

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
INFORMÁTICA INDUSTRIAL

EDUARDO DA SILVA

**DESENVOLVIMENTO DE UM RETIFICADOR BOOST HALF-
BRIDGE INTEGRADO A UM CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST
PARA APLICAÇÕES EM UPS**

DISSERTAÇÃO

CURITIBA

2019

EDUARDO DA SILVA

DESENVOLVIMENTO DE UM RETIFICADOR BOOST HALF-BRIDGE INTEGRADO A UM CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST PARA APLICAÇÕES EM UPS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para obtenção do grau de “Mestre em Ciências” – Área de Concentração: Automação e Sistemas.

Orientador: Prof. Dr. Alceu André Badin

CURITIBA

2019

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

Silva, Eduardo da, 1982-

Desenvolvimento de um retificador boost half-bridge integrado a um conversor CC-CC buck-boost para aplicações em UPS [recurso eletrônico] / Eduardo da Silva.-- 2019.

1 arquivo texto (86 f.) : PDF ; 8,57 MB

Modo de acesso: World Wide Web.

Título extraído da tela de título (visualizado em 05 nov. 2019)

Texto em português com resumo em inglês

Dissertação (Mestrado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Curitiba, 2019

Bibliografia: f. 84-86

1. Engenharia elétrica - Dissertações. 2. Fonte de energia ininterrupta. 3. Instalações elétricas. 4. Conversores CC-CC. 5. Conversores de corrente elétrica. 6. Barramentos de subestações elétricas. 7. Máquinas elétricas. 8. Métodos de simulação. I. Badin, Alceu André. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. III. Título.

CDD: Ed. 23 – 621.3

Biblioteca Central da UTFPR, Câmpus Curitiba
Bibliotecário: Adriano Lopes CRB-9/1429

TERMO DE APROVAÇÃO DE DISSERTAÇÃO Nº 841

A Dissertação de Mestrado intitulada “**DESENVOLVIMENTO DE UM RETIFICADOR BOOST HALF-BRIDGE INTEGRADO A UM CONVERSOR CC-CC BUCK-BOOST PARA APLICAÇÕES EM UPS**” defendida em sessão pública pelo candidato **Eduardo da Silva**, no dia **26 de setembro de 2019**, foi julgada para a obtenção do título de Mestre em Ciências, área de concentração **Engenharia de Automação e Sistemas**, e aprovada em sua forma final, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Alceu André Badin- Presidente – (UTFPR)

Prof. Dr. Rogers Demonti - (UFPR)

Prof. Dr. Daniel Flores Cortez – (UTFPR)

A via original deste documento encontra-se arquivada na Secretaria do Programa, contendo a assinatura da Coordenação após a entrega da versão corrigida do trabalho.

Curitiba, 26 de setembro de 2019.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente e imensamente à minha mãe Marli, pela minha formação como pessoa e todo apoio e suporte dado durante toda a minha vida.

À minha família, meus filhos Mariane e Enzo, por servirem de inspiração e nunca me deixarem esquecer o motivo de toda luta e dedicação e minha esposa Caroline, pela paciência e por estar ao meu lado, independente da situação.

Aos meus familiares, por todo o incentivo que impulsionaram a conclusão desse trabalho.

Ao Prof. Dr. Alceu André Badin, por toda a compreensão e confiança durante os momentos difíceis que surgiram ao longo dessa trajetória. Agradeço também pela constante disponibilidade e orientação, desde o início desse trabalho.

Aos pesquisadores que compuseram a banca avaliadora, professores Daniel Flores Cortez e Rogers Demonti, pelas contribuições e aprimoramentos deste trabalho.

Aos colegas do Laboratório de Processamento Eletrônico de Energia, pelas valorosas dicas e suporte.

À NHS, pela disponibilização de material.

À UTFPR, pela oportunidade fornecida.

RESUMO

SILVA, Eduardo da. Desenvolvimento de um retificador boost half-bridge integrado a um conversor CC-CC buck-boost para aplicações em UPS. 2019. 80 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2019.

Alguns tipos de instalações como centrais de processamento de dados, equipamentos médico-hospitalares de diagnóstico ou de suporte à vida e controle de tráfego aéreo, são protegidas por uma fonte de alimentação ininterrupta ou UPS, para evitar que o seu funcionamento seja prejudicado por distúrbios da rede elétrica. Este trabalho desenvolve um conversor que irá compor o um sistema UPS, sendo que durante o período de funcionamento normal da rede elétrica, irá operar como um retificador *Boost Half-Bridge* dobrador de tensão e, na ausência da rede, o banco de baterias passa a ser a fonte de entrada e o conversor opera como um CC-CC *Buck-Boost*. A topologia possui um ponto médio no barramento de saída conectado diretamente ao neutro da rede e ao polo negativo do banco de baterias, fazendo com que o conversor seja naturalmente imune à corrente de modo comum, portanto, de baixa emissão de ruído eletromagnético. A potência processada é de 1kW e a frequência de operação é de 21,6kHz. A estrutura proposta é analisada para os dois modos de operação, CA-CC e CC-CC, para os quais são apresentados: o princípio de funcionamento, a análise matemática, a modelagem orientada ao controle do conversor e os resultados obtidos por simulação e também resultados experimentais. Como resultado do projeto de pesquisa, o conversor estudado apresenta alta eficiência para ambas as fontes de entrada, além de baixa distorção harmônica e fator de potência unitário para entrada CA, validando sua proposta e funcionalidade.

Palavras-chave: UPS. Ponto Comum. Boost Meia Ponte. EMI. EMC. Conversor Integrado.

ABSTRACT

SILVA, Eduardo da. Development of a half-bridge boost rectifier integrated with a buck-boost DC-DC converter for UPS applications. 2019. 80 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2019.

Installations as data centers, diagnostic or life-support medical equipment, and air traffic control, are protected by an uninterruptible power supply or UPS to prevent fails in their operation by disturbances on electrical grid. This research work develops a converter that will compose a UPS system and, during the normal operation of the power grid, will operate as a Boost Half-Bridge voltage doubler rectifier and, in the grid fails, the battery bank will be the input source and the converter operates as a Buck-Boost DC-DC. The topology has a midpoint on the output bus connected to the grid neutral and the negative pole of the battery bank, making the converter naturally immune to common mode current, therefore, low electromagnetic noise emission. The processed power is 1kW and the operating frequency is 21.6kHz. The proposed structure is analyzed for the two modes of operation, AC-DC and DC-DC, for which they are presented: the operating principle, the mathematical analysis, the control modeling and the results obtained by simulation and also experimental results. As a result of the research project, the studied converter presents high efficiency for both input sources, besides low total harmonic distortion and unit power factor for AC input, validating its proposal and functionality.

Keywords: UPS. Neutral Common. Boost Half-Bridge. EMI. EMC. Integrated Converter.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Exemplo de arranjo de uma UPS <i>Offline</i>	16
Figura 2 – Exemplo de arranjo de uma UPS <i>Line Interactive</i>	16
Figura 3 – Exemplo de arranjo de uma UPS <i>Online</i>	17
Figura 4 – Exemplo de UPS isolada por transformador (a) e exemplo de UPS com ponto médio baseada na estrutura Half-Bridge (b).	18
Figura 5 – Derivadas de tensão e corrente durante as transições dos interruptores estáticos... ..	19
Figura 6 – Fuga de corrente em um sistema para controle de um motor através dos acoplamentos capacitivos.	20
Figura 7 – Ponto de neutro comum entre a rede elétrica CA, o link CC e a saída do inversor.	22
Figura 8 – Estrutura de UPS monofásica baseada na topologia <i>half bridge</i>	22
Figura 9 - Circuito de uma UPS usando um conversor CC-CC bidirecional.	23
Figura 10 - Circuito de uma UPS usando um conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i> adicional.	24
Figura 11 - Circuito de uma UPS usando um conversor CC-CC adicional de alto ganho.	24
Figura 12 - Circuito de uma UPS usando o mesmo conversor para entrada CA ou CC.	25
Figura 13 – Conversor dobrador de tensão de um sistema UPS com uma única chave.	25
Figura 14 – Topologia proposta com a composição dos conversores CC-CC e CA-CC.	26
Figura 15 – Aplicação do conversor proposto em uma UPS do tipo <i>Online</i>	27
Figura 16 – Comando complementar dos interruptores S_1 e S_2	29
Figura 17 – Operação do conversor CA-CC durante o semiciclo positivo da tensão de entrada para cada período de chaveamento, sendo (a) a Etapa 1 e (b) a Etapa 2.	30
Figura 18 – Operação do conversor CA-CC durante o semiciclo negativo da tensão de entrada para cada período de chaveamento, sendo (a) a Etapa 3 e (b) a Etapa 4.	31
Figura 19 – Principais formas de onda durante o semiciclo positivo da tensão de entrada para o conversor operando como CA-CC.	32
Figura 20 – Circuitos resultantes das etapas 1 e 2 do conversor CA-CC.	33
Figura 21 – Comparativo do ganho estático para os conversores <i>Boost</i> clássico e dobrador de tensão.	34
Figura 22 – Variação da razão cíclica (D) em função de ωt tendo o índice de modulação (M) como parâmetro.	35

Figura 23 – Ondulação parametrizada da corrente no indutor (Δi_L) em função de ωt tendo o índice de modulação (M) como parâmetro.	36
Figura 24 – Operação do conversor CC-CC em um período de chaveamento, sendo (a) a Etapa 1 e (b) a Etapa 2.	42
Figura 25 – Principais formas de onda durante o um período de chaveamento de S_1 para o conversor operando como CA-CC.	43
Figura 26 – Circuitos resultantes das etapas 1 e 2 do conversor CC-CC.	44
Figura 27 – Ganho estático conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i>	45
Figura 28 – Estrutura do conversor com a malha de controle da corrente de entrada.	49
Figura 29 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente de entrada.	49
Figura 30 – Relação de dependência da tensão de saída em função da modulação PWM.	50
Figura 31 – Circuitos equivalentes devido às etapas de operação 1 e 2, quando a chave S_2 está em condução (a) e quando o diodo D_1 está em condução (b).	50
Figura 32 – Circuito simplificado em função da corrente de entrada, em um período de comutação.	52
Figura 33 – Circuito simplificado em função da corrente média de entrada, em um período de comutação.	52
Figura 34 – Estrutura do conversor com as malhas de controle da tensão de saída e corrente de entrada.	Erro! Indicador não definido.
Figura 35 – Diagrama de blocos do controle do conversor em malha fechada.	54
Figura 36 – Diagrama de blocos do controle por <i>feedforward</i>	54
Figura 37 – Estrutura do conversor com as malhas de controle, incluindo o controle por <i>feedforward</i>	55
Figura 38 – Circuito simplificado do conversor CC-CC.	56
Figura 39 – Estrutura do conversor CC-CC com as malhas de controle de tensão e corrente.	57
Figura 40 – Forma de onda da corrente no indutor obtida por simulação para o conversor operando como CA-CC.	60
Figura 41 – Forma de onda da corrente no indutor obtida por simulação para o conversor operando como CC-CC.	62
Figura 42 – Formas de onda das tensões de saída obtidas por simulação para o conversor operando como CA-CC e CC-CC.	63
Figura 43 – Formas de onda da tensão de entrada e da corrente de entrada multiplicada por dez, obtidas por simulação para o conversor operando como CA-CC.	64

Figura 44 – Formas de onda obtidas por simulação da corrente na chave S_1 e no diodo D_1 na frequência da rede (abaixo) e o detalhe em alta frequência da corrente na chave S_2 e no diodo D_1 (acima), para o conversor operando como CA-CC	66
Figura 45 – Transição da fonte de entrada de CA para CC, indicando a queda da rede.	67
Figura 46 – Transição da fonte de entrada de CC para CA, indicando o retorno da rede.	68
Figura 47 - Dinâmica da transição da fonte de entrada de CC para CA, para a nova capacitância de saída.	68
Figura 48 – Placa LSTRI(0R1) usada na implementação do protótipo.....	69
Figura 49 – Placa com os relés utilizados para a transição das fontes de entrada.....	70
Figura 50 - Esquema de ligação dos relés de transição no circuito.	70
Figura 51 – Formas de onda da tensão e corrente no indutor obtidas de modo experimental para o conversor operando como CA-CC.	72
Figura 52 – Formas de onda da tensão de entrada V_{in} e da corrente no indutor i_L obtidas de modo experimental para o conversor operando como CA-CC.....	73
Figura 53 – Espectro harmônico da corrente de entrada e distorção harmônica total (THD)..	73
Figura 54 – Formas de onda da tensão de saída V_o , a tensão no capacitor C_2 e a corrente na carga R_2 , obtidas de modo experimental para o conversor operando como CA-CC.....	75
Figura 55 – Forma de onda da tensão aplicada à chave e ao diodo, obtidas de modo experimental para o conversor operando como CA-CC.	76
Figura 56 – Formas de onda da tensão e corrente no indutor obtidas de modo experimental para o conversor operando como CC-CC.....	77
Figura 57 – Forma de onda da tensão aplicada à chave e ao diodo, obtidas de modo experimental para o conversor operando como CC-CC.....	78
Figura 58 – Rendimento obtido de modo experimental para os dois modo de operação do conversor.	79
Figura 59 – Transição da fonte de entrada CA para CC simulando a queda da rede.	80
Figura 60 – Transição da fonte de entrada CC para CA simulando a queda da rede.	81

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros para projeto e simulação	58
Tabela 2 – Valores obtidos por simulação das correntes na chave e no diodo.....	66
Tabela 3 – Lista de componentes e dados de entrada utilizados no conversor.	71
Tabela 4 – Limites e valores obtidos para os hamônicos de corrente.	74

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÔNIMOS

CA	Corrente Alternada
CA-CC	Conversor de corrente alternada para corrente contínua (Retificador)
CC	Corrente Contínua
CC-CC	Conversor de corrente continua para corrente contínua (<i>Chopper</i>)
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EMC	<i>Electromagnetic Compatibility</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
P	Controlador proporcional
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PI	Controlador proporcional-integral
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

ΔV_o	Varição da tensão total do barramento de saída
f_r	Frequência da rede elétrica
f_s	Frequência de chaveamento
I_{Def}	Corrente eficaz no diodo
I_{Sef}	Corrente eficaz na chave
I_D	Corrente média no diodo
i_{DC}	Corrente de entrada do conversor CC-CC
i_L	Corrente no indutor
i_p	Valor de pico da corrente alternada de entrada
I_S	Corrente média na chave
n_{oCC}	Valores (n) correspondentes à saída conversor CC-CC
P_{in}	Potência de entrada
P_o	Potência total de saída
T_s	Período de chaveamento
V_{DC}	Tensão de entrada do conversor CC-CC
V_{in}	Tensão alternada de entrada
V_L	Tensão aplicada ao indutor
V_o	Tensão total do barramento de saída
V_p	Valor de pico da tensão alternada de entrada
Δi_L	Varição da corrente no indutor
ΔV_{bar}	Varição da tensão do barramento total
C	Capacitor
D	Razão cíclica da modulação PWM
L	Indutor
M	Índice de modulação
R	Resistor de carga
S	Chave do circuito

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	17
1.2	OBJETIVOS	27
1.3	ESTRUTURA DO TRABALHO.....	28
2	ESTRUTURA PROPOSTA: PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO E ANÁLISE.....	29
2.1	CRITÉRIOS PARA A ANÁLISE DO CONVERSOR	29
2.2	CONVERSOR CA-CC	30
2.2.1	<i>Etapas de Operação</i>	<i>30</i>
2.2.2	<i>Principais Formas de Onda</i>	<i>32</i>
2.2.3	<i>Análise e Equacionamento</i>	<i>33</i>
2.2.4	<i>Esforços de Corrente nos Semicondutores.....</i>	<i>38</i>
2.2.5	<i>Projeto dos Elementos Passivos.....</i>	<i>40</i>
2.3	CONVERSOR CC-CC	42
2.3.1	<i>Etapas de Operação</i>	<i>42</i>
2.3.2	<i>Principais Formas de Onda</i>	<i>43</i>
2.3.3	<i>Análise e Equacionamento</i>	<i>43</i>
2.3.4	<i>Esforços de Corrente nos Semicondutores.....</i>	<i>46</i>
2.3.5	<i>Projeto dos Elementos Passivos.....</i>	<i>47</i>
3	MODELAGEM ORIENTADA AO CONTROLE.....	48
3.1	CONVERSOR CA-CC	48
3.1.1	<i>Controle da Corrente de Entrada</i>	<i>48</i>
3.1.2	<i>Controle da Tensão de Saída</i>	<i>52</i>
3.1.3	<i>Controle por Feedforward</i>	<i>54</i>

3.2	CONVERSOR CC-CC	55
3.2.1	<i>Controle da Corrente de Entrada</i>	55
3.2.2	<i>Controle da Tensão de Saída</i>	56
4	RESULTADOS.....	58
4.1	DIMENSIONAMENTO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR	58
4.1.1	<i>Indutor de Entrada</i>	58
4.1.2	<i>Capacitores de Saída</i>	62
4.1.3	<i>Resistores de Carga</i>	64
4.1.4	<i>Interruptores e Diodos em Antiparalelo</i>	65
4.1.5	<i>Troca da Fonte de Entrada</i>	67
4.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	69
4.2.1	<i>Operando Como CA-CC</i>	71
4.2.2	<i>Operando Como CC-CC</i>	76
4.2.3	<i>Rendimento</i>	78
4.2.4	<i>Troca da Fonte de Entrada</i>	79
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	82
5.1	TRABALHOS FUTUROS	84
	REFERÊNCIAS	85

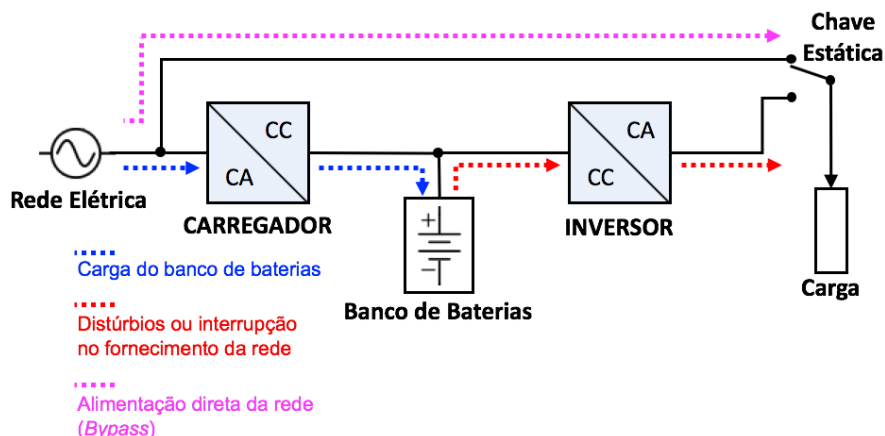
1 INTRODUÇÃO

Há mais de vinte anos alguns setores se preocupam em prevenir que equipamentos e dispositivos de segurança possam sofrer danos por distúrbios ou falhas da rede elétrica. As primeiras formas de proteção vieram através do uso de transformadores isoladores, porém em casos de quedas, a interrupção era inevitável. Assim, centrais de processamento de dados estavam sofrendo com constantes perdas de dados e danos causados em seus servidores (CARLE, 1995).

Desde então, com a constante evolução da tecnologia, alguns dispositivos são apresentados como cargas críticas, tais como: centrais de processamento de dados, controle de processos industriais, sistemas de controle de tráfego aéreo, equipamentos hospitalares de suporte à vida, dentre outros. Estes por sua vez, são mais vulneráveis aos distúrbios da rede elétrica e podem ter seu funcionamento comprometido, por esse motivo, passam a utilizar uma fonte de alimentação ininterrupta ou UPS, do inglês *Uninterruptible Power Supply*, como proteção às possíveis falhas da rede elétrica (KAMRAN; HABETLER, 1998).

