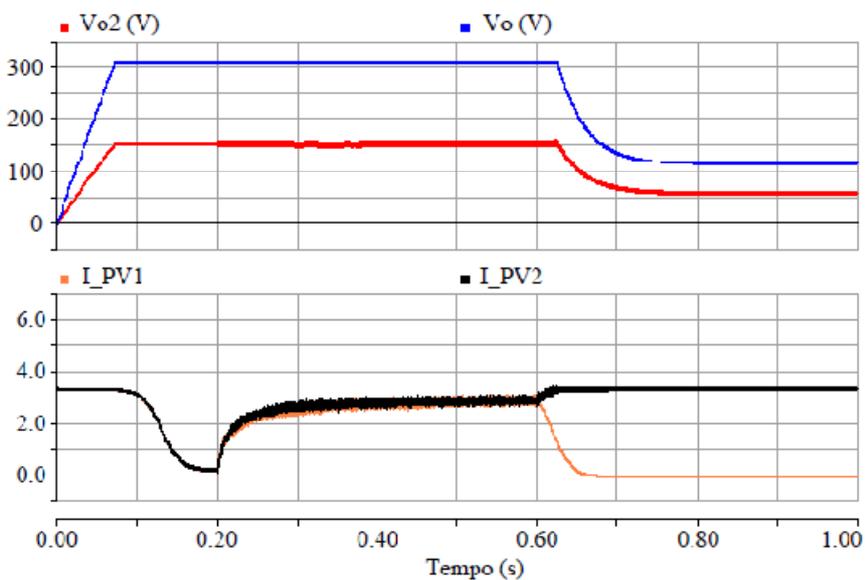


Fig. 96: Resultados de simulação com o conversor *Interleaved 01*.

Na simulação foi provocada, de forma intencional, a desconexão ou perda total de potência em um dos painéis no tempo $t=0,6$ s. Conforme pode ser verificado pela Fig. 96 as tensões de saída se mantiveram reguladas e as correntes dos painéis ficaram próximas à corrente de máxima potência informada no modelo apresentado (Fig. 95). Porém, com a perda da capacidade total de potência do sistema, houve um grande afundamento nas tensões de saída, evidenciando a incapacidade do sistema em manter a potência total desejada, com apenas um painel conectado ao conversor.

O funcionamento da topologia *Interleaved* 01 e de seu controle utilizado, conforme apresentado pela Fig. 94, puderam ser verificados.

Na próxima seção, será apresentada outra topologia *interleaved* com a proposta principal deste estudo, onde o modelo do painel fotovoltaico descrito acima será novamente empregado nas simulações. Além disso, também será abordado o uso de duas variações em seu controle.

4.2. Proposta *Interleaved 02* com a proposta principal

A segunda proposta aplicando a técnica de associação *interleaved* aplicado à proposta principal deste trabalho é apresentada pela Fig. 97, em uma aplicação de interligação de dois arranjos fotovoltaicos [79], de características semelhantes. Nesta nova configuração, ao invés de associar os conversores de forma *interleaved* paralela (Fig. 92), é empregado uma associação série entre as saídas dos conversores. O termo “*interleaved*” ainda poderá ser devidamente empregado, pois os controles dos conversores da associação serão feitos de forma intercalada (defasagem de 180°), conforme pode ser observado no diagrama de controle da Figura abaixo.

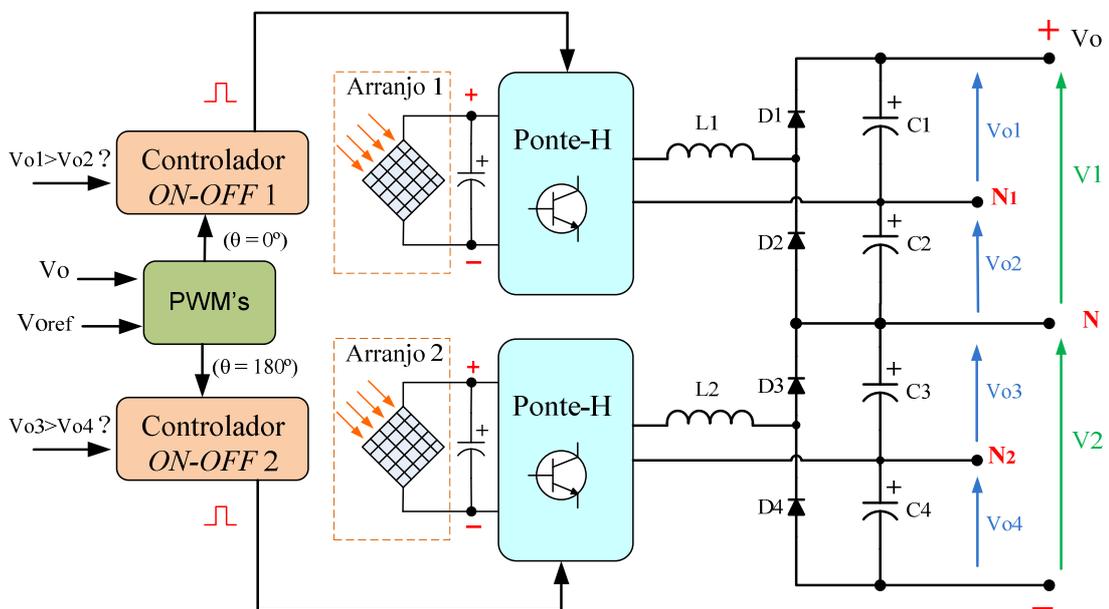


Fig. 97: Exemplo de aplicação com o conversor principal *interleaved 02*.

Observa-se que a nova associação proposta exibe uma tensão de saída contendo o dobro de níveis obtidos com a associação anterior. Além disto, a máxima tensão de saída agora pode atingir um valor teórico igual ao quádruplo da tensão dos arranjos de painéis fotovoltaicos desta aplicação.

A proposta apresentada pela Fig. 97 poderá ser empregada para a obtenção de uma tensão de saída regulada contendo 5 níveis, servindo para alimentar tanto inversores NPC de 3 como de 5 níveis [26]. Entretanto, a principal vantagem aqui

destacada é a possibilidade de obtenção de uma tensão de saída maior que na configuração *interleaved* 01 anterior (Fig. 93).

Para o controle da topologia *interleaved* 02 apresentada, ainda será empregado o controlador *ON-OFF*. O diagrama de controle para esta nova proposta será abordado em maiores detalhes a seguir, abordando-se duas propostas de controle.

4.2.1. Controles aplicados ao conversor *Interleaved 02*

Nesta seção serão apresentadas duas propostas de controle para a topologia proposta na Fig. 97. A primeira estratégia de controle pode ser vista na Fig. 98.

No diagrama de controle mostrado abaixo, será possível regular a tensão total de saída V_o e manter o equilíbrio entre as tensões V_{o1} e V_{o2} e entre V_{o3} com V_{o4} , empregando-se dois *PWM*'s com mesmo ciclo de trabalho, porém defasados em 180° . Entretanto, como nesta estratégia de controle não é prevista uma malha de controle para as tensões V_1 e V_2 , não será possível manter o controle da tensão do ponto central N , mostrado na Fig. 97, embora se mantenha a tensão total V_o sob regulação. Portanto, este controle será indicado para aplicações que utilizem apenas a tensão total do barramento CC (V_o), ou seja, que não use os pontos N , N_1 e N_2 .

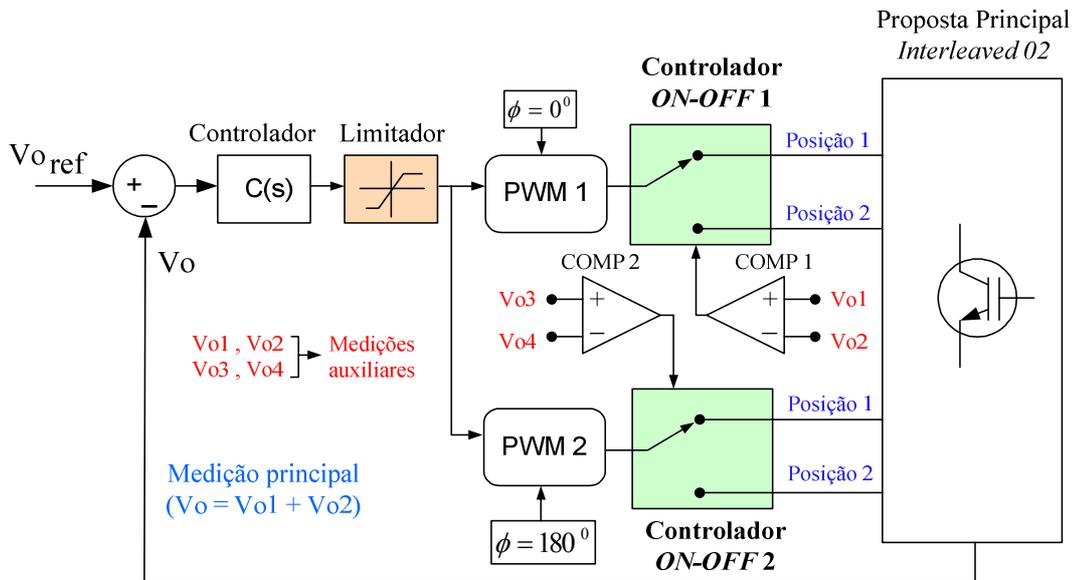


Fig. 98: 1ª proposta de controle aplicada ao conversor *Interleaved 02*.