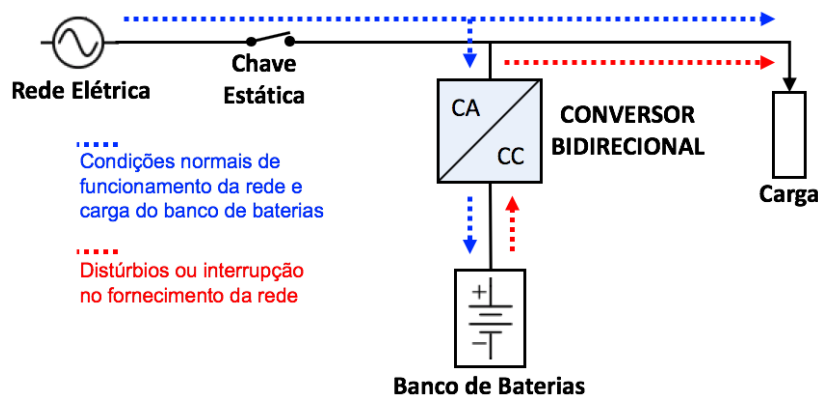
De modo geral, uma UPS é constituída de um retificador, um banco de baterias com um conversor CC-CC associado e um inversor, atuando conjuntamente para fornecer a correta tensão de saída, seja para alimentar uma carga crítica ou servindo de interface para a conexão de uma fonte geradora de energia com a rede elétrica, como no caso da energia fotovoltaica ou eólica (JUNIOR; SERNI, 2018).

As UPS podem ser divididas em três grupos, *Off-line*, *Line Interactive* e *Online*. A primeira também é chamada de *Standby* pois, durante o período de funcionamento normal da rede elétrica a carga permanece diretamente conectada a ela, e as baterias e o inversor ficam como fonte reserva e isolados da carga por uma chave de transferência, conforme mostra a Figura 1. Nessa topologia, a UPS não impede que a carga esteja suscetível a distúrbios da rede devido ao tempo de comutação entre as fontes (NASIRI; HAMIDI, 2018).

Figura 1 – Exemplo de arranjo de uma UPS *Offline*.

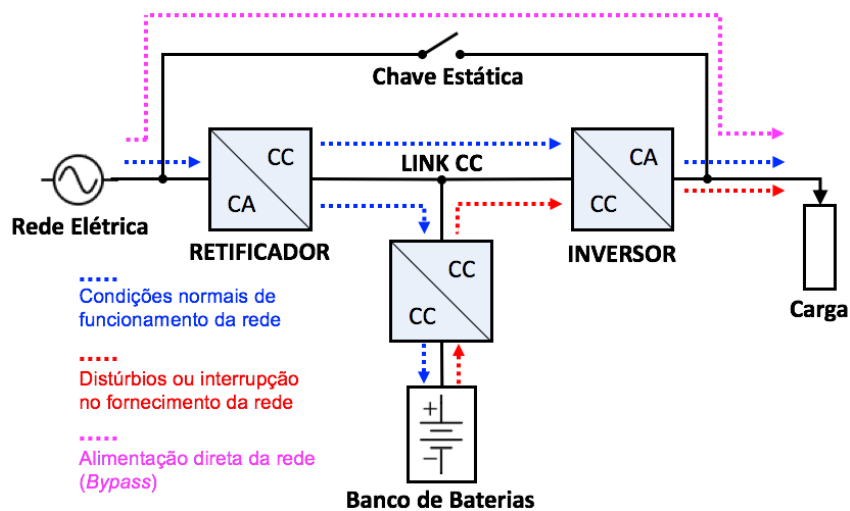
Fonte: Adaptado de GUERRERO et al., 2007.

No modelo *Line Interactive* da Figura 2, a carga também é alimentada diretamente pela rede, porém o inversor é um conversor bidirecional conectado à rede através de um transformador ou indutores acoplados que mantêm a carga nas baterias e, ao surgir algum distúrbio na rede, passa a atuar sobre a carga, porém, apesar de mais eficiente do que a UPS *Offline*, ainda assim não é capaz de suprimir distúrbios de curta duração pois o inversor não opera enquanto houver tensão da rede (NASIRI; HAMIDI, 2018).

Figura 2 – Exemplo de arranjo de uma UPS *Line Interactive*.

Fonte: Adaptado de GUERRERO et al., 2007.

Por fim, na topologia *Online*, a carga não tem interação direta com a rede elétrica, pois a UPS opera constantemente com o processo de dupla conversão, ou seja, inversor atua independente das condições da rede, a não ser que seja acionada a chave de transferência. Desse modo, a UPS garante à carga que os possíveis distúrbios da rede sejam suprimidos, produzindo uma forma de onda sem distorção e estabilizada (AAMIR; et al., 2017; CARLE, 1995; JUNIOR, 2018; WESTOBY, 1985; RASMUSSEN, 2004; WESTOBY, 1985).

Figura 3 – Exemplo de arranjo de uma UPS *Online*.

Fonte: Adaptado de GUERRERO et al., 2007.

1.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

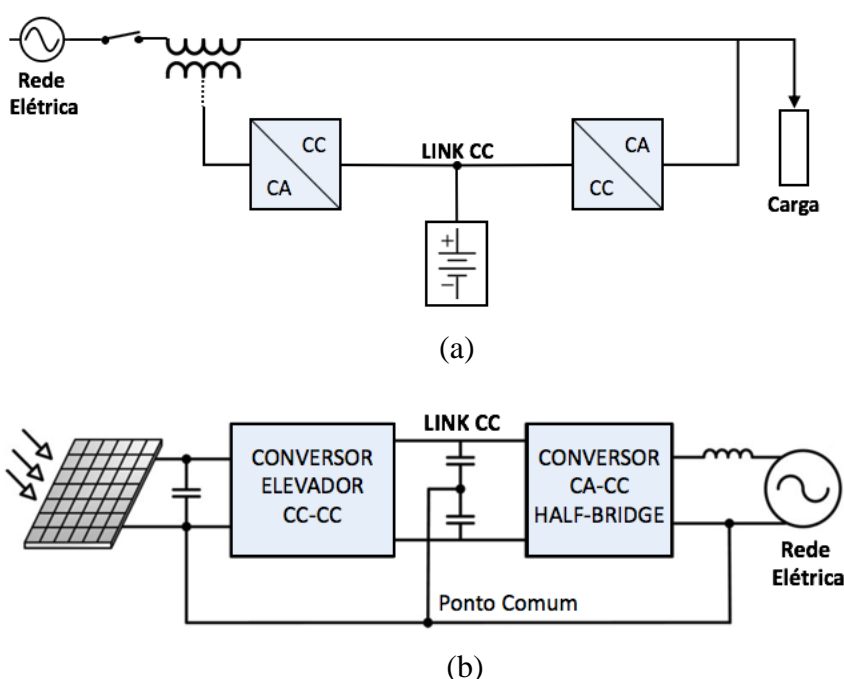
Em casos de queda do fornecimento de energia da rede elétrica, o banco de baterias precisa estar bem dimensionado para manter a carga alimentada por tempo suficiente, de acordo com a potência. Nesse sentido, o estudo de novos materiais e novas técnicas na área da Eletrônica de Potência tem possibilitado uma redução significativa de peso e volume dos equipamentos, devido à possibilidade do processamento eficiente da energia com o uso de interruptores estáticos operando em alta frequência (BADSTUEBNER et al., 2010; WHITAKER et al., 2014)

Além do tempo de duração das baterias, outro fator de relevância nesses sistemas é a transição entre as diferentes fontes de entrada, nesse quesito a UPS *Online* tem lugar de destaque, pois o primeiro estágio é composto por um retificador com correção ativa do fator de potência, habitualmente chamado de PFC, do inglês *Power Factor Correction*. Isso garante que, mesmo com variações da rede elétrica, o link CC se mantenha regulado e isso é fundamental pois, juntamente com a bateria, servirá de fonte de entrada para o segundo estágio da UPS, no qual o inversor produz a tensão de saída (PACHECO et al., 2005).

Tanto na UPS *Offline* como na *Line Interactive*, a carga está diretamente conectada à rede e o mesmo não ocorre no modelo *Online*, no entanto, esta possui uma chave de transferência que permite essa conexão com o objetivo de prevenir a UPS em casos de sobrecarga ou até mesmo para garantir que a carga não fique sem alimentação em casos de falhas da UPS. Além desse, existem outros dois métodos que permitem realizar a conexão entre a entrada e a saída, um deles é o uso de um transformador isolador, operando em baixa ou alta frequência, como ilustra a Figura 4 (a). No outro, adota-se uma topologia baseada no conversor *Half-Bridge*, cuja característica é o ponto médio no link CC, que conecta simultaneamente a fonte de entrada ao barramento de saída, conforme mostra a Figura 4 (b) (HIRACHI et al., 1994).

O uso de transformadores pode impactar em diversos aspectos no projeto de uma UPS, começando pelo peso e volume de um sistema que opera em baixa frequência. Nesse sentido, uma UPS não-isolada pode ser até 50% mais compacta, o que a torna uma ótima opção para aplicações em espaços restritos como armários de telecomunicações, ambientes médico-hospitalares e até mesmo para o uso doméstico, devido a sua portabilidade e baixo custo de envio e transporte. Ainda sobre custos, estima-se que a retirada do transformador pode representar uma redução de 30% do custo da UPS, de acordo com o valor atual do cobre (AL DUBAIKEL; ARAMCO, 2011).

Figura 4 – Exemplo de UPS isolada por transformador (a) e exemplo de UPS com ponto médio baseada na estrutura Half-Bridge (b).

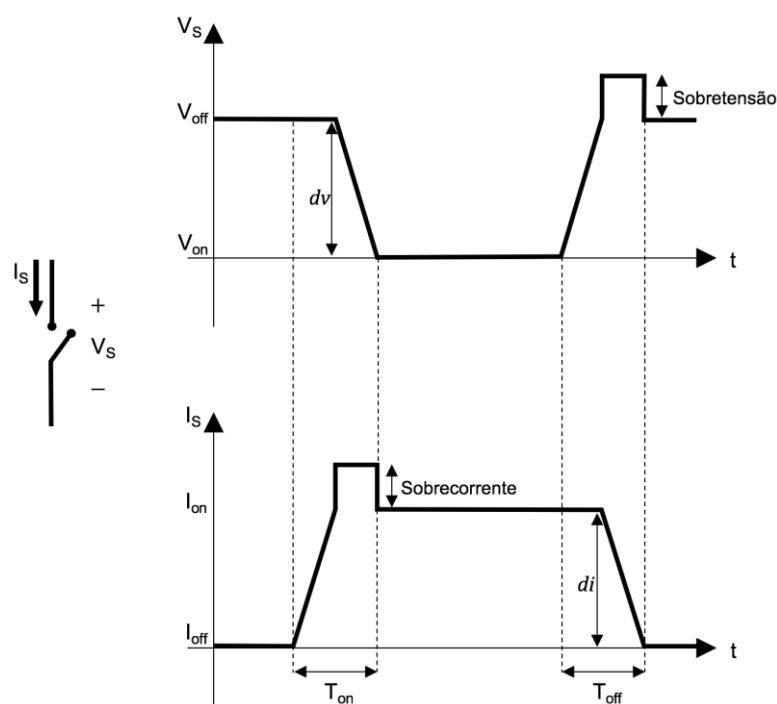


Fonte: (a) Adaptado de AL DUBAIKEL, 2011 e (b) Adaptado de ZHAO et al., 2014.

Apesar do que foi apresentado, uma UPS isolada tem muitas aplicações, principalmente quando as potências superam 300kVA, pois nessa faixa de potência existem diversas limitações para os semicondutores atuais, inviabilizando um projeto maior e tornando necessário o uso de varias células de menor potência das UPS não-isoladas. Outra grande desvantagem das estruturas não-isoladas é a susceptibilidade a interferências, provenientes dos diferentes tipos de cargas ou por outros dispositivos conectados à mesma rede (AL DUBAIKEL, 2011; CHOI, 2018).

A compatibilidade eletromagnética ou EMC, do inglês *Electromagnetic Compatibility*, é uma questão crítica para a concepção de dispositivos chaveados, pois para a obtenção de elevada eficiência em conversores estáticos é preciso minimizar os tempos de transição nas comutações, no entanto, as altas frequências de chaveamento associadas às elevadas dv/dt e di/dt têm efeitos negativos sobre o desempenho da EMC. A não idealidade das chaves eletrônicas, faz com que a entrada e saída de condução não sejam instantâneas. Além disso, devido ao efeito indutivo das interconexões do circuito e as capacitâncias intrínsecas dos semicondutores, sobretensões e sobrecorrentes surgem a cada transição, como pode ser visto na Figura 5. Esse fenômeno é uma das fundamentais causas de emissão de ruído eletromagnético de modo comum e diferencial (GU et al., 2013; LI et al., 2015; NAMI et al., 2009; ZHAO et al., 2014).

Figura 5 – Derivadas de tensão e corrente durante as transições dos interruptores estáticos.

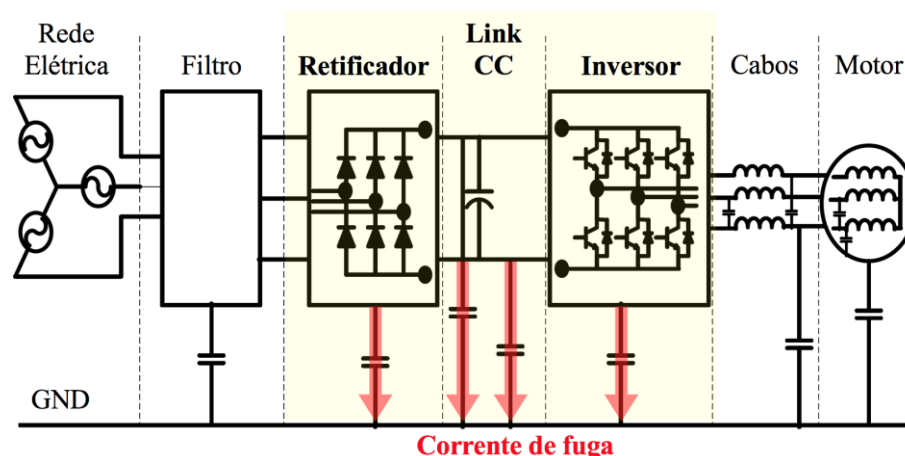


Fonte: Adaptado de Nami et al., 2009.

Em topologias tradicionais como o retificador de ponte completa, a fonte de entrada e o link CC não utilizam a mesma referência para a tensão, assim, uma diferença de potencial pode aparecer entre a entrada CA e o link CC. Como consequência, promove uma corrente de fuga de modo comum nas capacitâncias parasitas entre esses pontos. O mesmo problema pode ocorrer entre o link CC e a saída do inversor, portanto esse tipo de ligação requer atenção redobrada, pois a corrente de modo comum é um dos agentes responsáveis pela elevação dos níveis de interferências eletromagnéticas ou EMI, do inglês *Electromagnetic Interference* (WEN-JUNG et. al, 2018).

Os efeitos dos ruídos eletromagnéticos em motores elétricos são bastante estudados por promoverem danos graves à sua estrutura. De modo geral, o acionamento e o controle de velocidade de um motor são feitos através de uma estrutura semelhante a uma UPS, pois também é composta por vários elementos, incluindo dois estágios de conversão, como mostra a Figura 6. É possível observar que cada um desses elementos possuem um acoplamento capacitivo à terra. Essas capacitâncias parasitas são desprezíveis para baixas frequências, porém muito sensíveis às taxas de variação da tensão em alta frequência, de modo que um caminho de baixa impedância se forma e permite uma corrente de fuga de modo comum através desses capacitores.

Figura 6 – Fuga de corrente em um sistema para controle de um motor através dos acoplamentos capacitivos.



Fonte: Adaptado de ADABI et al., 2007.

Por serem constituídos de duas ou mais etapas, utilizando conversores estáticos chaveados em alta frequência, os sistemas UPS estão suscetíveis aos problemas de EMI já mencionados e isso pode ocasionar uma queda significativa da qualidade da energia processada e a interferência gerada é um problema de grande relevância em produtos de eletrônica de potência.

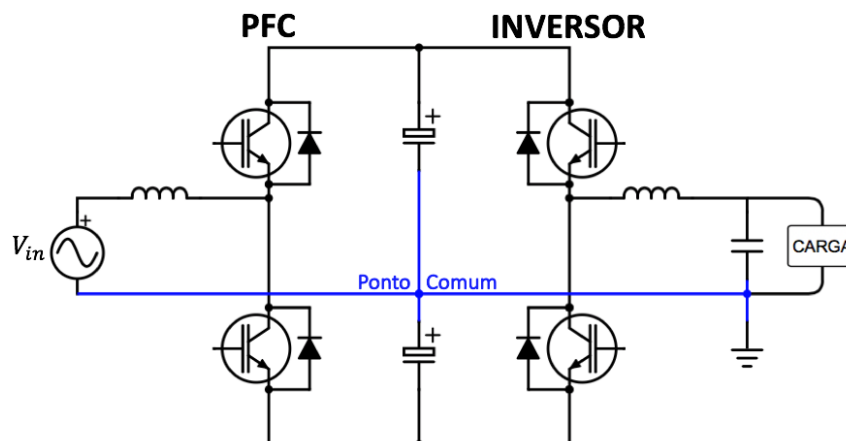
Essa é uma preocupação recorrente, pois estima-se que até 2030 cerca de 80% de toda energia elétrica seja processada por conversores estáticos, dentre eles, estão as fontes de alimentação de dispositivos eletrônicos, carregadores de baterias, controle de motores industriais entre outros. Tais fatos e estimativas acarretaram no surgimento de normas técnicas rígidas como, por exemplo, a IEC61000-3-2, IEC61000-3-4 e CISPR 25, que têm por objetivo impor limites ao conteúdo harmônico injetado na rede elétrica e medição de distúrbios de radiofrequência (BARBI, 2013; CORTEZ, 2015; JOG et. al., 2015).

Filtros para suprimir EMI são possíveis soluções para o problema de compatibilidade eletromagnética, porém, a modelagem detalhada e simulação desses filtros devem ser feitas considerando os parâmetros físicos e parasitas de um circuito, o que pode ser algo muito complexo de se fazer. Assim, o projeto e otimização dos filtros de EMI estão baseados, principalmente, na tentativa e erro. Além disso, os filtros elevam os custos dos conversores e também o volume, comprometendo a viabilidade e a utilização dos mesmos (BISHNOI et al., 2012).

Pensando nisso, muitas pesquisas buscam reduzir a necessidade desses filtros, propondo novas topologias de conversores e estratégias que minimizam as causas de EMI. Alguns desses métodos são baseados em reduzir o ruído através de técnicas de modulação, utilização de circuitos *snubber* ou com técnicas de comutação suave. Os trabalhos apresentados por Van Der Berg; Ferreira, 1998, Yazdani et al., 2011 e XIE et al., 2015 são exemplos de estudos que minimizam EMI reduzindo a necessidade de filtros. Tal problema também é tema de estudos apresentados por Gu et al., 2013, Li et al., 2015 e Zhao et al., 2014, que apresentam o uso de um ponto comum entre a entrada e a saída do conversor.

As estruturas baseadas em conversores *half-bridge* são bastante interessantes para aplicações em UPS, pois utilizam apenas quatro interruptores e ainda eliminam naturalmente a corrente de modo comum, pois tanto a entrada CA, como o link CC e a saída do inversor compartilham a mesma referência, como mostra a Figura 7 (HIRACHI et al., 1994).

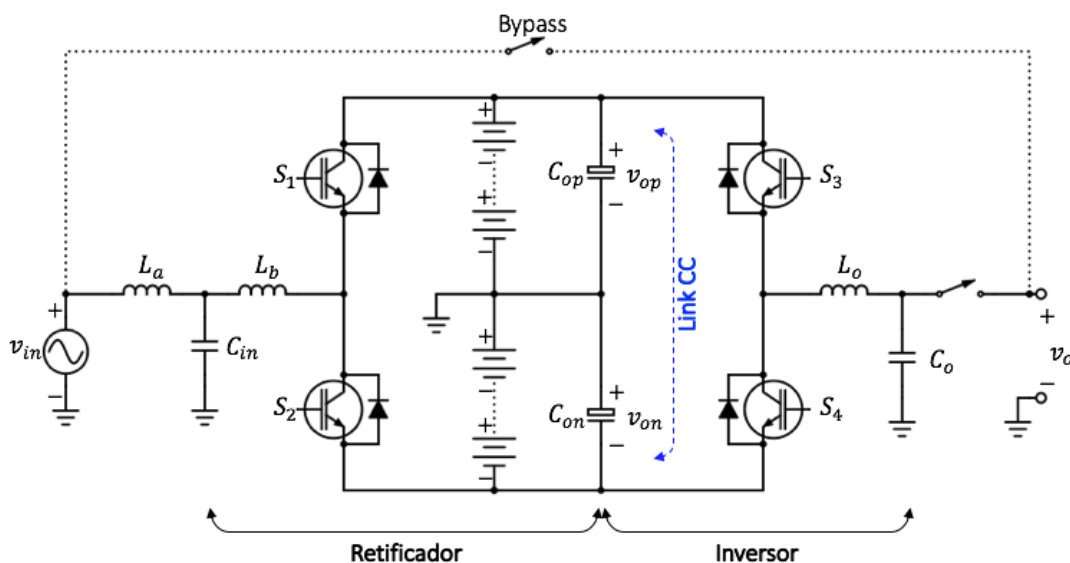
Figura 7 – Ponto de neutro comum entre a rede elétrica CA, o link CC e a saída do inversor.



Fonte: Adaptado de WEN-JUNG et. al, 2018.

Naturalmente por se tratar de uma UPS, o sistema estará submetido a possíveis distúrbios da rede elétrica como quedas e surtos de energia. Quando isso ocorre, o conversor passa a operar como CC-CC e o sistema recorre a um banco de baterias para manter o link CC, no entanto, nessas aplicações se faz necessário o uso de dois bancos de baterias para atender à demanda das duas metades do barramento, como mostra a Figura 8. Além disso, são necessárias muitas células conectadas em série para manter a alta tensão do link CC, que depende da tensão de entrada, como por exemplo, uma entrada CA de 240V requer que o barramento seja maior ou igual a 680V para a operação correta. Isso compromete a confiabilidade e até mesmo a viabilidade, em função do espaço e do custo (HIRACHI et al., 1994).

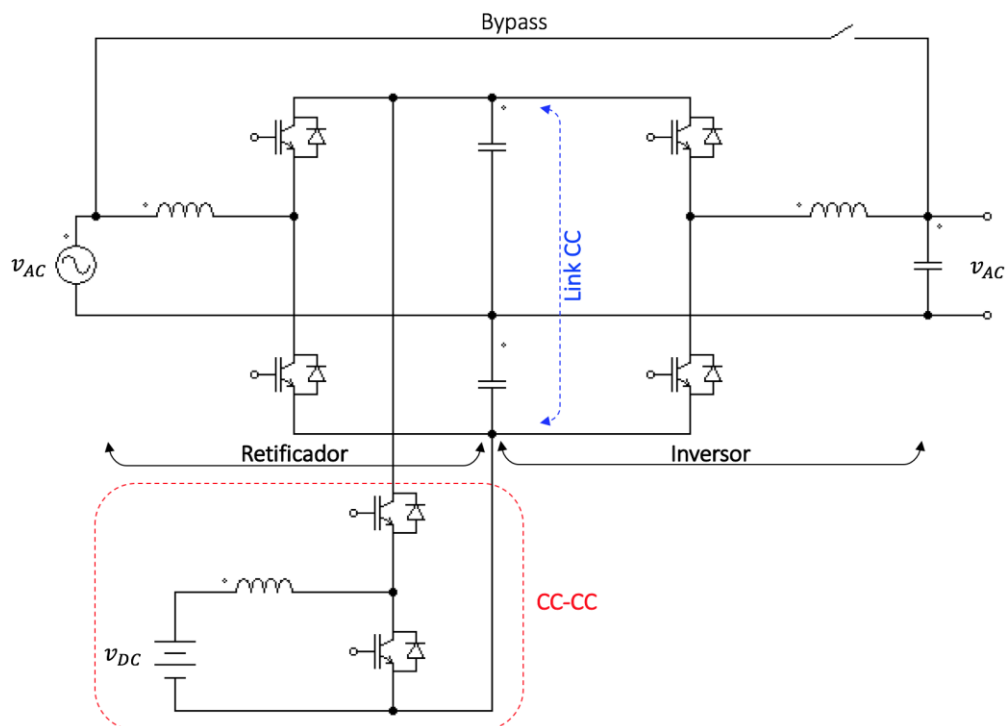
Figura 8 – Estrutura de UPS monofásica baseada na topologia *half bridge*.



Fonte: Adaptado de HIRACHI et al., 1994.

Algumas pesquisas foram realizadas com o objetivo de desenvolver circuitos que utilizem um único banco de baterias, mantendo o ponto comum entre o link CC e a entrada CA. O estudo feito por Hirachi et al., 1994, apresenta uma solução para as altas tensões do barramento CC, com a inserção de um conversor CC-CC bidirecional que rebaixa a tensão durante o modo normal de operação da rede e a eleva durante o período de atuação das baterias, como mostra a Figura 9.

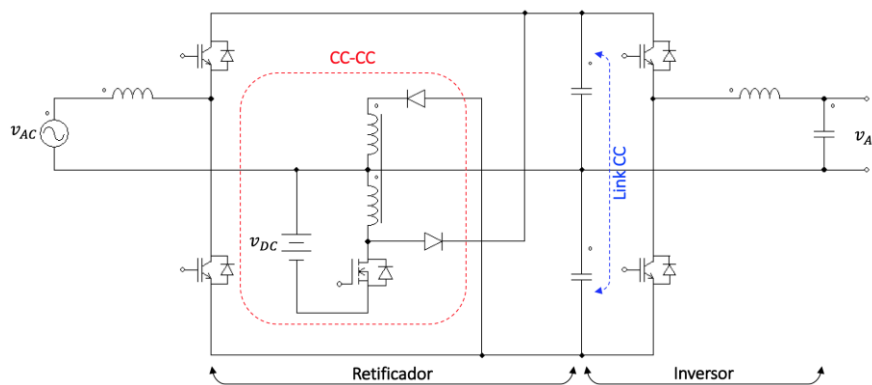
Figura 9 - Circuito de uma UPS usando um conversor CC-CC bidirecional.



Fonte: Adaptado de HIRACHI et al., 1994.

Outra solução semelhante utiliza um conversor *Buck-Boost* com indutores acoplados, mostrado na Figura 10.

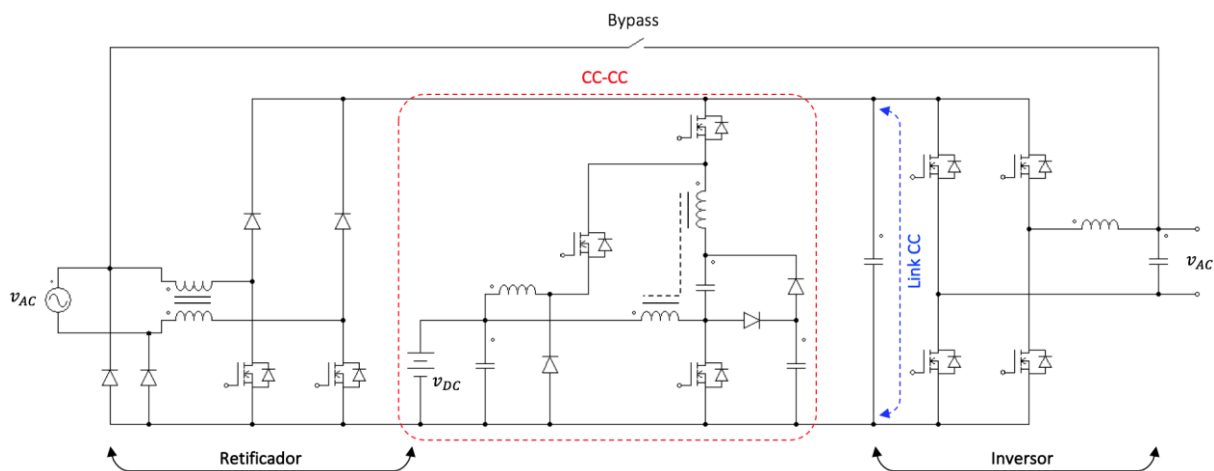
Figura 10 - Circuito de uma UPS usando um conversor CC-CC *Buck-Boost* adicional.



Fonte: Adaptado de HIRACHI; NAKAOKA, 2003.

No trabalho feito por Aamir; Mekhilef, 2017, é apresentada uma topologia que usa um conversor CC-CC de alto ganho para operar com um banco de baterias de apenas 24V, como pode ser visto na Figura 11.

Figura 11 - Circuito de uma UPS usando um conversor CC-CC adicional de alto ganho.



Fonte: Adaptado de AAMIR; MEKHILEF, 2017.

Ambas as soluções apresentadas permitem a redução do banco de baterias, no entanto, o acréscimo de um conversor ao sistema promove um aumento no número de chaves ativas, consequentemente aumentando a complexidade e custo do projeto.

Outras estratégias demonstram a possibilidade da redução do banco de baterias através de conversores capazes de operar com entrada CA ou CC. Uma nova técnica foi apresentada por Branco et al., 2008, sendo o primeiro estágio formado por um retificador de três níveis ou pelo conversor CC-CC e o segundo estágio formado por um inversor *half-bridge* duplo, como mostra a Figura 13.

Figura 12 - Circuito de uma UPS usando o mesmo conversor para entrada CA ou CC.

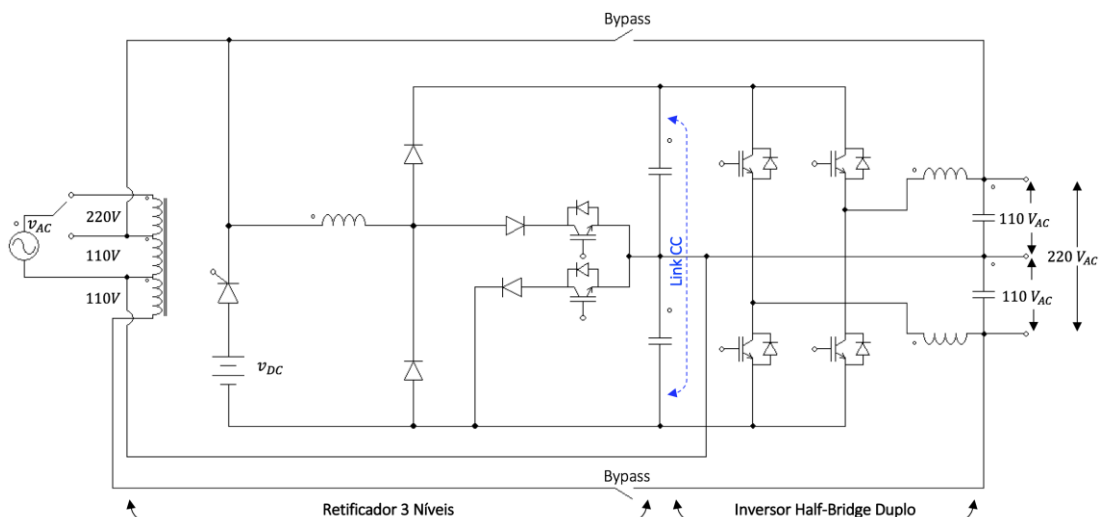
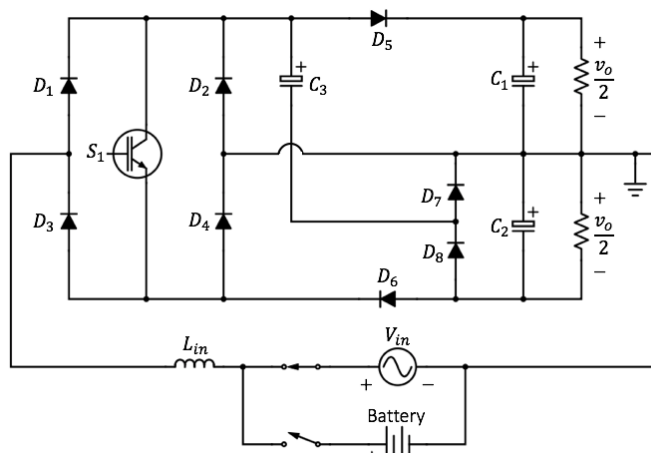


Figura 13 - Circuito de uma UPS usando o mesmo conversor para entrada CA ou CC.

Fonte: Adaptado de BRANCO et al., 2008.

Outra estrutura é apresentada por Fernandes; Romaneli; Gules, 2017, que conta com uma técnica de capacitor chaveado, como mostra a Figura 14.

Figura 14 – Conversor dobrador de tensão de um sistema UPS com uma única chave.



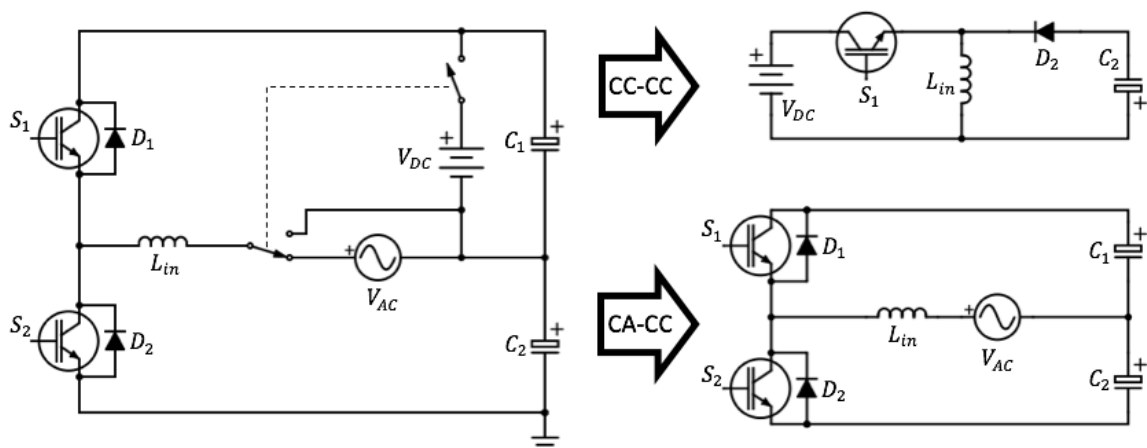
Fonte: Adaptado de FERNANDES; ROMANELI; GULES, 2017.

Embora reduza a tensão das baterias e não seja necessário um conversor adicional, a topologia da Figura 13 usa um autotransformador de baixa frequência para obter tensão no link CC, isso aumenta a relação peso-volume do sistema e ainda exige mais esforço de controle para ajustar o ponto neutro. Já o circuito da Figura 14, embora apresente um único interruptor, utiliza um número elevado de semicondutores que pode elevar o custo e comprometer o rendimento.

Com base nas topologias estudadas, a motivação desse trabalho é desenvolver um conversor que utiliza um ponto comum entre as fontes de entrada e o barramento de saída, portanto imune aos efeitos da corrente de modo comum, além de contar com um único banco de baterias, sem que seja necessário adicionar um conversor extra. A estrutura proposta ainda é capaz de operar tanto com entrada CA como CC, utilizando um único dispositivo semicondutor ativo em cada etapa de operação das chaves, compondo um sistema muito mais simples, robusto e eficiente, se comparado aos apresentados anteriormente.

Desse modo, a topologia proposta nesse trabalho faz uso de duas estruturas já bastante estudadas na literatura, uma delas é o conversor CA-CC elevador *Boost Half Bridge* dobrador de tensão, cuja característica é produzir uma tensão de saída maior ou igual ao dobro da tensão de entrada e também possuir um ponto médio na saída, que é diretamente conectado ao neutro da rede de elétrica. Na condição de falha da rede elétrica, o banco de baterias passa a integrar o circuito sendo conectado entre o ponto médio e o polo positivo do link CC, então, o conversor irá se comportar como um CC-CC *Buck-Boost*. A estrutura completa da topologia proposta é apresentada na Figura 15.

Figura 15 – Topologia proposta com a composição dos conversores CC-CC e CA-CC.

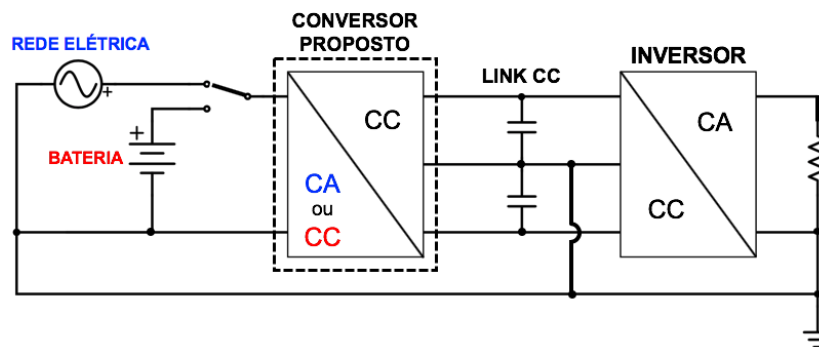


Fonte: Autoria Própria.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo principal deste trabalho é desenvolver um conversor CA-CC integrado a um CC-CC, compondo o primeiro estágio de em um sistema UPS, conforme mostra a Figura 16. Durante o período de funcionamento normal da rede elétrica o conversor proposto irá operar como um retificador dobrador de tensão *Boost Half-Bridge* e, na ausência da rede, o banco de baterias passa a ser a fonte de entrada e o conversor opera como um CC-CC *Buck-Boost*. A fim de reduzir os efeitos de EMI já mencionados, o conversor proposto usa um ponto comum entre as fontes de entrada e a saída do conversor, que forma o link CC.

Figura 16 – Aplicação do conversor proposto em uma UPS do tipo *Online*.



Fonte: Autoria própria.

Além do objetivo principal, este trabalho tem como objetivos específicos:

- Analisar o funcionamento do conversor para os dois modos de operação;
- Apresentar o equacionamento matemático que leva ao dimensionamento dos principais componentes;
- Realizar a modelagem orientada ao controle do conversor;
- Verificar, através de simulações computacionais, o funcionamento para cada uma das fontes de entrada;
- Realizar os testes experimentais de modo comparativo, através da implementação de um protótipo.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho está organizado para a cumprir os objetivos apresentados, desse modo, no capítulo 1 é feita uma introdução, que contextualiza e apresenta uma revisão bibliográfica das estruturas semelhantes estudadas recentemente, a fim de apresentar a motivação desse trabalho. No capítulo 2 são descritos o princípio de funcionamento e a análise matemática para o projeto do conversor proposto. O capítulo 3 apresenta a modelagem do conversor e a estratégia de controle adotada. No capítulo 4 são apresentados os resultados obtidos por simulação e os resultados experimentais para a validação da topologia proposta. Por fim, o capítulo 5 apresenta as considerações finais e também apresenta as contribuições desse trabalho, bem como sugestões de continuidade e ampliações do projeto em trabalhos futuros.

2 ESTRUTURA PROPOSTA: PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO E ANÁLISE

Nesse capítulo é realizado um estudo da estrutura proposta nesse trabalho nos dois diferentes modos de operação, nos quais são descritos os estados topológicos, bem como suas principais formas de onda. Em seguida é realizada a análise matemática a fim de dimensionar os elementos que compõem o circuito.