A segunda proposta de controle é mostrada na Fig. 99, onde também são empregados dois *PWM* defasados em 180° , porém, independentes. O controlador agora possuirá 3 funções: o controle da tensão de saída total (V_o), o controle do equilíbrio entre V_1 e V_2 e o equilíbrio entre V_{o1} com V_{o2} e V_{o3} com V_{o4} . A regulação da tensão total V_o , será obtida indiretamente com as regulações das tensões V_1 e V_2 . Com isto, pode-se obter uma tensão de saída V_o desejada, bem como a regulação de todos os pontos intermediários (pontos centrais N , N_1 e N_2), mostrados na Fig. 97.

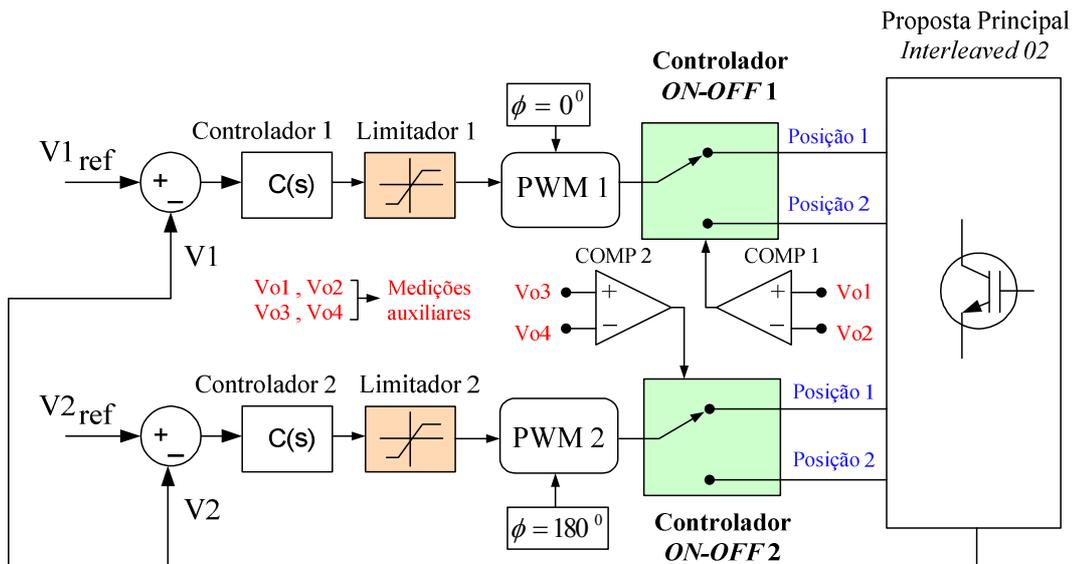


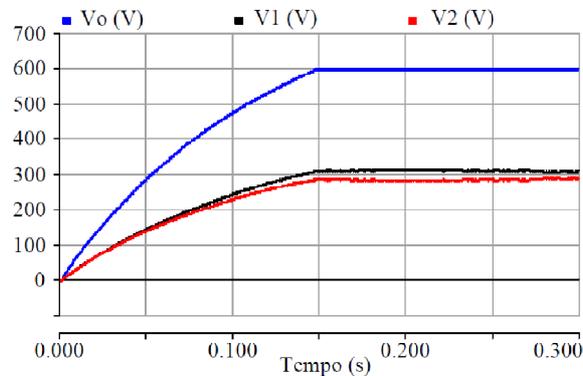
Fig. 99: 2ª proposta de controle aplicada ao conversor *Interleaved 02*.

Semelhantemente ao apresentado na Fig. 96, serão mostradas a seguir as simulações realizadas com os dois tipos de controle apresentados acima, utilizando-se também o mesmo modelo de painel fotovoltaico desenvolvido (Fig. 95).

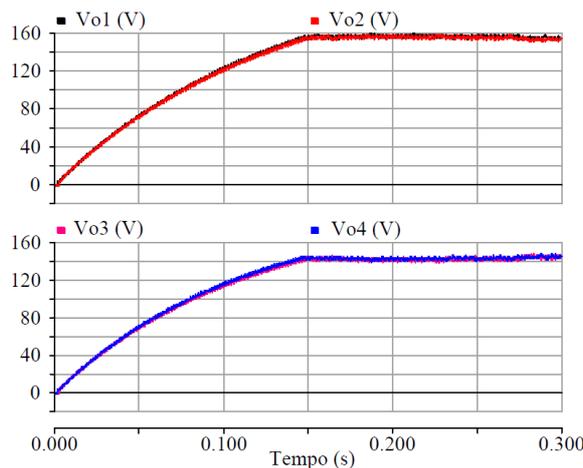
4.2.2. Simulações com o conversor *Interleaved* 02

Os dois tipos de controles abordados acima (seção 4.2.1) serão testados nas simulações desta seção. Na Fig. 100 são mostrados os resultados de simulação com o uso da 1ª proposta de controle, utilizando o modelo do painel fotovoltaico desenvolvido (Fig. 95) para alimentação de uma carga exemplo, consistindo de 4 resistências de valores $R_1= 150 \Omega$, $R_2= 150 \Omega$, $R_3= 250 \Omega$ e $R_4=200 \Omega$, conectadas às respectivas saídas V_{o1} , V_{o2} , V_{o3} e V_{o4} da topologia considerada (Fig. 97).

Os demais parâmetros de simulação são os mesmos da simulação apresentada na Fig. 96, agora para uma tensão de saída $V_o= 600 \text{ V}$.



a) Tensão total V_o e do ponto central N (V_2).



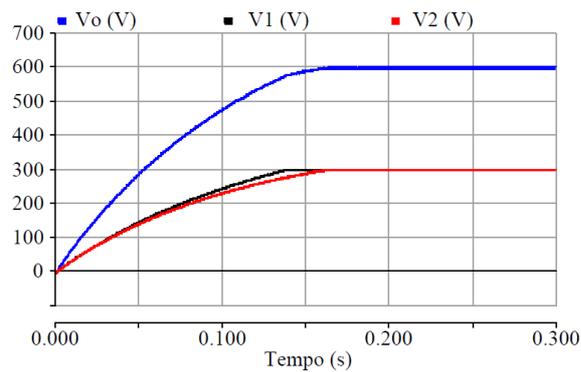
b) Resultados das tensões V_{o1} , V_{o2} , V_{o3} e V_{o4} .

Fig. 100: Topologia *Interleaved* 02 (proposta de controle 1).

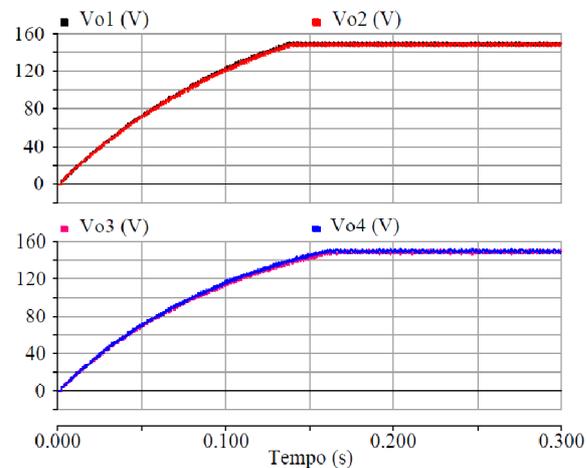
Com o auxílio dos resultados mostrado pela Fig. 100 pode-se constatar que, com a esta proposta de controle, embora haja a regulação da tensão total de barramento

(V_o) no valor desejado e as tensões V_{o1} e V_{o2} bem como V_{o3} e V_{o4} se mantiveram equilibradas entre si, não é possível o equilíbrio das tensões V_1 e V_2 (controle da tensão do ponto central N , Fig. 97).

Para um controle completo das tensões de saída, é necessário o uso da 2ª proposta de controle, apresentada na Fig. 99. Os resultados de simulação são apresentados pela Fig. 101, considerando-se os mesmos parâmetros da simulação anterior (Fig. 100).



a) Tensão total V_o e do ponto central N (V_2).



b) Resultados das tensões V_{o1} , V_{o2} , V_{o3} e V_{o4} .

Fig. 101: Topologia *Interleaved* 02 (proposta de controle 2).

Os resultados exibidos pela Fig. 101 confirmam o funcionamento da nova proposta de controle para a topologia *Interleaved* 02 com a proposta principal deste estudo, regulando a tensão de saída V_o e equalizando todas as demais tensões de saída.

A seguir será apresentada a situação em que se deseja interligar fontes com características desiguais, constituindo assim a configuração *Multi-string*, abordada no início deste trabalho (seção 1.4.3). Esta é outra proposta original deste estudo, onde o conversor proposto (Fig. 40) será empregado como elemento principal desta configuração.

4.3. Sistema *Multi-string* com o conversor proposto

Seguindo-se a estratégia da configuração *Multi-string* (Fig. 7), a qual permite interligar diferentes fontes geradoras de energia para formar um único barramento CC, é apresentada na Fig. 102 uma configuração *Multi-string*. Para formar esta configuração, foi utilizada a topologia principal de conversor CC-CC apresentada neste trabalho (Fig. 40), mostrando que o conversor proposto também poderá ser empregado para compor uma configuração com várias entradas, aumentando a aplicabilidade da topologia [9], [53], [57].

A aplicação abordada nesta seção apresenta o caso da interligação de dois arranjos de painéis fotovoltaicos, os quais poderão possuir características diferentes, com um gerador eólico, para a obtenção de um único barramento CC.