2.1 CRITÉRIOS PARA A ANÁLISE DO CONVERSOR

Conforme apresentado, a estrutura proposta é capaz de operar como CA-CC ou CC-CC e, em ambos os casos, o modo de condução é contínuo ou CCM, do inglês *Continuous Conduction Mode*. Para o estudo do funcionamento do conversor, é analisado primeiramente para a entrada CA e em seguida para a entrada CC. Para melhor visualização, os interruptores são representados por contatos simples, indicando o seu sentido de condução por uma seta, juntamente com seu diodo antiparalelo. Cada uma das etapas de operação é apresentada dentro de um período de chaveamento, considerando o comando complementar dos interruptores S_1 e S_2 , conforme a Figura 17, sendo:

t_{on} – tempo em que a chave S_2 está em condução;

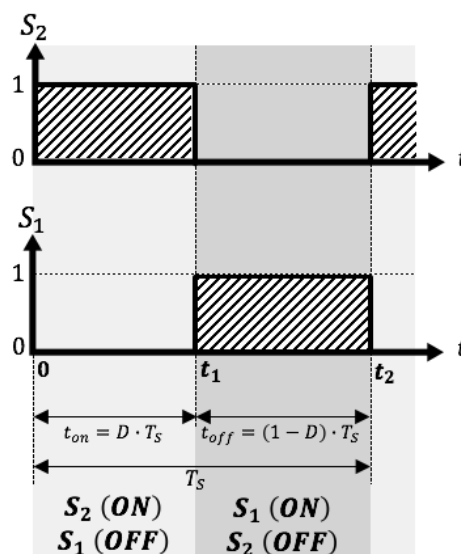
t_{off} – tempo em que a chave S_2 está em bloqueio;

t_1 e t_2 – instantes de transição das chaves;

D – razão cíclica;

T_s – período de chaveamento.

Figura 17 – Comando complementar dos interruptores S_1 e S_2 .



Fonte: Autoria própria.

2.2 CONVERSOR CA-CC

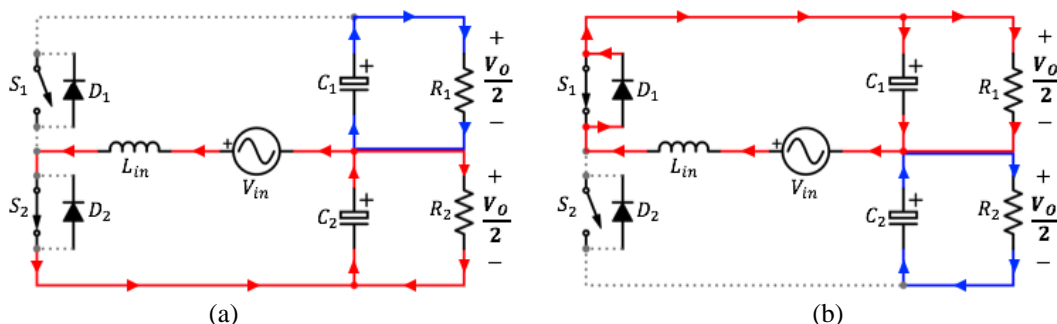
A análise do princípio de funcionamento do conversor, operando como retificador, é apresentada em quatro etapas, sendo as duas primeiras durante o semiciclo positivo da fonte de entrada e as demais durante o semiciclo negativo.

2.2.1 Etapas de Operação

Etapa 1 ($0 \leq t \leq t_1$): Nessa etapa, considera-se que o conversor opera em regime permanente, portanto, os capacitores C_1 e C_2 permanecem carregados desde a etapa anterior. A chave S_2 entra em condução e sua corrente é a mesma do indutor L , que passa a armazenar energia. Como a tensão do barramento superior é maior que a tensão de entrada, o diodo D_1 fica reversamente polarizado e o capacitor C_1 transfere energia para a carga R_1 , assim como o capacitor C_2 , que se descarrega e fornece energia para carga R_2 , conforme mostra a Figura 18 (a).

Etapa 2 ($t_1 \leq t \leq t_2$): Nessa etapa, ocorre o comando da chave S_1 , porém, por inércia da corrente do indutor é o diodo D_1 que entra em condução. A transferência da energia do indutor somada à fonte de entrada alimenta a carga R_1 e a corrente excedente carrega o capacitor C_1 , enquanto o capacitor C_2 se descarrega e fornece energia para carga R_2 , como mostra a Figura 18 (b).

Figura 18 – Operação do conversor CA-CC durante o semiciclo positivo da tensão de entrada para cada período de chaveamento, sendo (a) a Etapa 1 e (b) a Etapa 2.



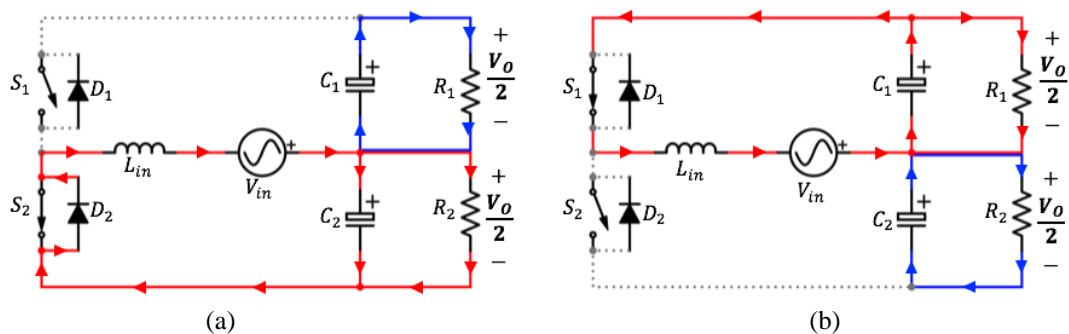
Fonte: Autoria Própria.

Etapa 3 ($0 \leq t \leq t_1$): Nessa etapa, ocorre a inversão do sentido da corrente, devido a rede estar no semiciclo negativo. Apesar de haver o comando da chave S_2 , o diodo D_2 entra em condução, pois a chave está reversamente polarizada.

A transferência da energia do indutor somada à fonte de entrada alimenta a carga R_2 e a corrente excedente carrega o capacitor C_2 , enquanto o capacitor C_1 se descarrega e fornece energia para carga R_1 , como mostra a Figura 19 (a).

Etapa 4 ($t_1 \leq t \leq t_2$): Por fim, nessa etapa chave S_1 entra em condução e o capacitor C_1 se descarrega, transferindo energia para a carga R_1 , assim como o capacitor C_2 , que fornece energia para carga R_2 , conforme mostra a Figura 19 (b).

Figura 19 – Operação do conversor CA-CC durante o semiciclo negativo da tensão de entrada para cada período de chaveamento, sendo (a) a Etapa 3 e (b) a Etapa 4.

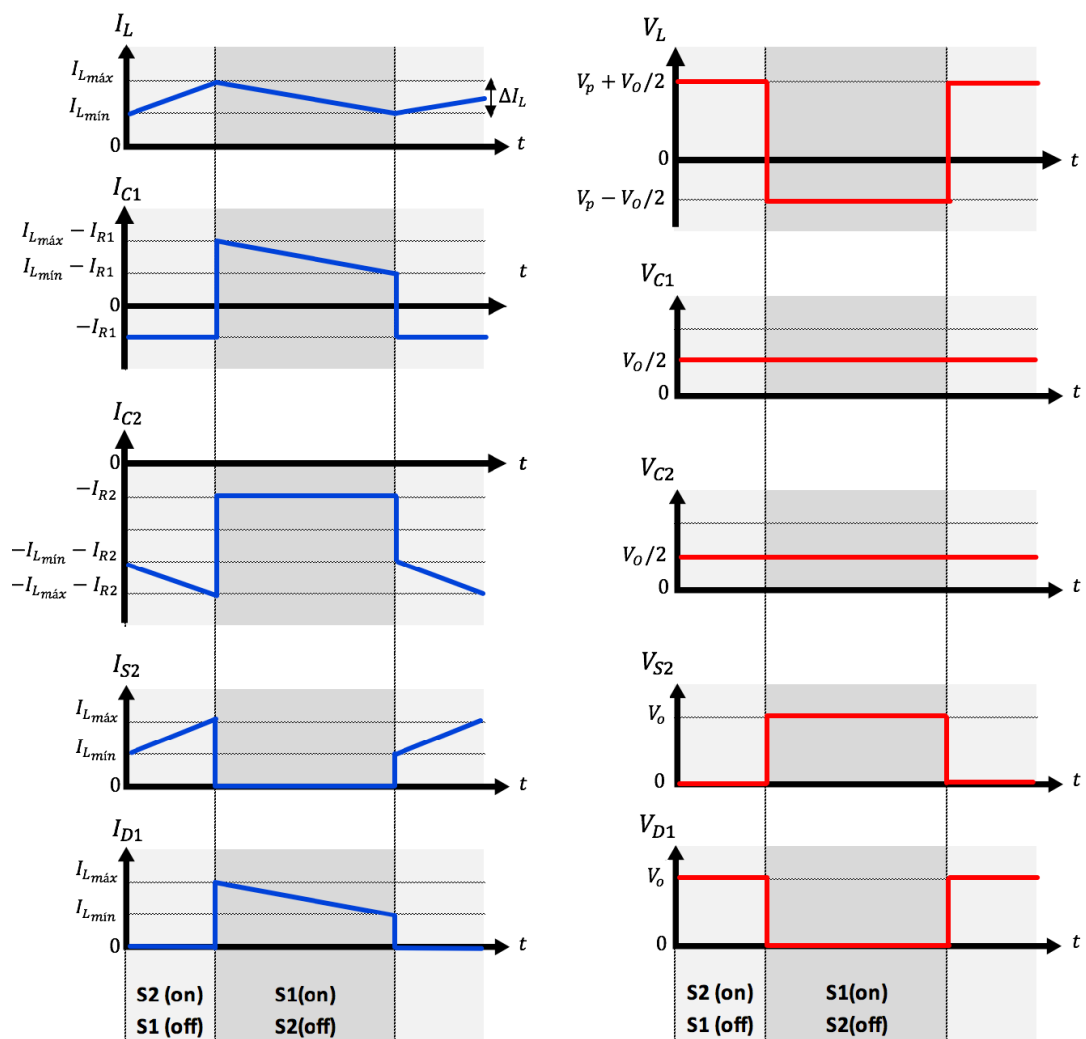


Fonte: Autoria Própria.

2.2.2 Principais Formas de Onda

A partir da análise das etapas de operação do conversor operando como retificador, pode-se observar que as etapas 3 e 4 são semelhantes e complementares às etapas 1 e 2, ocorrendo apenas a inversão do sentido da corrente e os semicondutores envolvidos. Desse modo, a Figura 20 apresenta as principais formas de onda, em um período de chaveamento, do retificador proposto apenas para as etapas 1 e 2.

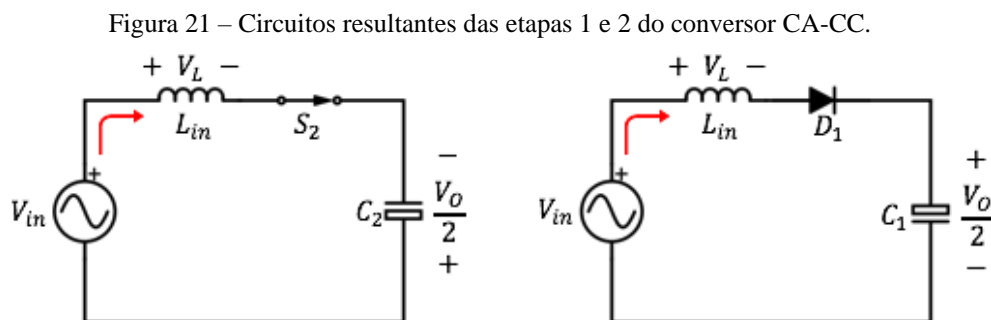
Figura 20 – Principais formas de onda durante o semiciclo positivo da tensão de entrada para o conversor operando como CA-CC.



Fonte: Autoria própria

2.2.3 Análise e Equacionamento

A seguir é apresentada a análise matemática com base nas etapas de operação do conversor. A Figura 21 apresenta os circuitos resultantes das etapas 1 e 2, nas quais a relação entre a tensão do barramento de saída e a tensão de entrada é dada em função da razão cíclica (D).



Fonte: Autoria Própria.

A tensão da rede opera tipicamente com frequência de 60Hz, por isso admite-se que em um período de chaveamento, a mesma pode ser considerada constante. Considerando componentes ideais e analisando as malhas resultantes das etapas 1 e 2, é possível escrever a o valor médio da tensão V_L , em um período de chaveamento, como:

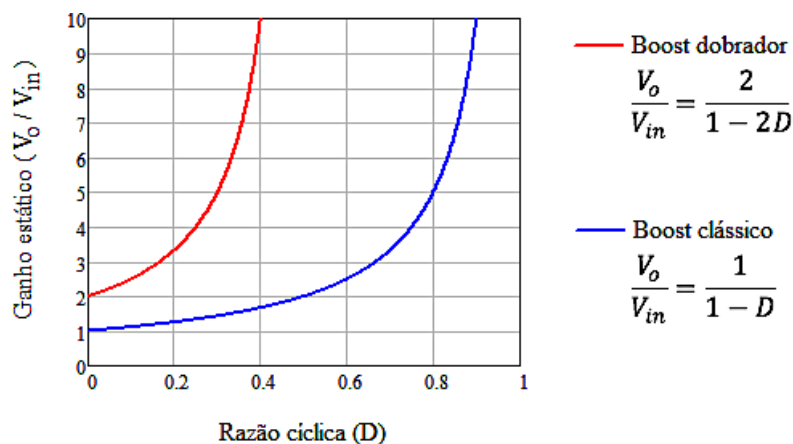
$$V_L = \left(V_{in} + \frac{V_o}{2}\right) \cdot D + \left(V_{in} - \frac{V_o}{2}\right) \cdot (1 - D) = 0 \quad (2.1)$$

Manipulando ((2.1), tem-se a expressão do ganho estático:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2}{1 - 2D} \quad (2.2)$$

Nota-se que o conversor atua como um *Boost* dobrador de tensão, pois a tensão total de saída é no mínimo duas vezes o valor da tensão de entrada, diferentemente do *Boost* clássico que tem como tensão de saída mínima, o próprio valor de V_{in} , conforme mostra a Figura 22.

Figura 22 – Comparativo do ganho estático para os conversores *Boost* clássico e dobrador de tensão.



Fonte: Aatoria Própria.

Considerando que a tensão de entrada é uma função senoidal, pode-se expressá-la por:

$$V_{in}(\omega t) = V_p \text{sen}(\omega t) \quad (2.3)$$

onde:

V_p : valor de pico da componente fundamental de V_{in} .

Desse modo, reorganizando a Equação (2.2) e isolando a razão cíclica, obtém-se:

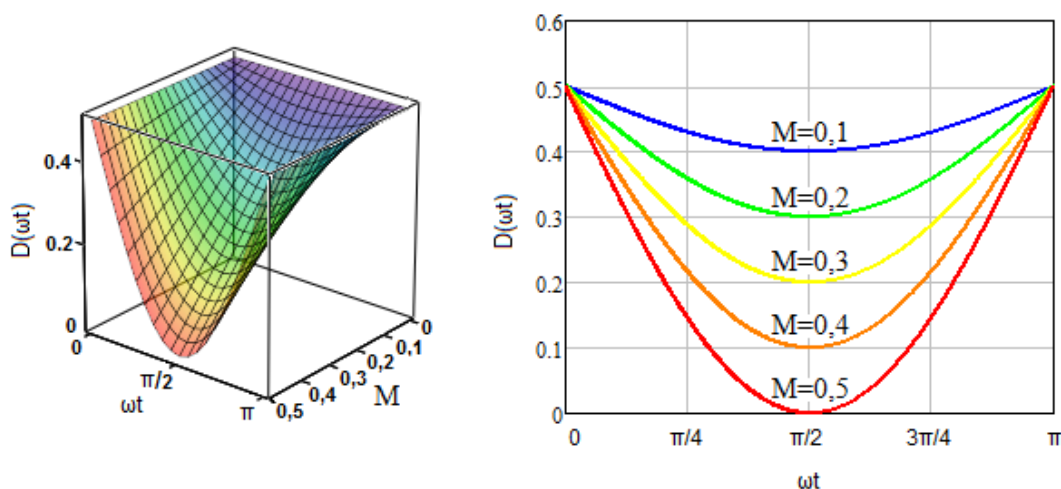
$$D(\omega t) = \frac{1}{2} - \frac{V_p}{V_o} \text{sen}(\omega t) \quad (2.4)$$

Definindo $M = \frac{V_p}{V_o}$ como índice de modulação, a expressão da razão cíclica pode ser reescrita como:

$$D(\omega t) = \frac{1}{2} - M \text{sen}(\omega t) \quad (2.5)$$

Assim, como característica por ser um circuito dobrador de tensão, o valor mínimo do índice de modulação será 0,5, ou seja, a tensão de saída precisa ser maior ou igual ao dobro da tensão de entrada, indicando o limite de atuação da razão cíclica. A Figura 23 apresenta o ábaco da Equação (2.5) em função do índice de modulação.

Figura 23 – Variação da razão cíclica (D) em função de ωt tendo o índice de modulação (M) como parâmetro.



Fonte: Autoria própria.

A partir da forma de onda apresentada na Figura 20, o valor da tensão no indutor, em um período de chaveamento, é dado por:

$$V_L(t) = L \frac{di_L}{dt} \rightarrow V_L = L \frac{\Delta i_L}{T_s} \quad (2.6)$$

sendo:

Δi_L : ondulação da corrente no indutor.

Assim como a razão cíclica, a corrente de entrada também depende do índice de modulação e a tensão no indutor, agora em período da rede, pode ser expressa por:

$$\left[V_{in}(\omega t) + \frac{V_o}{2} \right] \cdot D(\omega t) = L \frac{\Delta i_L}{T_s} \quad (2.7)$$

Substituindo (2.3) e (2.4) em (2.7), e organizando tem-se:

$$\frac{L \cdot \Delta i_L}{T_s \cdot V_o} = \frac{1}{4} - \left[\frac{V_p}{V_o} \text{sen}(\omega t) \right]^2 \quad (2.8)$$

Parametrizando a expressão (2.8) e aplicando o índice de modulação M , a ondulação da corrente no indutor pode ser reescrita como:

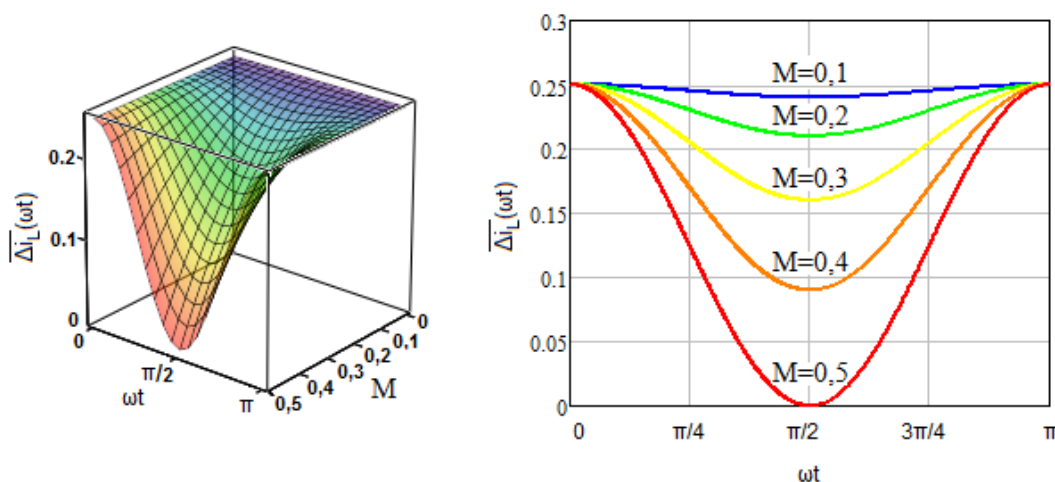
$$\overline{\Delta i_L} = \frac{1}{4} - [M \text{sen}(\omega t)]^2 \quad (2.9)$$

onde:

$\overline{\Delta i_L}$: função parametrizada da ondulação da corrente no indutor.

Desse modo, a Figura 24 apresenta o ábaco da Equação (2.9) em função do índice de modulação, indicando que a mínima ondulação da corrente no indutor ocorre quando M é igual a 0,5 e que a máxima variação ocorre nos cruzamentos por zero, ou seja, para $\omega t = n\pi$ radianos, onde $n \in \mathbb{N}$.

Figura 24 – Ondulação parametrizada da corrente no indutor ($\overline{\Delta i_L}$) em função de ωt tendo o índice de modulação (M) como parâmetro.



Fonte: Autoria própria.

Se há uma dependência dos parâmetros da fonte de entrada com relação a ondulação, não é difícil imaginar que isso também ocorra na saída, pois se trata de uma interdependência dos componentes que compõem o circuito do conversor. Essa confirmação vem através da análise da relação entre a entrada e a saída, de modo que a expressão da potência instantânea de entrada pode ser escrita como:

$$P_{in}(t) = V_p \text{sen}(\omega t) \cdot i_p \text{sen}(\omega t) = V_p i_p \cdot \text{sen}^2(\omega t) \quad (2.10)$$

Utilizando a relação trigonométrica:

$$\text{sen}^2(x) = \frac{1 - \cos(2x)}{2} \quad (2.11)$$

é possível reescrever a potência de entrada como sendo:

$$P_{in}(t) = \frac{V_p i_p}{2} - \frac{V_p i_p}{2} \cdot \cos(2\omega t) \quad (2.12)$$

Como pode-se observar, a potência de entrada é composta por uma componente contínua, que está associada à carga resistiva, e uma componente alternada com o dobro da frequência da rede, proveniente da corrente dos capacitores. Uma característica típica de retificadores com filtro capacitivo de saída.

Considerando um fator de potência unitário e apoiado no princípio da conservação de energia, idealmente, a potência e saída do conversor deve ser igual à potência de entrada. Sendo assim, pode-se expressar a potência de saída em duas parcelas:

$$P_o = \frac{V_p i_p}{2} = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (2.13)$$

e a potência dos capacitores de saída:

$$P_c(t) = -\frac{V_p i_p}{2} \cdot \cos(2\omega t) \quad (2.14)$$

Substituindo (2.13) em (2.14), tem-se:

$$i_c(t) = \frac{-P_o}{V_o} \cdot \cos(2\omega t) \quad (2.15)$$

Por definição, a tensão no capacitor é dada por:

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \int i_c(t) dt \quad (2.16)$$

Sendo assim, aplicando (2.15) em (2.16), a tensão no capacitor pode ser reescrita como:

$$V_c(t) = \frac{-P_o}{2\omega C_o V_o} \cdot \text{sen}(2\omega t) \quad (2.17)$$

Desse modo, a ondulação da tensão nos capacitores de saída é dada pelos os extremos da função seno, ou seja $\text{sen}(2\omega t) = \pm 1$, para todo $\omega t = \pi/4 + n \cdot \pi/2$ radianos, onde $n \in \mathbb{N}$.

Assim, a expressão que descrever a ondulação da tensão de saída é:

$$\Delta V_o = \frac{P_o}{2\pi f_r C_o V_o} \quad (2.18)$$

2.2.4 Esforços de Corrente nos Semicondutores

Uma das características do conversor proposto, é que só há um dispositivo semicondutor operando por etapa. Nas formas de onda apresentadas na Figura 20, observa-se que durante o período de t_{on} a corrente conduzida pela chave S_2 é a mesma corrente do indutor, que também incide sobre o diodo D_1 , porém este no período t_{off} . Essa condição se repete por todo o semiciclo positivo da rede ($0 \leq \omega t \leq \pi$) e o mesmo ocorre para a chave S_1 e diodo D_2 , durante o semiciclo negativo ($\pi \leq \omega t \leq 2\pi$), como mostra a Figura 26.

Portando, para estimar os esforços de corrente nos elementos semicondutores, é necessário analisar sob dois diferentes pontos de vista, em baixa frequência ou em um período da rede e em alta frequência, a de comutação. Para esta, utiliza-se o termo “quase instantânea”, considerando um período de chaveamento muito menor em relação à rede, sendo possível desconsiderar as características senoidais da fonte.

Sendo assim, para obtenção da expressão da corrente média quase instantânea dos interruptores, $\langle I_S \rangle_{T_s}$, é necessário integrar a corrente do indutor dentro do período de comutação T_s , como:

$$\langle I_S \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} i_L(t) dt = i_L(t) \cdot D \quad (2.19)$$

Do mesmo modo, a corrente média quase instantânea nos diodos é dada por:

$$\langle I_D \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} i_L(t) dt = i_L(t) \cdot (1 - D) \quad (2.20)$$

Ainda sob o ponto de vista da frequência de comutação, pode-se obter a expressão da corrente eficaz quase instantânea nos interruptores, $\langle I_{S_{ef}} \rangle_{T_s}$, como sendo:

$$\langle I_{S_{ef}} \rangle_{T_s} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} i_L^2(t) dt} = i_L(t) \cdot \sqrt{D} \quad (2.21)$$

Analogamente para os diodos, tem-se:

$$\langle I_{D_{ef}} \rangle_{T_s} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} i_L^2(t) dt} = i_L(t) \cdot \sqrt{(1-D)} \quad (2.22)$$

Agora, em baixa frequência, repete-se o procedimento realizado, porém apresentando as características senoidais da rede. Sendo assim, de posse das equações (2.19) e (2.20), é possível obter a expressão da corrente média dos interruptores e diodos, para um período da rede elétrica, integrando os valores médios quase instantâneos dentro em um período da rede.

Assim, substituindo (2.5) em (2.19), a corrente média nas chaves pode ser escrita por:

$$I_{S_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_p \text{sen}(\omega t) \cdot \left[\frac{1}{2} - M \text{sen}(\omega t) \right] d\omega t \quad (2.23)$$

Resolvendo a integral, tem-se:

$$I_{S_{med}} = \frac{i_p}{4\pi} \cdot (2 - \pi M) \quad (2.24)$$

Visto que os diodos conduzem durante o período t_{off} , os mesmos são regidos pela razão cíclica complementar $(1 - D)$, desse modo, a corrente média nos diodos pode ser escrita por:

$$I_{D_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_p \text{sen}(\omega t) \cdot 1 - \left[\frac{1}{2} - M \text{sen}(\omega t) \right] d\omega t \quad (2.25)$$

Resolvendo a integral, tem-se:

$$I_{D_{med}} = \frac{i_p}{4\pi} \cdot (2 + \pi M) \quad (2.26)$$

Ainda sob o ponto de vista da frequência da rede, substituindo (2.5) em (2.21), pode-se obter a expressão da corrente eficaz nos interruptores, $I_{S_{ef}}$, como sendo:

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left\{ i_p \operatorname{sen}(\omega t) \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - M \operatorname{sen}(\omega t)} \right\}^2 d\omega t} \quad (2.27)$$

Resolvendo a integral, tem-se:

$$I_{S_{ef}} = i_p \cdot \sqrt{\frac{3\pi - 16M}{24\pi}} \quad (2.28)$$

Analogamente para os diodos, tem-se:

$$I_{D_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left\{ i_p \operatorname{sen}(\omega t) \cdot \sqrt{1 - \left[\frac{1}{2} - M \operatorname{sen}(\omega t) \right]} \right\}^2 d\omega t} \quad (2.29)$$

Resolvendo a integral, tem-se:

$$I_{D_{ef}} = i_p \cdot \sqrt{\frac{3\pi + 16M}{24\pi}} \quad (2.30)$$

2.2.5 Projeto dos Elementos Passivos

A partir da análise feita na seção 2.2.3, é possível realizar o projeto dos elementos passivos do circuito, como o indutor de entrada, os capacitores e os resistores de carga da saída.

Alguns dos critérios adotados para projetar os componentes passivos, estão relacionados às necessidades que se pretendem atender com o conversor, como por exemplo, uma baixa ondulação na tensão do link CC, para reduzir os esforços de controle do inversor, ou filtrar o conteúdo harmônico de alta frequência injetado na rede.

Desse modo, alguns parâmetros são adotados, como:

- P_o : potência do conversor entregue à carga;
- V_{in} : tensão de operação aplicada na entrada;
- V_o : tensão do link CC da UPS;
- ΔV_o : máxima ondulação da tensão de saída admitida;
- Δi_L : máxima ondulação de alta frequência admitida na corrente de entrada;
- f_r : frequência da rede elétrica, no Brasil, 60 Hz;
- f_s : frequência adotada para o comando dos interruptores.

O indutor deve ser projetado de modo a garantir que o conversor não entre em modo de condução descontínua, portanto conhecendo a ondulação da corrente no indutor, a indutância pode ser obtida por:

$$L = \frac{T_s \cdot V_o}{4\Delta i_L} \quad (2.31)$$

O projeto do capacitor deve respeitar a ondulação da tensão de saída do conversor, que deve ser o mais próximo possível de um valor constante. Isolando capacitância de (2.18), o filtro de saída pode ser obtido por:

$$C_o = \frac{P_o}{2\pi f_r \Delta V_o V_o} \quad (2.32)$$

Como a topologia estudada possui um ponto médio na saída, é necessária a associação dos capacitores C_1 e C_2 .

$$C_o = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \rightarrow C_1 = C_2 \quad \therefore \quad C_o = \frac{C_1^2}{2C_1} \rightarrow C_1 = C_2 = 2C_o \quad (2.33)$$

O mesmo ocorre com os resistores de carga, assim, isolando R_o de (2.13), tem-se:

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (2.34)$$

Associando os resistores R_1 e R_2 , a carga total de saída pode ser obtida por:

$$R_1 = R_2 = \frac{R_o}{2} \quad (2.35)$$

2.3 CONVERSOR CC-CC

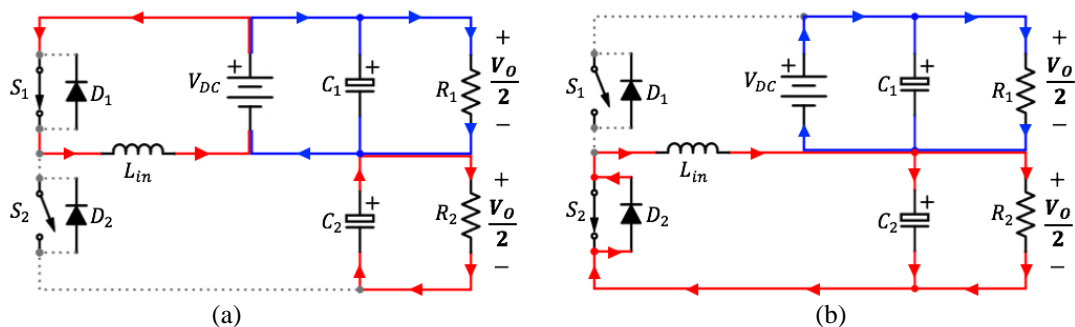
Nessa condição o conversor se comporta como um buck-boost clássico, com exceção do capacitor C_1 e a carga R_1 que se mantêm constantemente alimentados pela bateria conectada em paralelo. A chave S_2 e o diodo D_1 não entram em condução em nenhum momento, portanto, a análise das etapas de operação do conversor se baseia em um período de chaveamento de S_1 .

2.3.1 Etapas de Operação

Etapa 1 ($0 \leq t \leq t_1$): Assim como na análise do retificador, considera-se que o conversor opera em regime permanente, portanto, os capacitores C_1 e C_2 permanecem carregados desde a etapa anterior. A chave S_1 entra em condução e sua corrente é a mesma do indutor L , que passa a armazenar energia. O capacitor C_1 se mantém carregado pela bateria que transfere energia para a carga R_1 , assim como o capacitor C_2 , que se descarrega e fornece energia para carga R_2 , conforme mostra a Figura 25 (a).

Etapa 2 ($t_1 \leq t \leq t_2$): Nessa etapa, ocorre o comando da chave S_2 que está reversamente polarizada, portanto, o diodo D_2 entra em condução e ocorre a transferência da energia do indutor que alimenta a carga R_2 e a corrente excedente carrega o capacitor C_2 , enquanto o capacitor C_1 e a carga R_1 se mantêm como na etapa anterior, como mostra a Figura 25 (b).

Figura 25 – Operação do conversor CC-CC em um período de chaveamento, sendo (a) a Etapa 1 e (b) a Etapa 2.

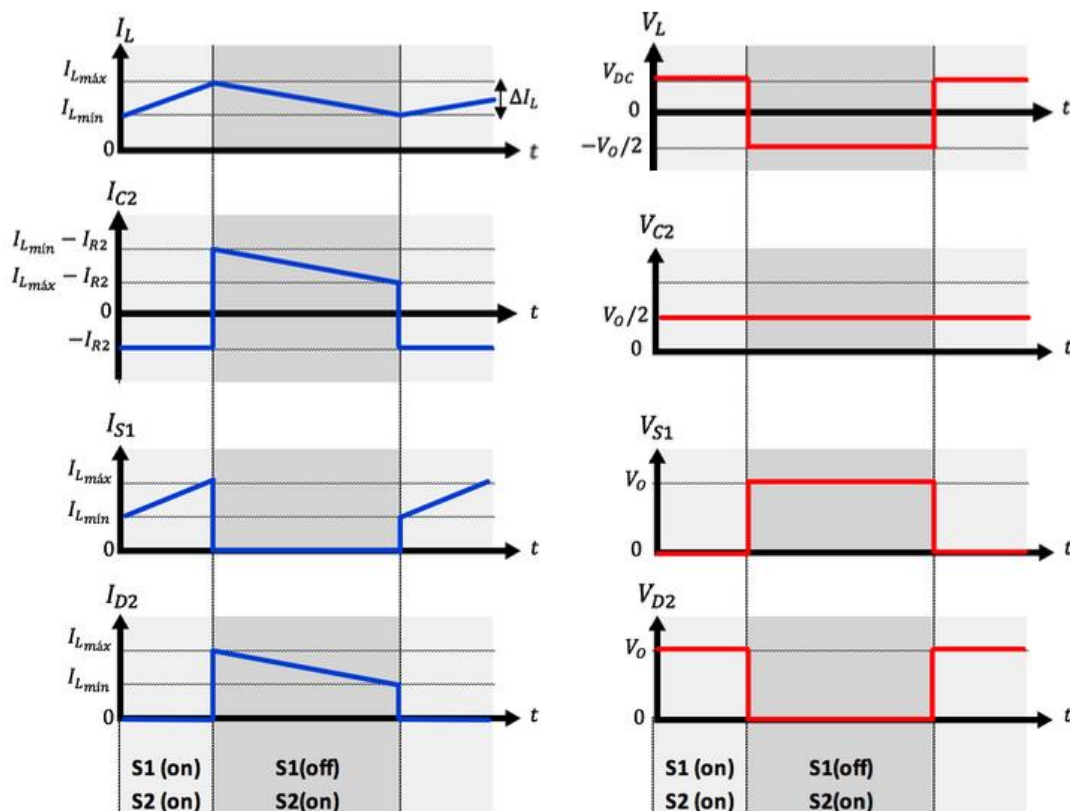


Fonte: Autoria Própria.

2.3.2 Principais Formas de Onda

A Figura 26 apresenta as principais formas de onda com base nas etapas 1 e 2, em um período de chaveamento, do retificador proposto operando como CC-CC.

Figura 26 – Principais formas de onda durante o um período de chaveamento de S_1 para o conversor operando como CA-CC.



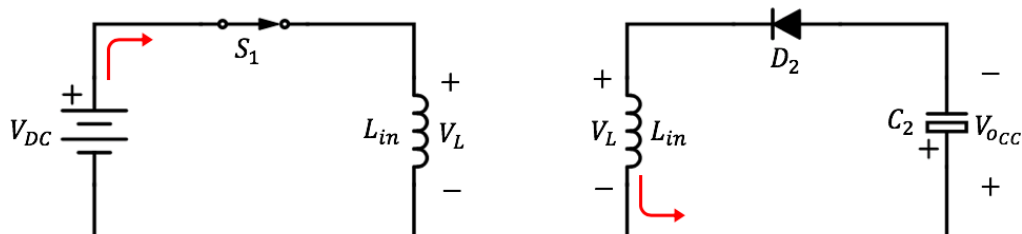
Fonte: Autoria própria.

2.3.3 Análise e Equacionamento

Nessa topologia a tensão de saída é invertida em relação à entrada que, convenientemente, contribui para a topologia do conversor quando o mesmo opera como CA-CC. Por possuir um ponto médio na saída, nas análises anteriores as tensões sobre os capacitores estavam representadas por $(V_o/2)$, porém, nessa topologia somente o capacitor C_2 participa de forma ativa no conversor CC-CC. Assim, para realizar as análises nesse modo de operação o termo V_{oCC} foi introduzido para representar a tensão de saída do conversor CC-CC.

Conforme mostra a Figura 27, os circuitos resultantes das etapas 1 e 2 podem ser descritos, respectivamente, como armazenamento e transferência de energia, pois é uma das características desse tipo de conversor com acumulação indutiva.

Figura 27 – Circuitos resultantes das etapas 1 e 2 do conversor CC-CC.



Fonte: Autoria Própria.

Analisando as formas de onda da Figura 26, em regime permanente, o valor médio da corrente no indutor é igual em função das durações das etapas de armazenamento e transferência de energia.

Desse modo, pode-se expressar essa relação como:

$$\int_0^{DT_s} V_L(t) dt = \int_{DT_s}^{T_s} V_L(t) dt \quad (2.36)$$

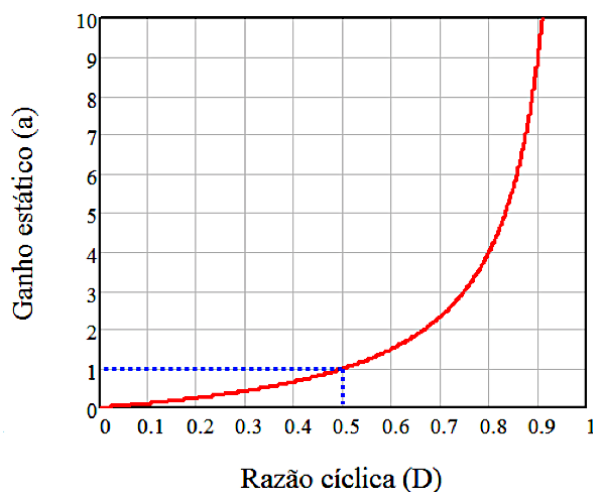
Assim, a tensão no indutor, escrita em função da razão cíclica é dada por:

$$V_{DC} \cdot D = V_{oCC}(1 - D) \quad (2.37)$$

Manipulando (2.37), tem-se a expressão do ganho estático:

$$\frac{V_{oCC}}{V_{DC}} = \frac{D}{1 - D} \quad (2.38)$$

Nota-se que o conversor atua como abaixador de tensão para $D < 0,5$ e elevador de tensão para $D > 0,5$, conforme mostra a Figura 28.

Figura 28 – Ganho estático conversor CC-CC *Buck-Boost*.

Fonte: Autoria Própria.