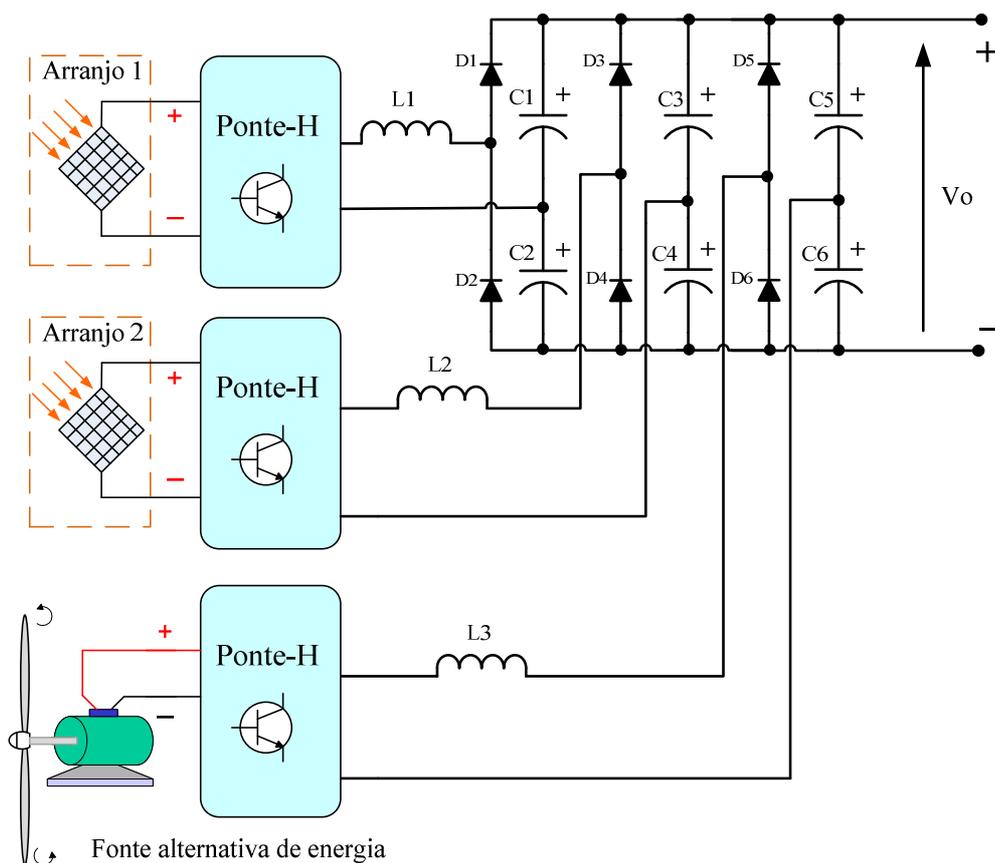


Fig. 102: Aplicação do conversor proposto na configuração tipo *Multi-string*.

É possível verificar, na topologia apresentada acima, que as diferentes fontes de entrada possuem seu próprio conversor CC-CC, composta por uma Ponte-H e um retificador dobrador de tensão (estrutura proposta na Fig. 40), de tal forma que suas

saídas são interligadas para produzirem um único barramento. Porém, verifica-se que não há um compartilhamento do ponto central entre os capacitores, impossibilitando a obtenção de um barramento de saída único do tipo simétrico.

Para a obtenção da saída com simetria, pode-se utilizar a estrutura mostrada na Figura abaixo, o qual utiliza apenas um conjunto de capacitores para todos os conversores da associação. Desta forma, há uma redução no número de elementos da topologia.

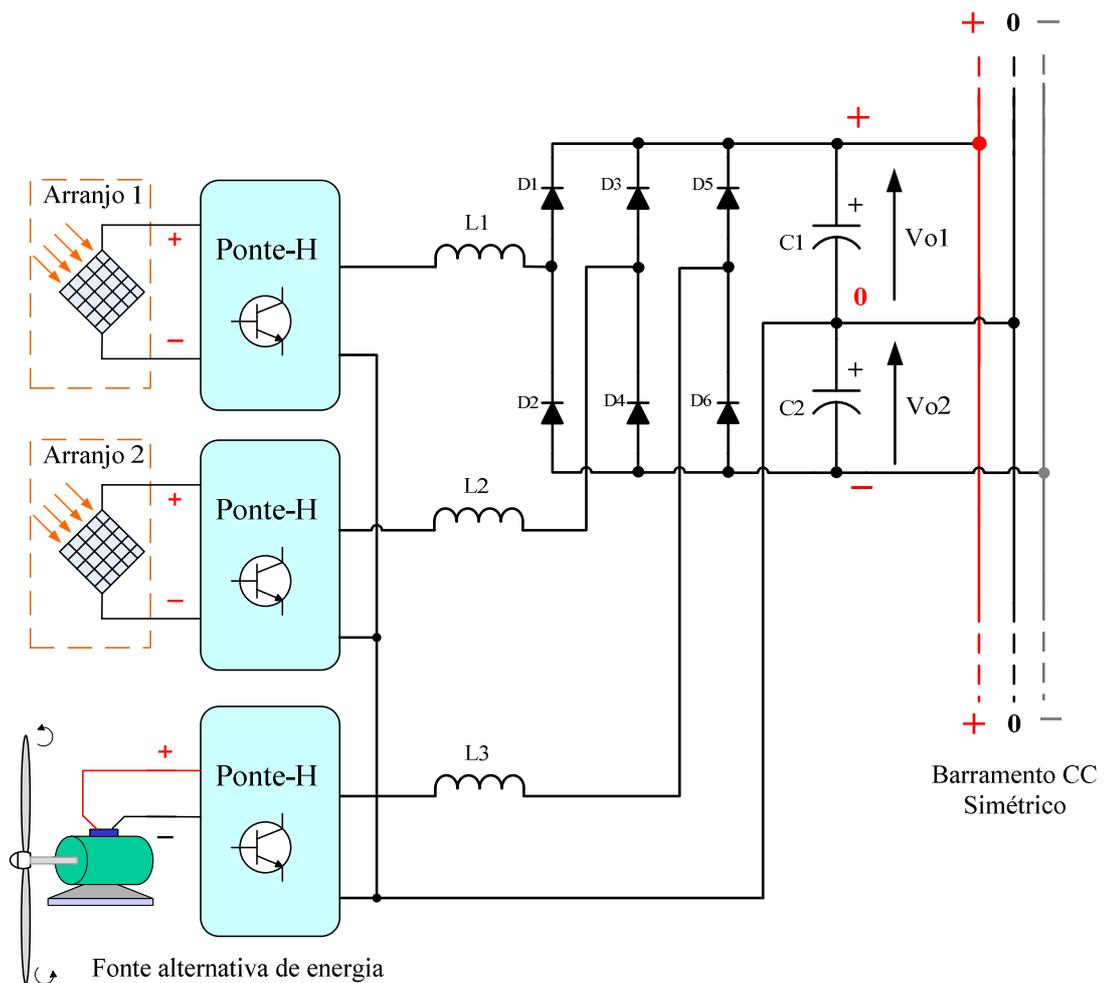


Fig. 103: Aplicação do conversor proposto na configuração tipo *Multi-string*.

A topologia com múltiplas entradas apresentada na Fig. 103 possui simplicidade construtiva e a adição de mais entradas poderá ser feita com o acréscimo de um conjunto de diodos e um indutor de filtro, para cada Ponte-H.

Devido à definição do ganho estático de tensão da estrutura principal desta configuração (proposta CC-CC principal - Fig. 40), conforme apresentado em (11), que mostra que a máxima tensão de saída V_o tem um valor limitado a duas vezes a tensão CC de entrada, as fontes CC de entrada não deverão apresentar valores de tensão muito desiguais, pois, caso contrário, o conversor conectado à fonte de menor amplitude poderá ter seu funcionamento comprometido, permanecendo de forma inoperante no sistema.

Quando a topologia da Fig. 103 é comparada à topologia anterior (Fig. 102) verifica-se uma menor versatilidade, onde um aumento de potência deverá, necessariamente, ser correspondido por uma mudança no valor das capacitâncias do filtro (C1 e C2).

Caso as fontes CC de entrada do conversor mostrado na Fig. 103 apresentem tensões semelhantes e sejam de um mesmo tipo, esta configuração poderia ser considerada como um caso de um conversor *interleaved* de múltiplas entradas, sendo uma generalização da topologia *interleaved* 01 (Fig. 93), onde foram consideradas apenas duas fontes de entrada. Entretanto, com fontes de características diferentes, suas interligações serão consideradas apenas como um caso de paralelismo de fontes (sistema *multi-string*).

Na aplicação apresentada pela Fig. 103, o controle utilizado deverá ser capaz de realizar a regulação da tensão de saída do barramento simétrico, através da contribuição de todos os conversores da interligação, resultando assim em uma configuração onde a potência total de saída será a soma das potências individuais das fontes de entrada.

Quanto à técnica de controle utilizada na aplicação *Multi-string*, mostrada na Fig. 103, pode-se analisar duas situações distintas:

1. Aplicações em que a tensão do barramento CC deverá ter um valor fixo;

Neste caso, deverá ser respeitado o valor de referência para a tensão de saída e, além disso, pode-se empregar uma estratégia de controle que possibilite a utilização maximizada das potências individuais das fontes de entrada (*MPPT*). Esta situação se equivale ao

paralelismo de fontes CC, tendo cada fonte um controle independente, mas com a mesma tensão de saída de referência.