Nessa topologia, tanto a corrente de entrada como a de saída são descontínuas, com exceção à corrente do indutor. Observando a forma de onda da corrente no indutor, na Figura 26, é possível observar que a ondulação Δi_L pode ser escrita tanto em função do período t_{on} como do período t_{off} , desse modo, a variação da corrente do indutor, vista pelo período t_{on} , pode ser escrita por:

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \int_0^{DT_s} V_{DC} dt \quad (2.39)$$

Resolvendo a integral, tem-se:

$$\Delta i_L = \frac{V_{DC}DT_s}{L} \quad (2.40)$$

De forma análoga, agora vista pelo período t_{off} , a variação da corrente do indutor pode ser escrita por:

$$-\Delta i_L = \frac{1}{L} \int_{DT_s}^{T_s} -V_{oCC} dt \quad (2.41)$$

Resolvendo a integral, tem-se:

$$\Delta i_L = \frac{V_{oCC}(1-D)T_s}{L} \quad (2.42)$$

Igualando as equações (2.40) e (2.42) e isolando D , tem-se:

$$D = \frac{V_{oCC}}{V_{oCC} + V_{DC}} \quad (2.43)$$

Partindo do pressuposto de 100% de rendimento, as potências de entrada e saída são iguais, portanto, essa relação pode ser escrita como:

$$V_{DC} \cdot i_{DC} = V_{oCC} \cdot i_{oCC} \quad (2.44)$$

ou ainda:

$$V_{DC} \cdot i_{DC} = \frac{V_{oCC}^2}{R_o} \quad (2.45)$$

2.3.4 Esforços de Corrente nos Semicondutores

A corrente de entrada só ocorre durante o período de armazenamento, no qual a corrente média que passa pela chave é a mesma do indutor, portanto, reorganizando a Equação (2.45), a corrente média da chave pode ser escrita por:

$$i_s = i_{DC} = \frac{V_{oCC}^2}{V_{DC} \cdot R_o} = \frac{P_{oCC}}{V_{DC}} \quad (2.46)$$

Isolando V_{oCC} de (2.37) e substituindo em (2.44), a corrente média de saída pode ser escrita por:

$$i_{oCC} = I_{DC} \cdot \frac{1 - D}{D} \quad (2.47)$$

Durante a etapa de transferência (t_{off}), a corrente do indutor se divide em duas parcelas sendo que uma delas corrente de carga do capacitor e outra a corrente média fornecida à carga, que por sua vez é a mesma corrente que incide sobre o diodo. Desse modo, valor médio da corrente do diodo pode ser escrito como:

$$i_{oCC} = i_D = \frac{I_{Lmáx} + I_{Lmín}}{2} \cdot (1 - D) = \frac{V_{oCC}}{R_o} \quad (2.48)$$

Durante a etapa de armazenamento (t_{on}), o capacitor alimenta a carga com corrente média i_{oCC} , que também é a corrente de descarga do capacitor nesse intervalo. Assim, a ondulação da tensão no capacitor pode ser obtida por:

$$\Delta V_{oCC} = \frac{1}{C_o} \cdot \int_0^{DT_s} I_{oCC} dt \quad (2.49)$$

Resolvendo a integral, tem-se:

$$\Delta V_{oCC} = \frac{DT_s \cdot i_{oCC}}{C_o} = \frac{D \cdot P_{oCC}}{f_s \cdot V_o \cdot C_o} \quad (2.50)$$

2.3.5 Projeto dos Elementos Passivos

Conforme citado anteriormente, alguns critérios são adotados para atender às necessidades do projeto e, dessa maneira, o indutor é calculado para que a máxima ondulação de corrente não permita que o conversor entre em modo descontínuo. Para isso, o critério de continuidade da corrente é tal que a corrente média no indutor seja maior que a metade a ondulação, apresentado por:

$$I_{Lmed} > \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.51)$$

Desse modo, isolando L de (2.40), o indutor pode ser calculado por:

$$L = \frac{DT_s \cdot V_{DC}}{\Delta i_L} \quad (2.52)$$

De forma análoga, para as situações em que ΔV_{oCC} é especificado, isolando C_o de (2.50), o capacitor de saída pode ser calculado por:

$$C_o = \frac{D \cdot P_{oCC}}{f_s \cdot V_o \cdot \Delta V_{oCC}} \quad (2.53)$$

O resistor de carga é obtido em função da potência do conversor, sendo assim, utiliza-se o para o cálculo do mesmo, a Equação (2.34).

3 MODELAGEM ORIENTADA AO CONTROLE

Nesse capítulo é realizada a modelagem matemática do conversor estudado, para as duas fontes de entrada, de modo a obter as funções de transferência de ambos os circuitos e definir a estratégia de controle dos mesmos.

3.1 CONVERSOR CA-CC

As metodologias de controle para esse tipo de conversor, têm por objetivo monitorar a corrente de entrada, garantindo que a mesma tenha uma forma de onda com baixo nível de distorção harmônica e que esteja em fase com a tensão de entrada, produzindo assim, um fator de potência elevado, além de promover uma tensão de saída estável e imune a possíveis perturbações da fonte de entrada ou variações na carga. Para isso, é necessário que sejam projetadas duas malhas de controle operando simultaneamente, sendo uma de corrente e outra de tensão.

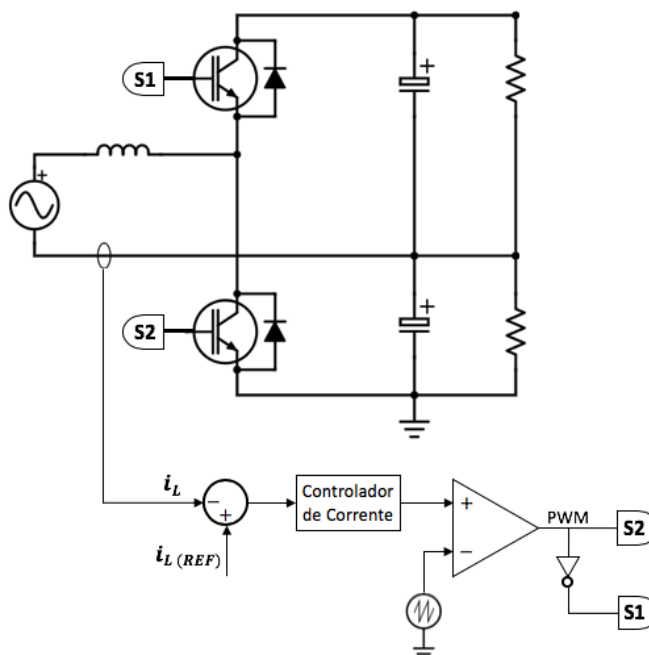
A modelagem do conversor e a estratégia de controle, baseiam-se nos trabalhos do autores (BARBI, 2015a; WOSNIAK, 2017).

3.1.1 Controle da Corrente de Entrada

A malha de corrente, baseia-se na imposição da corrente do indutor de entrada, através de um sinal de referência, proporcional e em fase com a tensão de entrada. A corrente é monitorada e comparada à referência, o erro será corrigido por um controlador de corrente do tipo P, cuja saída é comparada com um sinal triangular, gerando os pulsos de comando dos interruptores. A frequência de chaveamento é constante e definida pela frequência do sinal triangular.

A Figura 29 apresenta a estrutura do conversor com a malha de controle da corrente de entrada.

Figura 29 – Estrutura do conversor com a malha de controle da corrente de entrada.



Fonte: Adaptado de BARBI, 2015.

Com base na estrutura apresentada é possível representar em diagrama de blocos da malha de corrente de entrada, conforme mostra a Figura 30, sendo:

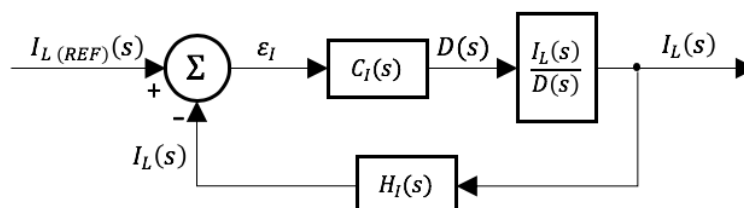
$I_{L(REF)}$: referência de corrente de entrada;

ε_I : erro da corrente de entrada;

C_I : controlador de corrente;

H_I : ganho do sensor de corrente.

Figura 30 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente de entrada.

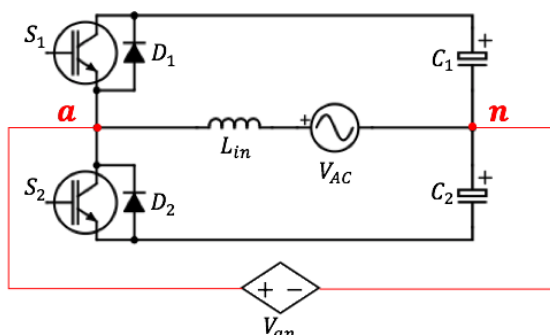


Fonte: Adaptado de BARBI, 2015.

A estratégia de controle adotada para o conversor é de valores médios quase instantâneos. Conforme citado anteriormente, se a frequência de chaveamento for muito maior que a frequência da rede, pode-se considerar que o valor médio dos sinais de entrada em um período de comutação é constante. Partindo do pressuposto que a tensão de entrada é senoidal e, assim como a tensão de saída, não sofre variações, é necessário estabelecer uma lei de controle que relacione a corrente de entrada em função da razão cíclica.

Como já se sabe, a tensão de saída é promovida pela comutação dos interruptores sob o comando de uma modulação PWM, sendo assim, pode-se dizer que a tensão de saída é dependente dos estados de condução e bloqueio das chaves e diodos. Desse modo, a Figura 31 mostra uma relação de dependência entre a entrada e a saída do conversor através de uma fonte dependente de tensão, dada entre os pontos a e n , que varia em função da modulação PWM.

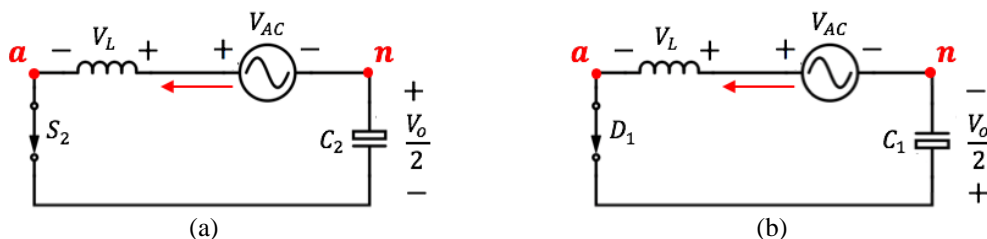
Figura 31 – Relação de dependência da tensão de saída em função da modulação PWM.



Fonte: Autoria própria.

Das etapas de operação 1 e 2, descritas na seção 2.2.1, obtêm-se os circuitos equivalentes para os estados em que se tem a chave S_2 e o diodo D_1 em condução, ambos no semiciclo positivo da rede.

Figura 32 – Circuitos equivalentes devido às etapas de operação 1 e 2, quando a chave S_2 está em condução (a) e quando o diodo D_1 está em condução (b).



Fonte: Autoria própria.

Assim, é possível escrever a tensão entre os pontos a e n , durante o tempo de condução da chave S_2 , mostrado na Figura 32 (a), como:

$$V_{an} = -\frac{V_o}{2} \cdot DT_s \quad (3.1)$$

Durante o tempo de condução do diodo D_1 , mostrado na Figura 32 (b), a tensão entre os pontos a e n é dada por:

$$V_{an} = \frac{V_o}{2} \cdot (1 - D)T_s \quad (3.2)$$

Desse modo, o valor médio entre os pontos de entrada e saída, ao longo de um período de comutação, é dado por:

$$\langle V_{an} \rangle = V_o \cdot \left(\frac{1}{2} - D \right) \quad (3.3)$$

De posse da Equação (3.3), é possível realizar a análise da malha mostrada na Figura 31, que resulta na expressão:

$$V_L = V_{AC} - \langle V_{an} \rangle \quad \rightarrow \quad L \frac{di_L}{dt} = V_{AC} - \langle V_{an} \rangle \quad (3.4)$$

Realizando a transformada de Laplace em (3.4), tem-se:

$$sL \cdot I_L(s) = V_{AC}(s) - \langle V_{an} \rangle(s) \quad (3.5)$$

Substituindo (3.3) em (3.5) e expandindo, tem-se:

$$I_L(s) = \frac{V_{AC}(s)}{sL} - \frac{V_o}{2sL} + \frac{V_o \cdot D(s)}{sL} \quad (3.6)$$

Considerando que essa análise convencionada que as tensões de entrada e de saída são constantes em um período de chaveamento, o sistema responderá apenas às variações da razão cíclica D e da corrente I_L . Assim, a função de transferência que estabelece uma relação entre as duas variáveis, é dada por:

$$\frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{V_o}{sL} \quad (3.7)$$

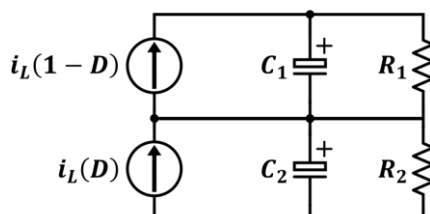
3.1.2 Controle da Tensão de Saída

Na malha de tensão, a saída do conversor é monitorada e comparada com um valor de referência que produzirá um sinal de erro, que por sua vez será corrigido por um controlador de tensão do tipo PI e o seu sinal de saída multiplicará um sinal de referência, proporcional e em fase com a tensão de entrada, gerando a corrente de referência.

Assim, se houver uma redução na resistência da carga, haverá um aumento na potência ativa fazendo com que os capacitores de saída se descarreguem para atender à demanda da carga. A malha de tensão irá identificar a queda no barramento de saída e o controlador de tensão irá aumentar a amplitude da referência de corrente de modo a suprir o aumento da potência ativa. Nota-se que a tensão de saída depende da corrente de entrada, que por sua vez é dependente da razão cíclica, ou seja, além da Equação (3.7) é necessário estabelecer uma lei de controle que relaciona a tensão de saída em função da corrente de entrada.

Com base no circuito do conversor, é possível representar a associação série da fonte de tensão de entrada com o indutor como uma fonte de corrente que depende do sinal PWM, como mostra a Figura 33.

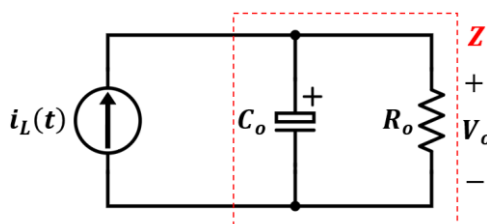
Figura 33 – Circuito simplificado em função da corrente de entrada, em um período de comutação.



Fonte: Adaptado de WOSNIAK, 2017.

As associações em série dos capacitores de saída e dos resistores de carga, como mostrado na seção 2.2.5, podem ser simplificadas como uma fonte de corrente em série com uma impedância Z .

Figura 34 – Circuito simplificado em função da corrente média de entrada, em um período de comutação.



Fonte: Adaptado de WOSNIAK, 2017.

Resolvendo o paralelo $C_o // R_o$ e aplicando a transformada de Laplace, tem-se:

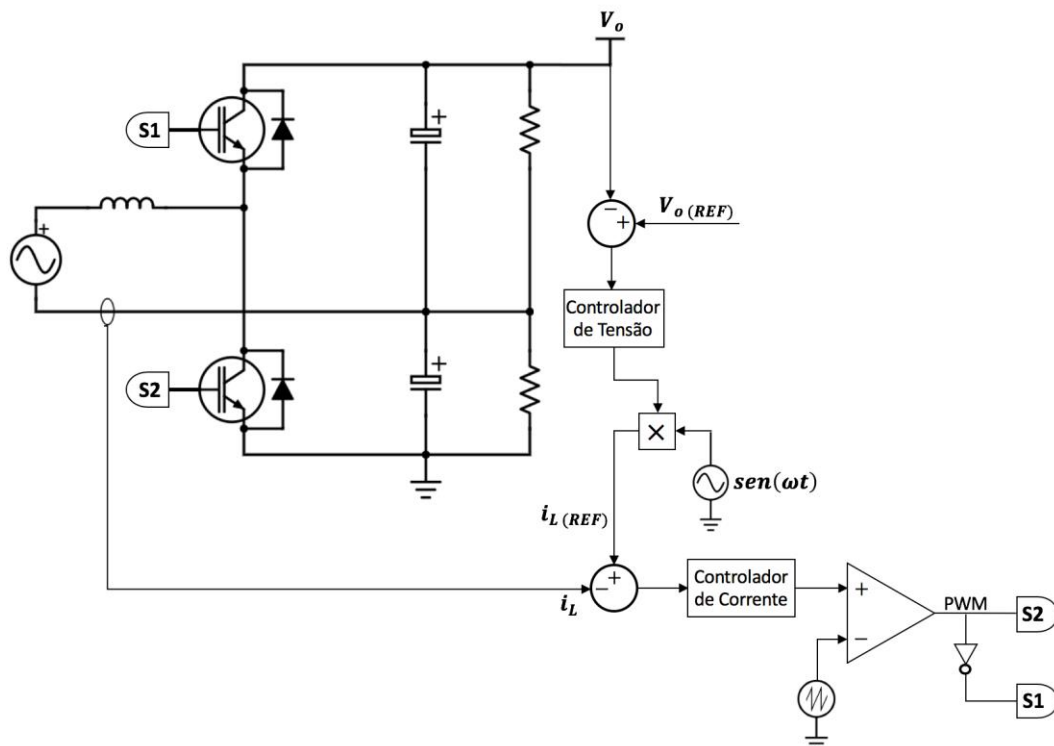
$$Z = \frac{\frac{C_o}{s} \cdot R_o}{\frac{C_o}{s} + R_o} \rightarrow Z = \frac{R_o}{1 + R_o C_o s} \quad (3.8)$$

Agora, a função de transferência que relaciona a tensão de saída pela corrente de entrada pode ser escrita como:

$$\frac{V_o(s)}{i_L(s)} = \frac{R_o}{1 + R_o C_o s} \quad (3.9)$$

A Figura 35 apresenta a estrutura do conversor em malha fechada, ou seja, com a malha de controle da tensão de saída, juntamente com o controle da corrente de entrada.

Figura 35 – Estrutura do conversor com as malhas de controle da tensão de saída e corrente de entrada.



Fonte: Autoria Própria.

Com base na estrutura apresentada é possível representar em diagrama de blocos do controle em malha fechada, conforme mostra a Figura 36, sendo:

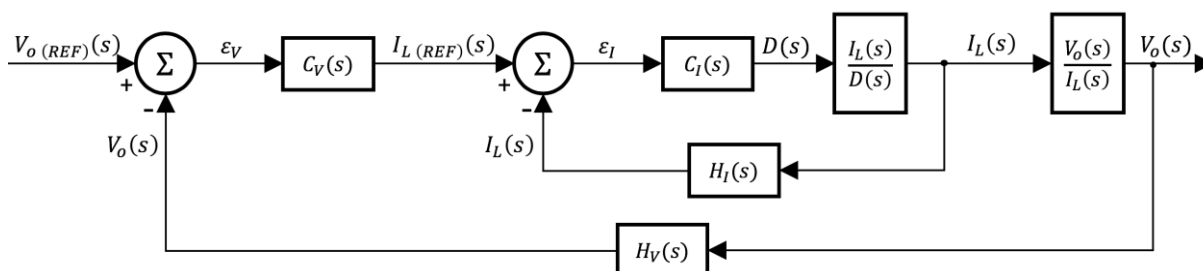
$V_{o(REF)}$: referência de tensão de saída;

ε_V : erro da tensão de saída;

C_V : controlador de tensão;

H_V : ganho do sensor de tensão.

Figura 36 – Diagrama de blocos do controle do conversor em malha fechada.



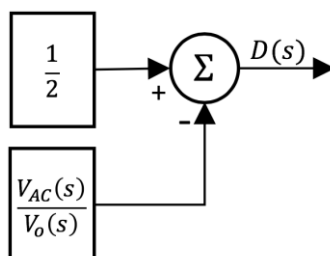
Fonte: Autoria Própria.

3.1.3 Controle por *Feedforward*

O controle por *feedforward* nessa aplicação, tem por objetivo reduzir os esforços dos controladores das malhas de tensão e corrente, uma vez que impõe a razão do conversor como se operasse em malha aberta. Desse modo, os controladores irão apenas corrigir as possíveis perturbações nas variáveis de controle e fazer com que os valores de referência sejam seguidos.

A partir da Equação (2.4), o diagrama de blocos do controle por *feedforward* é mostrado na Figura 37.

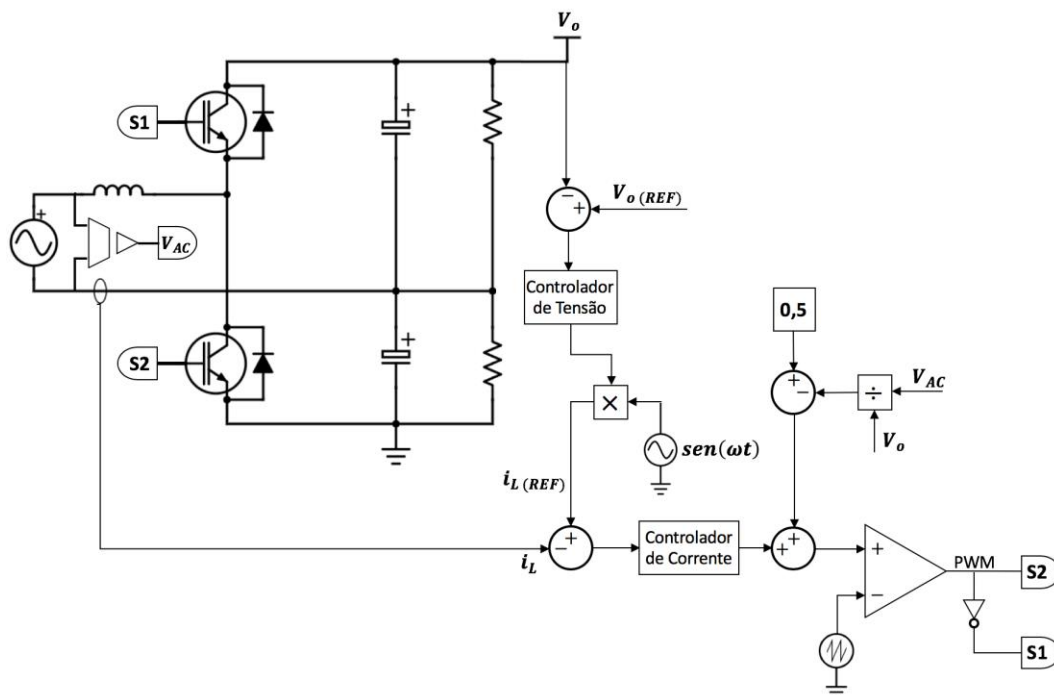
Figura 37 – Diagrama de blocos do controle por *feedforward*.



Fonte: Autoria própria.

Por fim, a Figura 38 mostra o circuito com as malhas de controle, incluindo o controle por *feedforward*.

Figura 38 – Estrutura do conversor com as malhas de controle, incluindo o controle por *feedforward*.



Fonte: Autoria Própria.

3.2 CONVERSOR CC-CC

A estratégia de controle adotada para o conversor CC-CC é a de valores médios, cujo objetivo é obter um circuito não chaveado, que represente o comportamento dinâmico do circuito chaveado. O método consiste em obter um modelo simplificado do conversor através das Leis de Kirchhoff, das malhas e dos nós.

3.2.1 Controle da Corrente de Entrada

A partir dos circuitos simplificados, mostrados na Figura 27, extrai-se a Equação (2.37), na qual isolando V_L e aplicando a definição, pode ser reescrita como:

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{DC} \cdot D - V_{oCC} \cdot (1 - D) \quad (3.10)$$

Aplicando a transformada de Laplace e isolando a corrente no indutor, tem-se:

$$i_L(s) = \frac{V_{DC}(s) \cdot D(s)}{sL} - \frac{V_{oCC}(s)}{sL} + \frac{V_{oCC}(s) \cdot D(s)}{sL} \quad (3.11)$$

O objetivo dessa etapa é encontrar a função de transferência que relaciona a corrente de entrada à razão cíclica, portanto se observarmos o termo central da Equação (3.11), nota-se que se trata de um termo constante, ou seja, independente da razão cíclica D . Assim, pode reescrever a expressão de $i_L(s)$, como:

$$i_L(s) = D(s) \cdot \left(\frac{V_{DC}(s) + V_{oCC}(s)}{sL} \right) \quad (3.12)$$

Desse modo, reorganizando a Equação (3.12), a função de transferência que relaciona a corrente de entrada à razão cíclica é dada por:

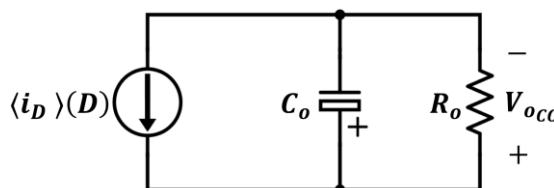
$$\frac{i_L(s)}{D(s)} = \frac{V_{DC}(s) + V_{oCC}(s)}{sL} \quad (3.13)$$

3.2.2 Controle da Tensão de Saída

A tensão de saída do conversor é mantida pelo capacitor durante o tempo em que a chave permanece em condução e pela corrente armazenada pelo indutor, durante o tempo de chave aberta, desse modo, a corrente média que atravessa a carga é igual à do diodo, conforme mostra a Equação (2.48).

Assim, um circuito simplificado pode ser obtido considerando a corrente média no diodo $\langle i_D \rangle$ como uma fonte dependente da razão cíclica D , como mostra a Figura 39.

Figura 39 – Circuito simplificado do conversor CC-CC.



Fonte: Autoria Própria.

Desse modo, realizando a análise do circuito, tem-se a expressão dos valores médios das correntes do circuito:

$$\langle i_D \rangle = \langle i_{C_o} \rangle + \langle i_{o_{CC}} \rangle \quad (3.14)$$

De acordo com BARBI, 2015b, a função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica é dada por:

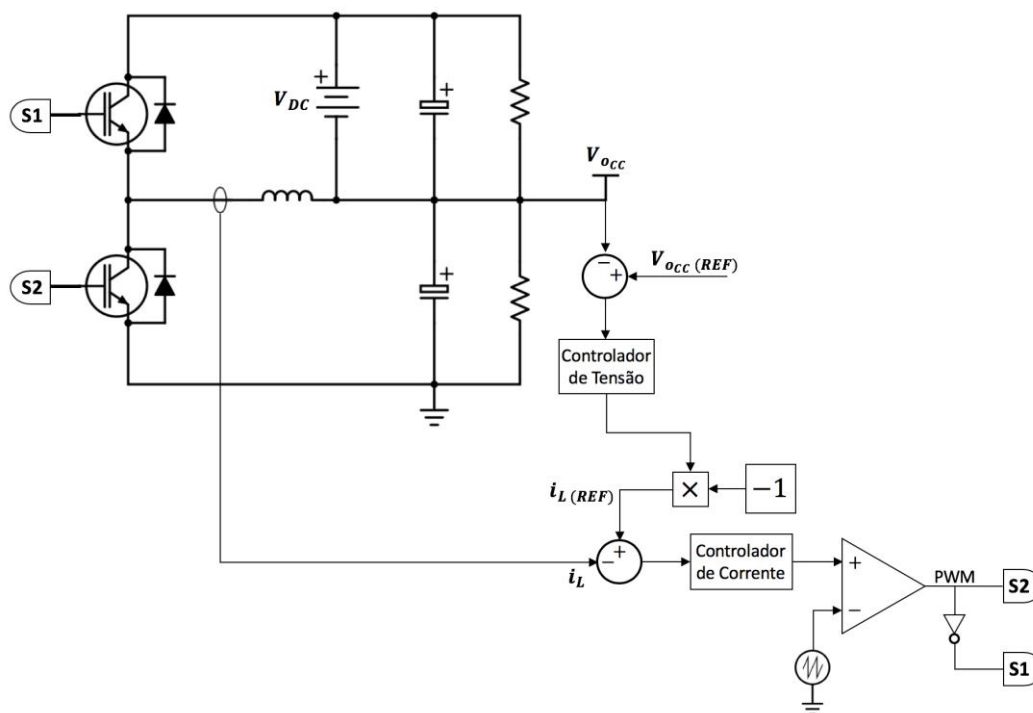
$$\frac{V_{o_{CC}}(s)}{D(s)} = \frac{V_{DC}}{D'^2} \cdot \frac{\left(1 - \frac{sLD}{R_o D'^2}\right)}{\left(\frac{s^2 CL}{D'^2} + \frac{sL}{R_o D'^2} + 1\right)} \quad (3.15)$$

sendo:

D' : a complementar da razão cíclica ($1 - D$).

Por se tratar da mesma estratégia de controle, o diagrama de blocos da malha de controle do conversor CC-CC é o mesmo apresentado na Figura 36. Assim, a Figura 40 apresenta a estrutura do conversor em malha fechada, ou seja, com a malha de controle da tensão de saída, juntamente com o controle da corrente de entrada.

Figura 40 – Estrutura do conversor CC-CC com as malhas de controle de tensão e corrente.



Fonte: Autoria própria.

4 RESULTADOS

A fim de validar a topologia proposta neste trabalho, foram realizadas simulações utilizando o *software* PSIM[®], de modo a comparar os resultados simulados aos resultados obtidos de modo experimental. Nesse capítulo é apresentado, para ambos os modos de operação da estrutura proposta nesse trabalho, o projeto e o dimensionamento do conversor, as principais formas de onda, assim como as transições entre as fontes de entrada, simulando uma queda de energia.

4.1 DIMENSIONAMENTO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR

Para realizar a simulação do projeto do conversor adota-se os parâmetros e especificações de entrada, apresentados na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros para projeto e simulação

Parâmetro	Especificação
Capacitor do barramento (C_o)	470 μ F
Indutor de entrada (L_{in})	4mH
Resistores de carga (R_o)	142 Ω
Potência de saída (P_o)	1000W
Tensão eficaz de entrada CA (V_{ef})	127V
Frequência da rede elétrica (f_r)	60Hz
Tensão de entrada CC (V_{DC})	265V
Tensão de barramento (V_o)	530V
Frequência de comutação (f_s)	21,6kHz
Máxima ondulação de tensão de saída ($\Delta V_{o_{máx}}$)	10%
Máxima ondulação de corrente de entrada ($\Delta i_{L_{máx}}$)	15%

Fonte: Autoria própria.

4.1.1 Indutor de Entrada

Como o indutor projetado fará parte tanto do conversor CA-CC como do CC-CC, é necessário o cálculo para os dois modos de operação e posteriormente adotar aquele que atende a ambos os casos.

Desse modo, com o conversor operando como CA-CC, além da tensão de saída e da frequência de chaveamento, um dos critérios para se determinar o valor da indutância de entrada é a ondulação da corrente no indutor. Observando a Figura 24, pode-se perceber que a máxima ondulação da corrente do indutor se dá nos cruzamentos por zero de uma função senoidal, ou seja, quando os múltiplos do ângulo zero produzem um seno igual a zero. Assim, substituindo a Equação (2.9) em (2.8), ondulação pode ser escrita como:

$$\Delta i_L = \frac{T_s \cdot V_o \cdot \overline{\Delta t_L}}{L} \quad (4.1)$$

No entanto, para conseguir obter o valor da ondulação, é necessário utilizar um valor para a corrente de entrada que seja diferente de zero e com um ângulo conhecido, portanto, adota-se o ângulo $\pi/2$, no qual a corrente é a máxima.

Sendo assim, supondo que o fator de potência é unitário, pode-se dizer que a potência de entrada é igual à de saída, definida como parâmetro de projeto, portanto:

$$S = i_{ef} \cdot V_{ef} = 1000 \text{ W} \quad (4.2)$$

Desse modo, substituindo o valor da tensão eficaz de entrada, a corrente de pico de entrada pode ser escrita como:

$$i_p = \frac{1000\sqrt{2}}{127} = 11,13 \text{ A} \quad (4.3)$$

Portanto, considerando a condição de projeto de 15% de ondulação e, considerando que o valor de pico encontrado é o valor médio dentro de um período de comutação, tem-se:

$$\Delta i_{L_{m\acute{a}x}} = 11,13 \cdot 0,15 = 1,67 \text{ A} \quad (4.4)$$

Assim, no instante $\pi/2$, o valor da ondulação parametrizada dada na Equação (2.9), pode ser obtido por:

$$\overline{\Delta i_L} = \frac{1}{4} - \left[\frac{127\sqrt{2}}{530} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{2}\right) \right]^2 = 0,135 \quad (4.5)$$

De posse da máxima ondulação e dos demais valores estipulados para o projeto, o valor da indutância de L pode encontrado aplicando a Equação (2.31), que resulta em:

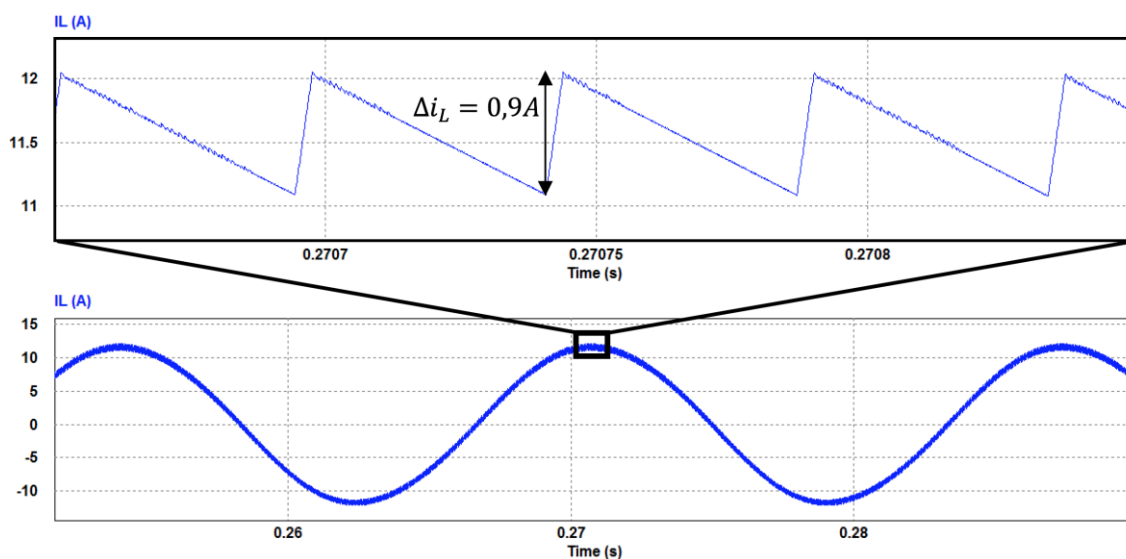
$$L = \frac{T_s \cdot V_o}{4\Delta i_{L_{m\acute{a}x}}} = \frac{530}{4 \cdot 21600 \cdot 1,67} = 3,673mH \quad (4.6)$$

Substituindo os valores obtidos em (4.1), ondulação presente no circuito, no instante $\pi/2$, será de:

$$\Delta i_L = \frac{530 \cdot 0,135}{21600 \cdot 0,003673} = 0,902A \quad (4.7)$$

A Figura 41 apresenta as formas de onda da corrente no indutor, na frequência da rede elétrica e também na frequência de comutação, que foram obtidas por simulação, nas quais pode-se observar o valor de pico e a ondulação, conforme os valores calculados.

Figura 41 – Forma de onda da corrente no indutor obtida por simulação para o conversor operando como CA-CC.



Fonte: Autoria própria.

Para o conversor operando como CC-CC, o dimensionamento do indutor também é dependente da frequência de chaveamento e da ondulação de corrente, mas ainda requer o valor da tensão de entrada e da razão cíclica, que pode ser obtida substituindo os valores do projeto na Equação (2.43):

$$D = \frac{V_{o_{CC}}}{V_{o_{CC}} + V_{DC}} = \frac{265}{265 + 265} = 0,5 \quad (4.8)$$

Assim como no CA-CC, a variação da corrente no indutor é necessária para se determinar a indutância de L e, observando a Figura 25, a corrente média no indutor pode ser escrita como a soma das correntes médias na chave e no diodo, desse modo a expressão de \bar{I}_L é dada por:

$$\bar{I}_L = \bar{I}_s + \bar{I}_D \quad (4.9)$$

A corrente média na chave é igual à corrente de entrada do conversor, já a corrente média no diodo é a mesma da saída do conversor, ambas podem ser calculadas através da divisão da potência pela tensão em cada ponto do circuito, como mostram as equações (2.46) e (2.48).

Supondo que o fator de potência é unitário, pode-se dizer que a potência de entrada é igual à de saída, portanto, substituindo os valores adotados para o projeto, a corrente média no indutor pode ser escrita como:

$$\bar{I}_L = \frac{P_o}{V_{DC}} + \frac{P_o}{V_o} = \frac{500}{265} + \frac{500}{265} = 3,77A \quad (4.10)$$

Assim, a ondulação pode ser obtida por:

$$\Delta i_L = 3,77 \cdot 0,15 = 565,5mA \quad (4.11)$$

De posse da ondulação e dos demais valores estipulados para o projeto, o valor da indutância de L pode encontrado aplicando a Equação (2.52), que resulta em:

$$L = \frac{DT_s \cdot V_{DC}}{\Delta i_L} = \frac{0,5 \cdot 265}{21600 \cdot 0,05655} = 108,47mH \quad (4.12)$$

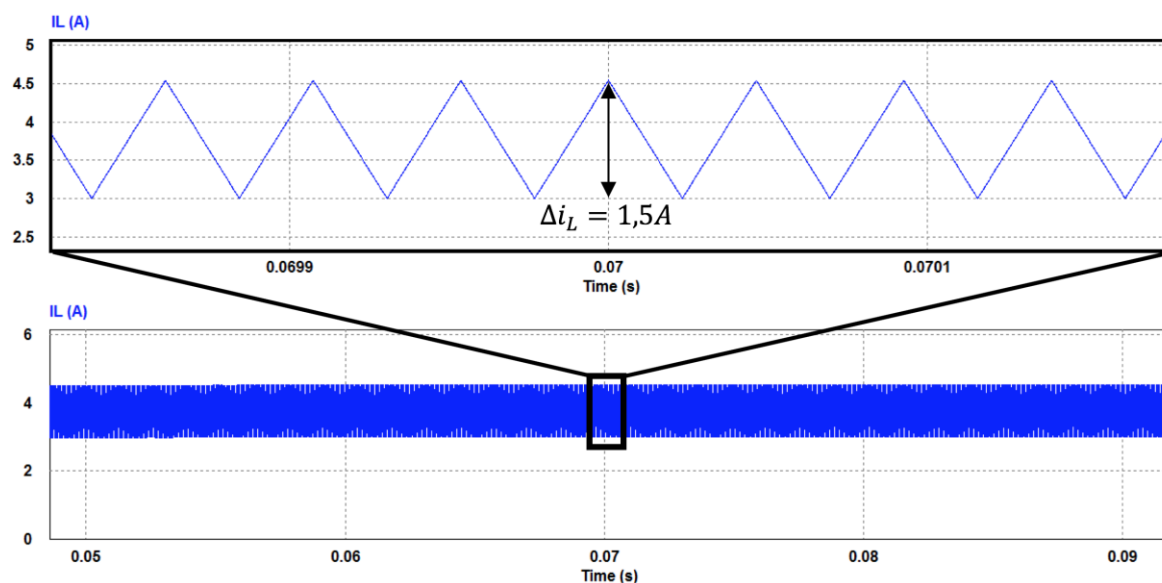
Nota-se que o valor da indutância para o modo CC-CC é muito maior que para o CA-CC, isso se deve à característica de acumulação indutiva do conversor *Buck-Boost* e à faixa estreita de variação adotada para o projeto. De forma oposta, o valor da corrente no conversor CA-CC é maior, fazendo com o volume do indutor se torne bastante relevante para a execução do mesmo. Sendo assim, pensando em reduzir o volume do conversor, foi adotado o valor de $4mH$ para o indutor, atendendo o projeto do CA-CC e permitindo uma maior ondulação no CC-CC.

Desse modo, é necessário calcular a ondulação para o novo valor de L do conversor CC-CC, para verificar o critério da continuidade da corrente, dado na Equação (2.51), portanto, isolando Δi_L em (4.12) e substituindo L , tem-se:

$$\Delta i_L = \frac{DT_s \cdot V_{DC}}{L} = \frac{0,5 \cdot 265}{21600 \cdot 0,004} = 1,53A \quad (4.13)$$

Como pode-se observar na Figura 42, os valores obtidos por simulação verificam o valor médio e a ondulação da corrente no indutor, conforme havia sido calculado.