Um controle adequado dos conversores envolvidos deve ser adotado com a adoção, por exemplo, de uma estratégia de um controlador Mestre/escravo, evitando ocorrências de ociosidade de conversores (participação nula ou mínima na operação conjunta).

A potência de saída será dada em função da carga conectada ao barramento CC fixo e, para que seja possível ao sistema operar no ponto de máxima potência, deverá existir também um controle na carga conectada ao barramento CC;

2. Aplicações que permitem variações na tensão de barramento;

Se for considerado que a tensão do barramento CC poderá sofrer variações, então cada conversor da associação poderá ter seu próprio controle com *MPPT*. Com isto cada conversor tentará forçar um aumento na tensão do barramento de saída, de tal forma que consiga atingir seu ponto de máxima potência, individualmente.

Cita-se como exemplo as aplicações de injeção de energia na rede elétrica, onde o controle da potência injetada poderá ser feita, além do controle da fase, pelo controle da amplitude da tensão senoidal sintetizada na saída do inversor, para o controle dos fluxos de potência ativa ou reativa, respectivamente.

Foram realizadas simulações preliminares com a configuração *Multi-string* mostrada na Fig. 103, utilizando-se dois painéis solares de tensão de saída semelhantes, mas de potências diferentes, verificando-se o funcionamento do conversor CC-CC proposto nesta configuração. Entretanto, o estudo detalhado desta configuração, como a apresentação de resultados relevantes, tanto de simulações como experimentais, é considerado um dos objetivos principais em trabalhos futuros, onde a aplicação de técnicas de controle nos conversores da interligação será o foco principal.

5. Conclusão

Dentro do cenário de produção de energia fotovoltaica, tem sido intensa a busca por novas configurações de sistemas de geração. A tendência atual é a de se utilizar sistemas descentralizados, onde cada região ou pequeno consumidor gera a sua própria energia, podendo até mesmo estar conectado à rede elétrica, para fornecerem à mesma o excedente de energia produzida.

Ao se analisar a forma com que os arranjos fotovoltaicos são interligados, vem se destacando a configuração tipo *Multi-string*, sendo de grande interesse em estudos por permitir a interligação de diversas fontes de geração para obtenção de um barramento CC único. Entretanto, cada configuração tem sua aplicabilidade, dependendo dos níveis de potência e tensão em questão.

Nas configurações apresentadas por este trabalho, verifica-se a grande importância dos conversores CC-CC, tendo como função adequar a tensão primária produzida pelos painéis fotovoltaicos à tensão exigida para cada aplicação. Neste estudo foi considerada a situação de algumas aplicações em que o barramento CC deverá ser do tipo simétrico e, portanto, exigem que os conversores CC-CC estudados sejam capazes de atenderem a esta restrição.

Neste estudo foi apresentada também uma revisão bibliográfica dos diversos conversores CC-CC, não isolados, tendo como foco principal a análise dos conversores com capacidade elevadora de tensão e com tensão de saída simétrica.

Foram estudadas diversas associações possíveis de conversores clássicos e multiníveis para a obtenção de novas topologias que exibissem uma saída em simetria, bem como foram apresentadas propostas originais de conversores CC-CC e algumas associações que atendam a tal quesito.

Os conversores CC-CC apresentados neste trabalho totalizaram um número de 52 topologias distintas, dentre as quais se incluem as propostas originais e as associações feitas para a obtenção de uma saída simétrica. De uma forma geral, as topologias foram divididas em algumas categorias as quais são:

1. Conversores clássicos de saída positiva ou negativa;
2. Topologias configuráveis;
3. Topologias com alto ganho estático;
4. Topologias *interleaved*;
5. Topologias multiníveis;

Foram apresentadas as principais características de cada conversor citado acima, levando-se em conta fatores como número de dispositivos, fatores importantes quanto ao controle e possibilidade de geração de tensão simétrica em sua saída.

Com base nas análises obtidas com os conversores e com a motivação de se obter uma tensão de saída simétrica, foram feitas algumas propostas de associações de conversores para esta finalidade. Dentre estas propostas estão as associações com os conversores clássicos e as associações com os multiníveis. Após isto, foi apresentada a proposta principal de conversor CC-CC, com a capacidade de produção de saída simétrica.

O emprego da técnica de associação *interleaved* ao conversor proposto deu origem a outros dois novos conversores *interleaved* (Fig. 93 e Fig. 97), analisados em aplicações de interligação de arranjos fotovoltaicos para a produção de um único barramento CC simétrico.

Por fim, o conversor CC-CC proposto pôde ser aplicado à configuração do tipo *Multi-string*, e vislumbra-se a grande potencialidade do conversor proposto neste tipo de configuração, nas aplicações de interligação de fontes de geração fotovoltaica de características diferentes com outros tipos de fontes de energia, conforme o exemplo apresentado pela Fig. 103, obtendo-se um único barramento CC de saída com simetria.

Em resumo, as propostas feitas ao longo do trabalho também podem ser separadas nos seguintes grupos:

1. Propostas *interleaved*;
2. Propostas multiníveis *interleaved*
3. Propostas de associações com conversores clássicos;

4. Propostas de associações com conversores multiníveis;
5. Propostas principais;

No que diz respeito às técnicas de controle dos conversores CC-CC, foi apresentada a técnica *ON-OFF*, sendo empregada em diversas topologias deste estudo e, inclusive, a aplicação desta técnica aos conversores principais propostos se apresenta como uma idéia original deste estudo. O uso desta técnica de controle nestas topologias se apresenta como uma solução simples para realização do controle da tensão do ponto central, além da regulação da tensão total do barramento CC (V_o).

Cita-se como desvantagem principal do conversor CC-CC proposto a limitação na tensão máxima de saída V_o do conversor, sendo duas vezes o valor da tensão CC de entrada. Este fator pode ser ampliado para quatro vezes a tensão de entrada, se considerada a 2ª proposta *interleaved* (Fig. 97). Além disso, com o conversor exibindo um ganho estático de tensão não muito amplo, também restringe e até mesmo impede o uso da aplicação *Multi-string* apresentada na Fig. 103 em casos onde as tensões CC de entrada sejam muito desiguais.

Um protótipo do conversor CC-CC principal proposto (Fig. 40) foi implementado e os resultados dos testes em bancada auxiliaram nas validações dos estudos analíticos apresentados para a proposta.

A versatilidade que o conversor CC-CC principal (Fig. 40) proposto exhibe, possibilitando realizar também as associações apresentadas nas propostas deste trabalho (Fig. 93, Fig. 97, Fig. 102 e Fig. 103), assim como a simplicidade de seus controladores, indica a grande potencialidade do uso da topologia proposta em diversas aplicações e mostra a relevância de seu estudo.

6. Propostas Futuras

A seguir será descrito uma proposta de continuidade deste estudo. As etapas serão apresentadas de forma separada, referente a cada assunto principal abordado neste trabalho.

Os tópicos aqui abordados já estão sendo realizados pelo autor ou por terceiros, e torna-se um objetivo final, visando uma maior contribuição do autor ao tema proposto nesta Tese.

↪ **Desenvolvimento experimental das topologias *interleaved* propostas, com o conversor principal (Fig. 92 e Fig. 97)**

- Montagem de um protótipo. Para isto será necessário apenas a duplicação da montagem já realizada neste trabalho, compondo assim os dois conversores CC-CC necessários;
- Publicação de resultados de simulação e experimentais, tendo como entrada a conexão com painéis fotovoltaicos.

↪ **Desenvolvimento experimental das topologias *Multi-strings* propostas, com o conversor principal (Fig. 102 e Fig. 103)**

- Montagem de um protótipo, sendo necessário o uso de dois ou mais conversores CC-CC já desenvolvidos neste trabalho;
- Estudo e análise de técnicas de controle aplicadas individualmente aos conversores CC-CC da associação *multi-string*, para que haja maximização da potência total disponível na interligação de fontes externas independentes. Cita-se como exemplo a aplicação de injeção de energia na rede elétrica convencional;
- Publicação de resultados de simulação e experimentais.

7. Referências Bibliográficas

- [1] BEN - Balanço Energético Nacional, Empresa de Pesquisa Energética - EPE. Ministério de Minas e Energia. Disponível em: <https://ben.epe.gov.br>. Acessado em 4/7/2011;
- [2] Annual reports – *International Energy Agency Photovoltaic Power Programme*. Disponível em: <http://iea-pvps.org>. Acessado em 4/7/2011;
- [3] CGEE – Centro de Gestão e Estudos Estratégicos, Ciência Tecnologia e Inovação. Prospecção Tecnológica – Energia, relatório final 2004. Disponível em: http://www.cgee.org.br/arquivos/rel_final_energia.pdf
- [4] Liserre, M.; Sauter, T.; Hung, J.Y., “Future Energy Systems”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 4, no. 1, pp. 18-37, March 2010.
- [5] Galindo, J., Uma Abordagem sobre a Implantação de Sistemas Energéticos Solares e Eólicos em Pernambuco, Dissertação M.Sc, PRODEMA/UFAL, Maceió, AL, Brasil, Setembro de 2007.
- [6] Shayani, R. A., Oliveira, M. A. G. , Camargo, I. M. T., “Comparação do Custo entre Energia Solar Fotovoltaica e Fontes Convencionais”, *V Congresso Brasileiro de Planejamento Energético -CBPE*, Brasília DF, Junho 2006.
- [7] Kouro, S.; Bin Wu; Moya, A.; Villanueva, E.; , Correa, P.; Rodríguez, F., “Control of a cascaded H-bridge multilevel converter for grid connection of photovoltaic systems”, *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IECON’09, pp. 3976-3982.
- [8] Stevenson, R., “First Solar: Quest for the \$1 Watt”, *IEEE Spectrum Magazine*, pp. 22-27, Aug. 2008.
- [9] Kjaer, S.B.; Pedersen, J.K.; Blaabjerg, F., “A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules”, *IEEE Trans. Ind. Applic.*, vol. 41, no. 5, pp. 1292-1306, Sept./Oct. 2005.

- [10] Shayani, R. A., Medição do Rendimento Global de um Sistema Fotovoltaico Isolado Utilizando Arranjos de 32 Células, Dissertação M.Sc, Universidade de Brasília, Julho 2006.
- [11] Carrasco, J.M.; Franquelo, L.G.; Bialasiewicz, J.T.; Galvan, E.; Guisado, R.C.P.; Prats, Ma.A.M.; Leon, J.I.; Moreno-Alfonso, N., “Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1002- 1016, June 2006.
- [12] Blaabjerg, F.; Zhe Chen; Kjaer, S.B., “Power Electronics as Efficient Interface in Dispersed Power Generation Systems”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 5, pp. 1184-1194, Sept. 2004.
- [13] Giraud, F.; Salameh, Z.M., “Steady-State Performance of a Grid-Connected Rooftop Hybrid Wind-Photovoltaic Power System with Battery Storage”, *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 16, no. 1, pp. 1-7, March 2001.
- [14] Kim, S.; Jeon, J.; Cho, C.; Ahn, J.; Kwon, S., “Dynamic Modeling and Control of a Grid-Connected Hybrid Generation System With Versatile Power Transfer”, *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 55, No. 4, pp. 1677-1688, April 2008.
- [15] Lo, Y; Lee, T.; Wu, K., “Grid-Connected Photovoltaic System With Power Factor Correction”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, No. 5, pp. 2224-2227, May 2008.
- [16] ESRAM, T.; Chapman, P.L., “Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques”, *IEEE Transaction on Energy Conversion.*, vol. 22, no. 2, pp. 439-449, June 2007.
- [17] Xiao, W.; Lind, M.G.J.; Dunford, W.G.; Capel, A., “Real-Time Identification of Optimal Operating Points in Photovoltaic Power Systems”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1017-1026, June 2006.

- [18] Kim, Il-Song; Kim, Myung-Bok.; Youn, Myung-Joong., “New Maximum Power Point Tracker Using Sliding-Mode Observer for Estimation of Solar Array Current in the Grid-Connected Photovoltaic System”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1027-1035, June 2006.
- [19] Park, Joung-Hu; Ahn, Jun-Youn; Cho, Bo-Hyung; Yu, Gwon-Jong, “Dual-Module-Based Maximum Power Point Tracking Control of Photovoltaic Systems”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1036-1047, June 2006.
- [20] Kwon, Jung-Min; Nam, Kwang-Hee; Kwon, Bong-Hwan, “Photovoltaic Power Conditioning System With Line Connection”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1048-1054, June 2006.
- [21] Kerekes, T.; Teodorescu, R.; Liserre, M.; Klumpner, C.; Sumner, M., “Evaluation of Three Phase Transformerless Photovoltaic Inverter Topologies”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 9, pp. 2202-2211, Sept. 2009.
- [22] Li, Wuhua; Lv, Xiaodong; Deng, Yan; Liu, Jun; He, Xiangning, “A Review of Non-Isolated High Step-Up DC/DC Converters in Renewable Energy Applications”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'09*, pp. 364-369.
- [23] Anand, S.; Fernandes, B.G., “Optimal Voltage Level for DC Microgrids” *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2010*, pp. 3034-3039.
- [24] Yu, Wensong; Lai, Jih-Sheng; Qian, Hao; Hutchens, C., “High-Efficiency MOSFET Inverter with H6-Type Configuration for Photovoltaic Nonisolated AC-Module Applications”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1253-1260, April 2011.
- [25] Mohan, N.; Undeland, T.M.; Robins, W.P., *Power Electronics - Converters, Applications and Design*, 3rd ed., New York, Wiley, 2003.

- [26] Lipo, T. A.; Holmes, D.G., *Pulse Width Modulation for Power Converters*, IEE Press on Power Engineering, Wiley-Interscience, 2003.
- [27] Lopez, O.; Teodorescu, R.; Doval-Gandoy, J., “Multilevel transformerless topologies for single-phase grid-connected converters”, *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IECON’06, pp. 5191-5196.
- [28] Calais, M.; Agelidis, V.G.; Meinhardt, M., “Multilevel Converters for Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Systems: An Overview”, *Solar Energy*, vol. 66, no. 5, pp. 325-335, 1999.
- [29] Bose, B. K., *Power Electronics and Variable Frequency Drives, Technology and Applications*, IEEE Press, Piscataway N. J., 1996.
- [30] Rodriguez, J.; Lai, Jih-Sheng; Peng, F.Z., “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 724- 738, Aug. 2002.
- [31] Lafoz, M.; Iglesias, I.J.; Veganzones, C.; Visiers, M., “A Novel Double Hysteresis-Band Current Control for a Three-Level Voltage Source Inverter”, *31st Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 1, pp 21-26 June, 2000.
- [32] Bendre, A.; Venkataramanan, G.; Rosene, D.; Srinivasan, V., “Modeling and design of a neutral-point voltage regulator for a three-level diode-clamped inverter using multiple-carrier modulation”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 3, pp. 718- 726, June 2006.
- [33] Pou, J.; Pindado, R.; Boroyevich, D.; Rodriguez, P., “Evaluation of the low-frequency neutral-point voltage oscillations in the three-level inverter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 6, pp. 1582- 1588, Dec 2005.
- [34] Vargas, R.; Cortes, P.; Ammann, U.; Rodriguez, J.; Pontt, J., “Predictive Control of a Three-Phase Neutral-Point-Clamped Inverter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2697-2705, Oct. 2007.

- [35] Busquets-Monge, S.; Ortega, J.D.; Bordonau, J.; Beristain, J.A.; Rocabert, J., “Closed-Loop Control of a Three-Phase Neutral-Point-Clamped Inverter Using an Optimized Virtual-Vector-Based Pulsewidth Modulation”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 2061-2071, May. 2008.
- [36] Rodrigues, J.; Bernet, S.; Steimer, P.K.; Lizama, I.E., “A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 7, pp. 2219-2230, July 2010.
- [37] Abu-Rub, H.; Holtz, J.; Rodriguez, J.; Baoming, G., “Medium-Voltage Multilevel Converters—State of the Art, Challenges, and Requirements in Industrial Applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2581-2596, August 2010.
- [38] Alepuz, S.; Busquets-Monge, S.; Bordonau, J.; Gago, J.; Gonzalez, D.; Balcells, J., “Interfacing Renewable Energy Sources to the Utility Grid Using a Three-Level Inverter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1504-1511, Oct 2006.
- [39] Welchko, B.A.; de Rossiter, C., M.B.; Lipo, T.A., “A three-level MOSFET inverter for low-power drives”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 3, pp. 669- 674, June 2004.
- [40] Teichmann, R.; Bernet, S., “A Comparison of Three-Level Converters Versus Two-Level Converters for Low-Voltage Drives, Traction, and Utility Applications”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, No. 3, pp. 855-865, May/June 2005.
- [41] Pressman, I., Abraham, Billings, Keith, Morey, *Switching Power Supply Design*, 3rd ed., McGraw-Hill, 2009.
- [42] Duran-Gomez, J.L.; Garcia-Cervantes, E.; Lopez-Flores, D.R.; Enjeti, P.N.; Palma, L., “Analysis and Evaluation of a Series-Combined Connected Boost and Buck-Boost DC-DC Converter for Photovoltaic Application”, 21st *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 7, March 2006.

- [43] Luo, F.L., “Double-output Luo converters, an advanced voltage-lift technique”, *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, vol. 147, n.6, pp. 469-485, Nov. 2000.
- [44] Nami, A.; Zari, F.; Ledwich, G.; Ghosh, A.; Blaabjerg, F., “A New Configuration for Multilevel Converters With Diode Clamped Topology”, *Power Engineering Conference, IPEC’07*, pp. 661-665.
- [45] Li, Wuhua; He, Xiangning, “Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1239-1250, April 2011.
- [46] Boora, A.A.; Zare, F.; Ledwich, G.; Ghosh, A.; Sumner, M., “A New DC-DC Converter with Multi Output: Topology and Control Strategies”, *Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2008*, pp. 468-474.
- [47] Saha, S.; Sundarsingh, V.P., “Novel grid-connected photovoltaic inverter”, *IEEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, vol. 143, no. 2, pp. 219-224, March. 1996.
- [48] Du, Yu; Zhou, Xiaohu; Bai, Sanzhong; Lukic, S.; Huang, A, “Review of Non-isolated Bi-directional DC-DC Converters for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Charge Station Application at Municipal Parking Decks”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2010*, pp. 1145-1151.
- [49] Roger G.; Juliano D. P. Pacheco; Hélio L. Hey; Johninsom I., “A Maximum Power Point Tracking System With Connection for PV Stand-Alone Applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 7, pp. 2674- 2683, July 2008.
- [50] Yamamoto, I.; Matsui, K.; Matsuo, M., “A Comparison of Various DC-DC Converters and Their Application to Power Factor Correction”, *Power Conversion Conference (PCC)*, vol. 1, pp. 128-135, April 2002.
- [51] Vorperian, V., “Simplified Analysis of *PWM* Converters Using Model of *PWM* Switch. Continuous conduction mode”, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 26, n. 3, pp. 490-496, May 1990.

- [52] Vorperian, V., “Simplified Analysis of *PWM* Converters Using Model of *PWM* Switch. II. Discontinuous conduction mode”, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 26, n. 3, pp. 497-505, May 1990.
- [53] Myrzik, J.M.A.; Calais, M., “String and Module Integrated Inverters for Single-Phase Connected Photovoltaic Systems – A Review”, *IEEE Bologna PowerTech Conference*, vol.2, pp. 8 pp., Italy, June 2003.
- [54] Luo, F.L.; Ye, H., “Positive Output Cascade Boost Converters”, *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, vol. 151, n.5, pp. 590-606, Sept. 2004.
- [55] Luo, F.L.; Ye, H., “Ultra-Lift Luo-Converter”, *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, vol. 152, no.1, pp. 27-32, Jan. 2005.
- [56] Luo, F.L., “Seven Self-Lift DC-DC Converters, Voltage Lift Technique”, *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, vol. 148, n.4, pp. 329-338, July. 2001.
- [57] Liccardo, F.; Marino, P.; Torre, G.; Triggianese, M, “Interleaved dc-dc Converters for Photovoltaic Modules”, *International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, pp. 201-207, May 2007.
- [58] Huang, B.; Sadli, I.; Martin, J.-P.; Davat, B., “Design of a High Power, High Step-Up Non-isolated DC-DC Converter for Fuel Cell applications”, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pp. 1-6, Sept. 2006.
- [59] Ilic, M.; Hesterman, B.; Maksimovic, D., “Interleaved Zero Current Transition Three-Level Buck Converter”, *Applied Power Electronics Conference (APEC)*, vol. 1, pp. 7, March 2006.
- [60] Yao, Gang; Hu, Lei; Liu, Ying; Chen, Alian; He, Xiangning, “Interleaved Three-Level Boost Converter with Zero Diode Reverse-recovery Loss”, *Applied Power Electronics Conference (APEC)*, vol. 2, pp. 1090-1095, 2004.

- [61] Calderon-Lopez, G.; Forsyth, A. J.; Nuttall, D. R., “Design and Performance Evaluation of a 10-kW Interleaved Boost Converter for Fuel Cell Electric Vehicle”, *5th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, vol. 2, pp. 1-5, Aug. 2006.
- [62] Finn, D.; Sernia, P.; Pierce, J., “Applications and Equivalent Models for Coupled Inductor Parallel Interleaved Converters”, *Australasian Universities Engineering Conference (AUPEC)*, Sept. 2004.
- [63] Baek, Ju-Won; Ryoo, Myung-Hyo; Kim, Tae-Jin; Yoo, Dong-Wook; Kim, Jong-Soo, “High Boost Converter Using Voltage Multiplier”, *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 6 pp.-, Nov. 2005.
- [64] Zhao, Qun; Lee, F.C., “High Performance Coupled-Inductor DC-DC Converters”, *Applied Power Electronics Conference (APEC)*, vol. 1, pp. 109-113, Feb. 2003.
- [65] Ruan, X.; Wei, J.; Xue, Y.; Zhou, L., “Voltage-Sharing of the Divided Capacitors in Nonisolated Three-Level Converters”, *Applied Power Electronics Conference (APEC)*, vol. 3, pp. 1725-1729, 2004.
- [66] Zhang, M.T.; Jiang, Yimin; Lee, F.C.; Jovanovic, M.M., “Single-Phase Three-Level Boost Power Factor Correction Converter”, *Applied Power Electronics Conference (APEC)*, vol. 1, pp. 434-439, March 1995.
- [67] Lin, Bor-Ren, “Analysis and Implementation of a Three-Level PWM Rectifier/Inverter”, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 36, n. 3, pp. 948-956, July 2000.
- [68] Pinheiro, J.R.; Vidor, D.L.R.; Grundling, H.A., “Dual Output Three-Level Boost Power Factor Correction Converter With Unbalanced Loads”, *27th Power Electronics Specialists Conference (PESC), IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 733-739, June 1996.

- [69] Ruan, X.; Li, B.; Chen, Q., “Three-Level Converters-A New Approach for High Voltage and High Power DC-to-DC Conversion”, *33rd Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 2, pp. 663-668, June 2002.
- [70] Lin, Bor-Ren; Lu, Hsin-Hung; Hou, Yei-Lang, “Single-Phase Power Factor Circuit With Three-Level Boost Converter”, *IEEE Intenational Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 445-450, Slovenia, 1999.
- [71] Pinheiro, J.R.; Baggio, J. E.; HEY, H. L.; Grundling, H.A.; Pinheiro, H., “Modelagem e Controle Discreto para o Retificador PFC Boost Três Níveis”, *Revista Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP)*, v. 7, n. 1, p. 55-62, 2002.
- [72] Martins, A.S.; Kassick, E.V.; Barbi, I., “Control Strategy for the Double-Boost Converter in Continuous Conduction Mode Applied to Power Factor Correction”, *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 2, pp. 1066-1072, June 1996.
- [73] Utkin, V.I., “Sliding mode control design principles and applications to electric drives”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 40, no. 1, pp. 23-26, 1993.
- [74] Utkin, V.; Hoon Lee, “Chattering Problem in Sliding Mode Control Systems”, *International Workshop on Variable Structure Systems, VSS'06*, pp. 346 - 350.
- [75] Ahmed, Mohammad , Sliding Mode Control for Switched Mode Power Supplies, Doctor Thesis, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland, December 14, 2004.
- [76] Ruan, X.; Wei, J.; Xue, Y., “Three-Level Converters with the Input and Output Sharing the Ground”, *34rd Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 4, pp. 1919-1923, June 2003.
- [77] Ruan, X.; Li, B.; Chen, Q.; Tan, Siew-Chong; Tse, C.K., “Fundamental Considerations of Three-Level DC–DC Converters: Topologies, Analyses, and Control”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, vol. 55, n. 11, pp. 3733-3743, Dec. 2008.

- [78] Padilha, F.J.C.; Suemitsu, W.I.; Bellar, M.D., “DC-DC Converter Connected to Three-Level NPC Inverter for Renewable Energy Sources Application”, *International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 264-269, June/July 2008.
- [79] Padilha, F.J.C.; Suemitsu, W.I.; Bellar, M.D., “Transformerless DC-DC Step-up Topologies with Symmetrical Outputs for Renewable Energy Applications”, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 450-455, 2011.
- [80] Padilha, F.J.C.; Suemitsu, W.I.; Bellar, M.D.; Lourenco, P.M., “Low Cost Gate Drive Circuit for Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source Inverter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 4, pp. 1196-1204, 2009.
- [81] Padilha, F.J.C., Implantação de um Inversor NPC com Ênfase no Circuito de Acionamento e Controle de Equalização, Dissertação M.Sc, Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ), Rio de Janeiro, RJ, Brasil, Julho de 2006.
- [82] Arbetter, B.; Erickson, R.; Maksimovic, D., “DC-DC converter design for battery-operated systems”, *26th Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 1, pp. 103-109, 1995.
- [83] Paula, C.F., Sintonia Analítica de Controladores PID por Resposta em Frequência para Sistemas de Fase Não-Monótona, Dissertação M.Sc, Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, MG, Brasil, Fevereiro de 2011.

ANEXOS

ANEXO 1 – Software utilizado para o controle do inversor NPC nos experimentos

```
#include <16F628.h>
#use delay(clock=4000000)// Necessário devido ao uso da
função delay.
#define step 1366
//----Sequência de 12 pulsos do inversor NPC (60 Hz)-----//
// Felipe Padilha - Doutorando - 27/08/20011-----//

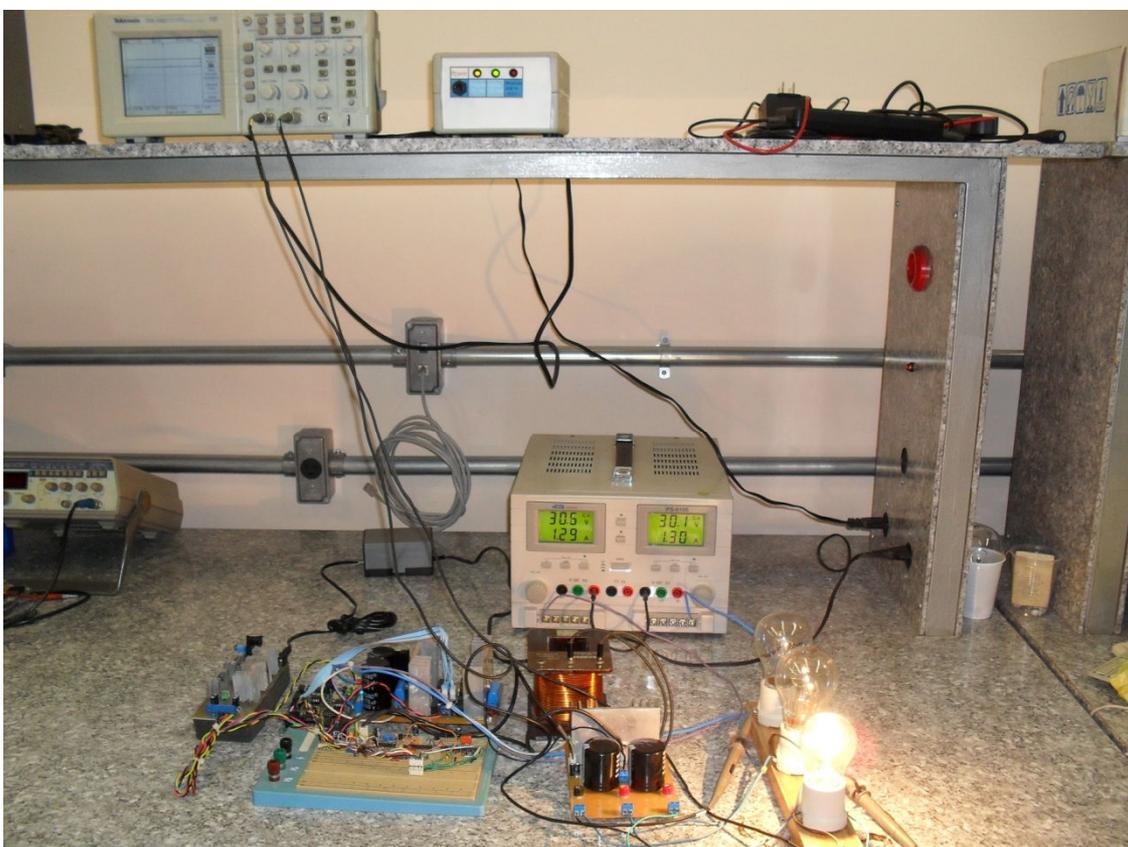
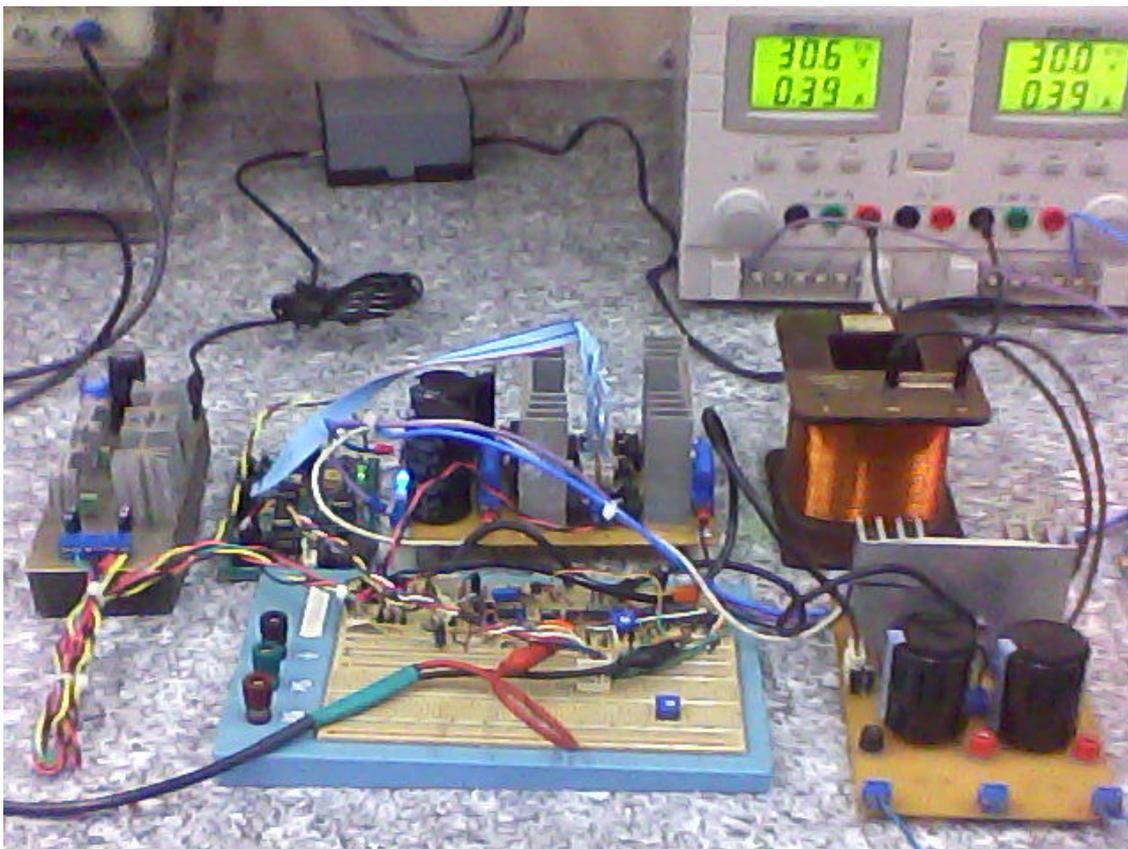
void main (void)
{
//-----Inicializa Portas-----//
OUTPUT_A(0x00);
OUTPUT_B(0x00);

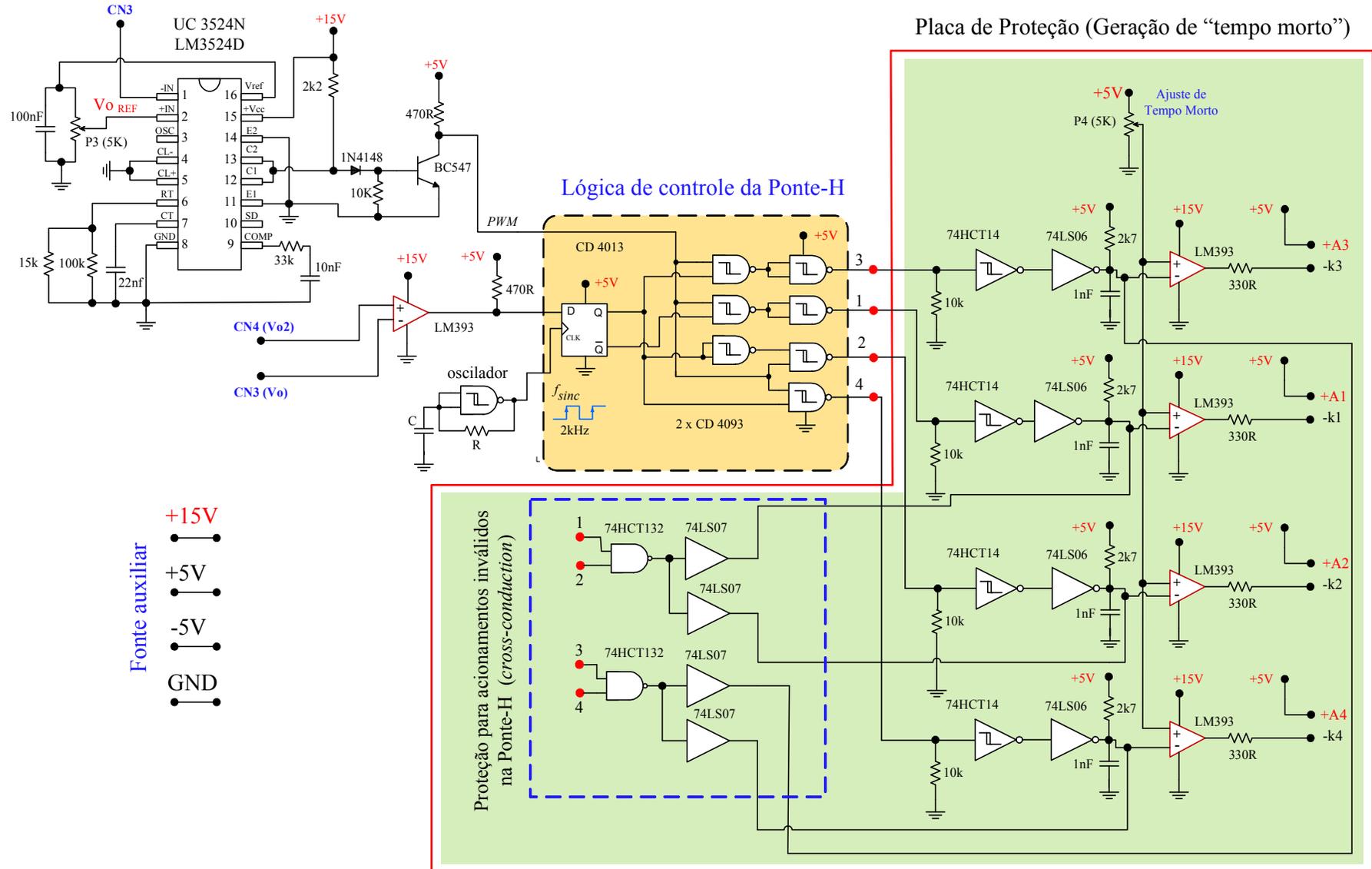
//-----Configura Portas (1= IN; 0=OUT)-----//
SET_TRIS_A( 0x00 );
SET_TRIS_B( 0x00 );
delay_ms(1000);
output_high(PIN_A2);
delay_ms(2000);

while(1)
{
OUTPUT_B(0x00);
OUTPUT_B(0b00110000);//P01
delay_us(step);
OUTPUT_B(0x00);
OUTPUT_B(0b00110010);//P02
delay_us(step);
OUTPUT_B(0x00);
OUTPUT_B(0b00110011);//P03
delay_us(step);
OUTPUT_B(0x00);
OUTPUT_B(0b00100011);//P04
delay_us(step);
OUTPUT_B(0x00);
OUTPUT_B(0b00000011);//P05
delay_us(step);
OUTPUT_B(0x00);
OUTPUT_B(0b00001011);//P06
delay_us(step);
OUTPUT_B(0x00);
OUTPUT_B(0b00001111);//P07
delay_us(step);
OUTPUT_B(0x00);
```

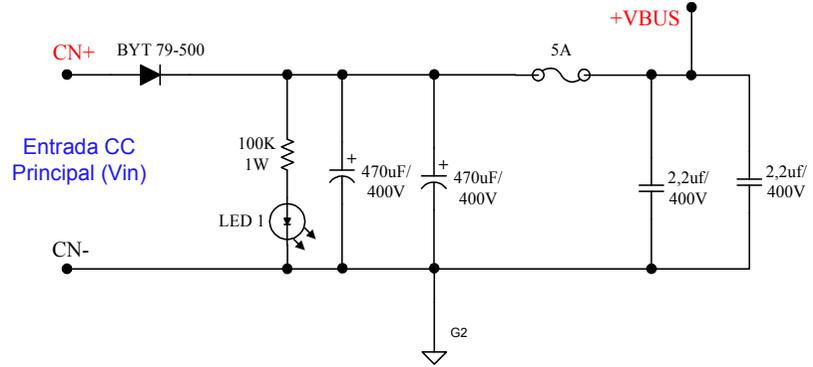
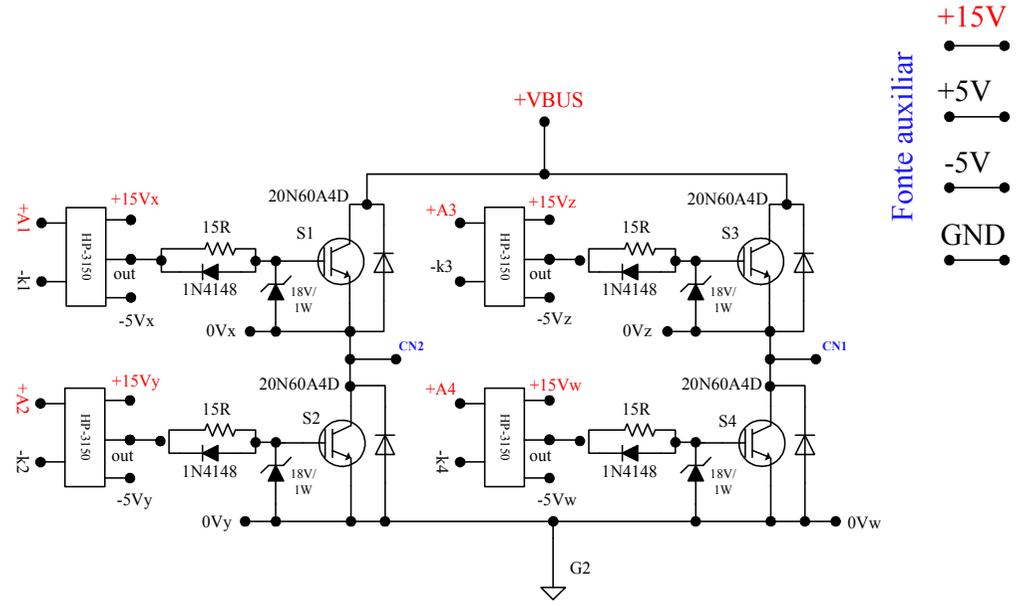
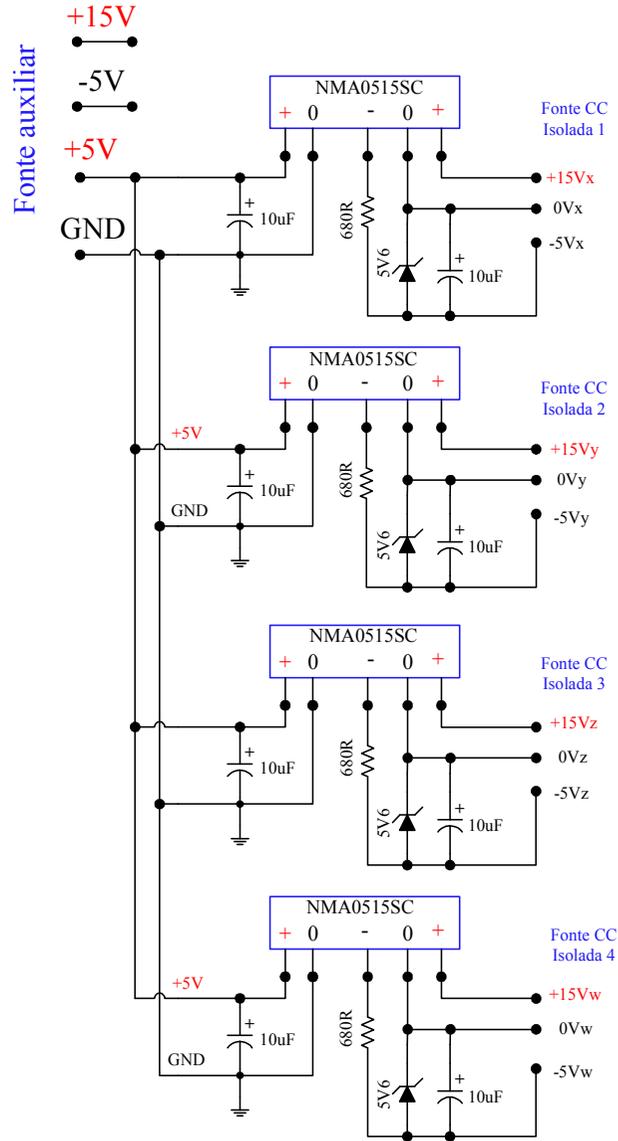
```
OUTPUT_B(0b00001110); //P08
delay_us(step);
OUTPUT_B(0x00);
OUTPUT_B(0b00001100); //P09
delay_us(step);
OUTPUT_B(0x00);
OUTPUT_B(0b00101100); //P010
delay_us(step);
OUTPUT_B(0x00);
OUTPUT_B(0b00111100); //P011
delay_us(step);
OUTPUT_B(0x00);
OUTPUT_B(0b00111000); //P012
delay_us(step);
}
}
```

ANEXO 2 – Fotografias das montagens em bancada com o protótipo desenvolvido

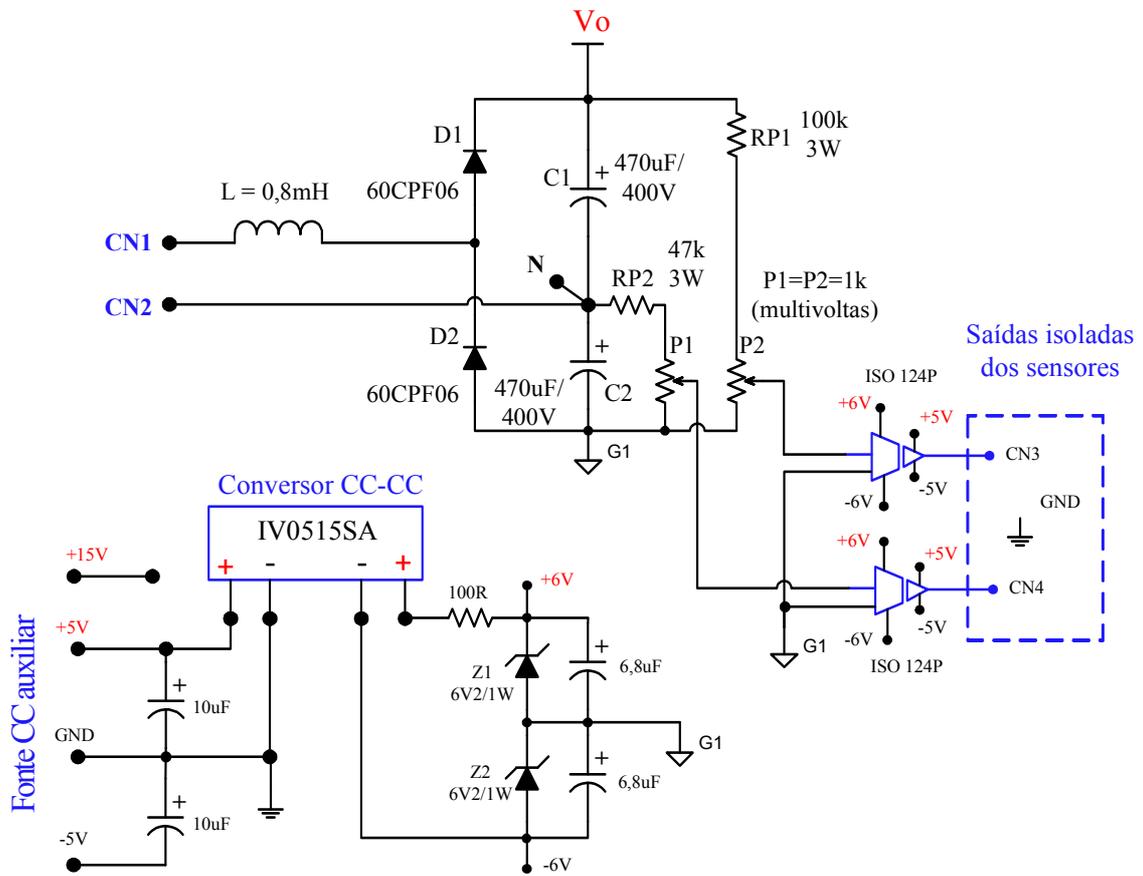




ANEXO 4 – Placa de Potência 1



ANEXO 5 – Placa de Potência 2



ANEXO 6 – Montagem em bancada com o Inversor NPC + Motor de indução