Figura 42 – Forma de onda da corrente no indutor obtida por simulação para o conversor operando como CC-CC.



Fonte: Autoria própria.

Assim, como o valor mínimo da corrente é de 3 amperes, a continuidade da corrente fica assegurada e torna viável o valor da indutância adotada.

4.1.2 Capacitores de Saída

O projeto do capacitor deve respeitar a ondulação da tensão de saída do conversor, sendo assim, para o conversor CA-CC, esse valor pode ser obtido por:

$$\Delta V_o = V_o \cdot 0,1 = 53V \quad (4.14)$$

De posse da ondulação e dos demais valores estipulados para o projeto, o valor da capacitância de saída pode encontrado aplicando a Equação (2.32), que resulta em:

$$C_o = \frac{P_o}{2\pi f_r \Delta V_o V_o} = \frac{1000}{2\pi \cdot 60 \cdot 53 \cdot 530} = 94,43\mu F \quad (4.15)$$

Como a topologia possui um ponto médio na saída, é necessária a associação dos capacitores C_1 e C_2 , como mostra a Equação (2.33), sendo cada capacitor de saída deve ser o dobro do valor encontrado para C_o .

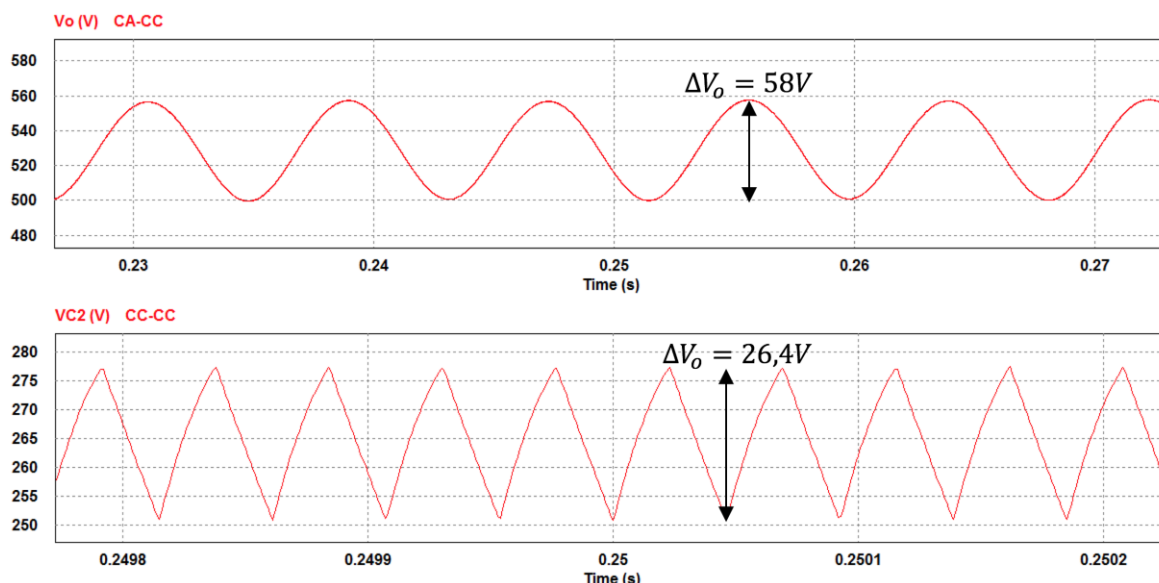
O capacitor também deve ser projetado para atender aos dois modos de operação, por isso é necessário lembrar que os valores de saída para o conversor CC-CC dizem respeito à metade do CA-CC, por atuar somente sobre o capacitor C_2 .

Assim, aplicando os valores de projeto em (2.53), tem-se:

$$C_o = \frac{D \cdot P_{oCC}}{f_s \cdot V_o \cdot \Delta V_{oCC}} = \frac{0,5 \cdot 500}{21600 \cdot 265 \cdot 26,5} = 1,65\mu F \quad (4.16)$$

A Figura 43 mostra a forma de onda da tensão de saída para o conversor CA-CC e também da tensão sobre o capacitor C_2 , ou seja, a tensão no ponto médio para o conversor CC-CC, enfatizando a ondulação das mesmas.

Figura 43 – Formas de onda das tensões de saída obtidas por simulação para o conversor operando como CA-CC e CC-CC.



Fonte: Autoria própria.

Como pode-se observar, para ambos os casos a ondulação fica dentro dos valores aceitáveis para a tensão de saída, portanto, o valor adotado para os capacitores de saída deve ser maior ou igual ao do conversor CA-CC.

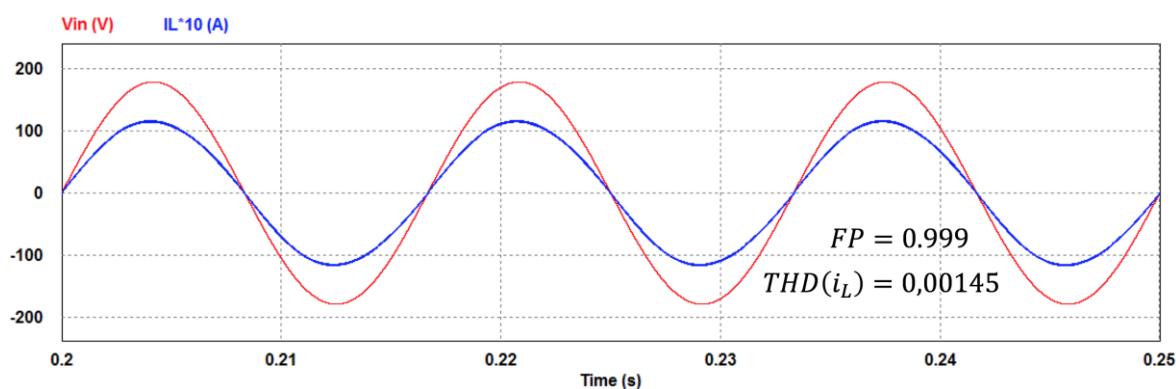
4.1.3 Resistores de Carga

Os resistores simulam uma carga resistiva em ambos os modos de operação e determinam a potência dissipada pelo conversor, sendo assim, utilizando a Equação (2.34), tem-se:

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{530^2}{1000} = 280,9\Omega \quad (4.17)$$

Assim como os capacitores, os resistores R_1 e R_2 são obtidos pela associação em série, da qual cada resistor deve ser a metade do valor encontrado para R_o . O conversor com carga resistiva deve apresentar uma forma de onda com baixa distorção harmônica e em fase com a tensão de entrada, produzindo um alto fator de potência. A Figura 44 mostra a forma de onda da tensão e da corrente de entrada, que foi multiplicada por dez para melhor visualização, ambas para o conversor CA-CC, e também os valores obtidos por simulação para o fator de potência e a distorção harmônica total ou THD.

Figura 44 – Formas de onda da tensão de entrada e da corrente de entrada multiplicada por dez, obtidas por simulação para o conversor operando como CA-CC.



Fonte: Autoria própria.

4.1.4 Interruptores e Diodos em Antiparalelo

O conversor proposto baseia-se em apenas um dispositivo semicondutor operando para cada etapa de funcionamento, portanto, a fim de reduzir o custo e em busca de um melhor rendimento, foi adotado um transistor com um diodo intrínseco em antiparalelo. Como os semicondutores são projetados para o maior esforço, nesta seção não serão realizados os cálculos para o conversor CC-CC, haja vista que já foi demonstrado que os valores de corrente são maiores para o conversor CA-CC.

Os diodos e transistores são projetados em função das perdas que irão sofrer, tanto por condução como por comutação, sendo essas, dependentes dos valores médio e eficaz da corrente que atravessa este dispositivo, bem como os valores máximos de tensão e corrente aplicados devem estar dentro dos limites do componente.

A Figura 20, apresenta as principais formas de onda do conversor CA-CC, nas quais é possível observar que a máxima tensão aplicada, tanto na chave como no diodo, é a própria tensão de saída. Assim pode-se definir que o dispositivo adotado deve suportar acima de 530V.

A expressão (2.24), determina o valor médio da corrente que circula pelos interruptores, que é dada por:

$$I_{s_{med}} = \frac{11,13}{4\pi} \cdot \left(2 - \pi \cdot \frac{127\sqrt{2}}{530} \right) = 829mA \quad (4.18)$$

A corrente média conduzida pelos diodos é dada em função da razão cíclica complementar, como mostra a Equação (2.26), que é dada por:

$$I_{D_{med}} = \frac{11,13}{4\pi} \cdot \left(2 + \pi \cdot \frac{127\sqrt{2}}{530} \right) = 2,72A \quad (4.19)$$

Aplicando os valores em (2.28), o valor eficaz da corrente na chave é dado por:

$$I_{S_{ef}} = 11,13 \cdot \sqrt{\frac{3\pi - 16 \cdot \frac{127\sqrt{2}}{530}}{24\pi}} = 2,57A \quad (4.20)$$

Para o diodo, o valor eficaz da corrente é dado por:

$$I_{Def} = 11,13 \cdot \sqrt{\frac{3\pi + 16 \cdot \frac{127\sqrt{2}}{530}}{24\pi}} = 4,81A \quad (4.21)$$

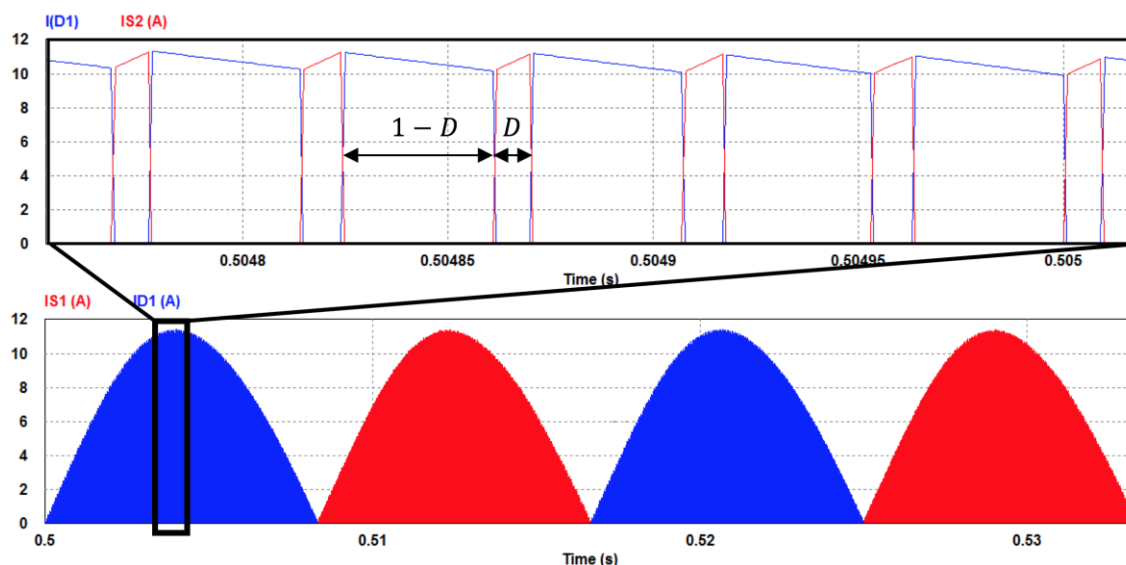
Os valores obtidos por simulação das correntes na chave e no diodo são apresentados na Tabela 2.

Grandeza	Valor Simulado
Corrente média na chave (I_{smed})	902mA
Corrente eficaz na chave (I_{sef})	2,67A
Corrente média no diodo (I_{Dmed})	2,69A
Corrente eficaz no diodo (I_{Def})	4,89A

Fonte: Autoria própria.

Para verificar que o diodo e a chave conduzem momentos distintos a Figura 45 apresenta a forma de onda em baixa frequência da corrente na chave S_1 e no seu diodo antiparalelo D_1 , na qual as conduções se dão em semiciclos diferentes da rede elétrica, também é apresentada, em alta frequência, a corrente da chave S_1 e do diodo D_2 , na qual as conduções se dão em função da razão cíclica.

Figura 45 – Formas de onda obtidas por simulação da corrente na chave S_1 e no diodo D_1 na frequência da rede (abaixo) e o detalhe em alta frequência da corrente na chave S_2 e no diodo D_1 (acima), para o conversor operando como CA-CC.



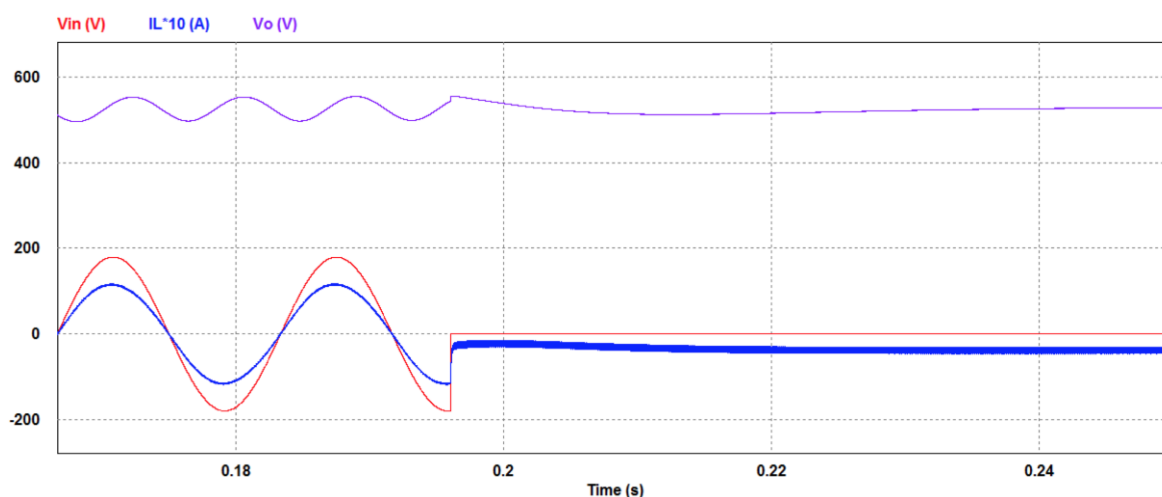
Fonte: Autoria própria.

4.1.5 Troca da Fonte de Entrada

As deduções e simulações apresentadas nas seções anteriores, demonstram o conversor operando nos dois modos para o qual foi proposto, porém, a aplicação da estrutura em uma UPS exige que sua dinâmica na troca da fonte de entrada seja rápida, ou seja, a saída não deve sofrer grandes variações devido a uma transição na entrada.

Para simular a queda de energia de rede elétrica, o sistema foi testado com o conversor operando em regime permanente no modo CA-CC e, quando ocorre a queda da fonte CA, o banco de baterias assume, dando início da operação do modo CC-CC. A Figura 46 mostra essa transição.

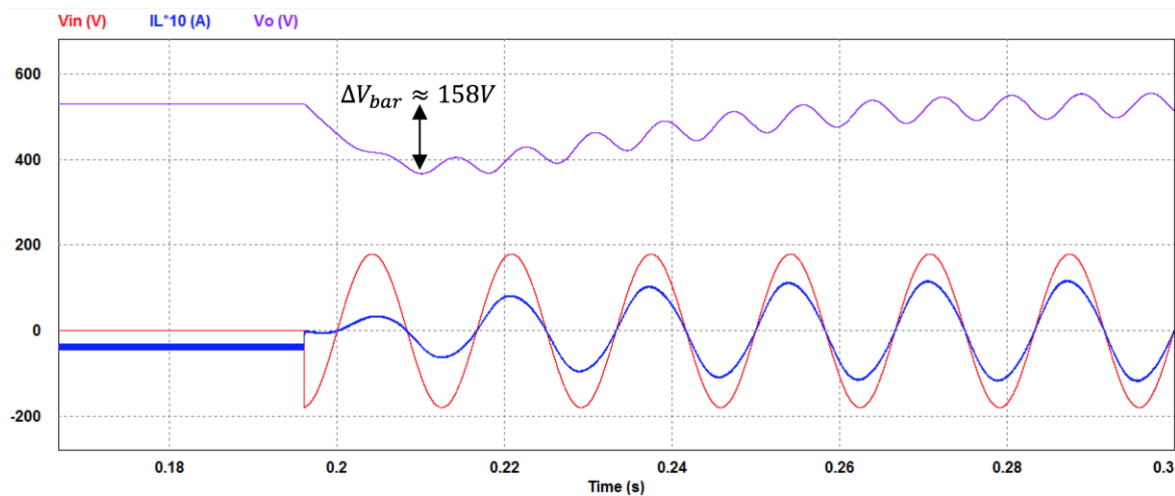
Figura 46 – Transição da fonte de entrada de CA para CC, indicando a queda da rede.



Fonte: Autoria própria.

Nota-se que a ondulação da tensão de saída do conversor se mantém constante no seu valor médio e corrente no indutor se torna negativa, pois ocorre a inversão no sentido da corrente. O retorno da rede elétrica também é importante ser monitorado, para que a bateria seja desconectada do circuito e a rede volte a assumir o fornecimento de energia. A Figura 47 mostra a dinâmica desse processo.

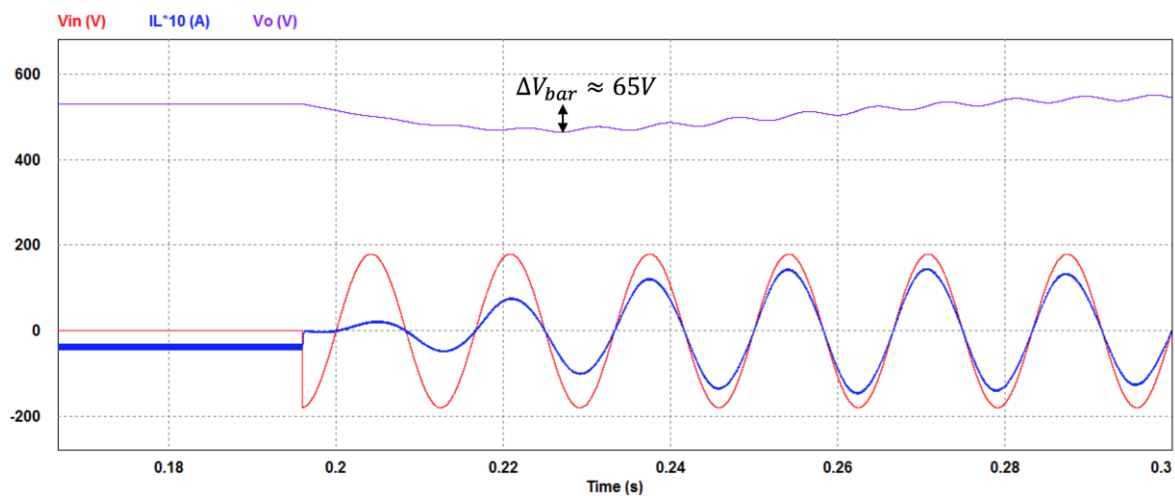
Figura 47 – Transição da fonte de entrada de CC para CA, indicando o retorno da rede.



Fonte: Autoria própria.

Como pode-se observar, o decaimento na tensão do barramento ΔV_{bar} foi de aproximadamente 158V. Isso se deve à dinâmica da malha de tensão ser lenta e também à combinação da baixa capacitância de saída com alta potência processada, ou seja, a descarga dos capacitores ocorre de forma rápida não sendo possível manter o barramento em intervalos de longa duração. Para solucionar esse problema, a capacitância total de saída foi aumentada para $940\mu\text{F}$ e o compensador de tensão foi ajustado para uma dinâmica mais rápida, mas respeitando o limite de atuação de modo que a corrente de entrada não tenha distorção provocada pela malha de tensão. Assim, a nova variação da tensão do barramento reduziu para 65V, que corresponde a 12,26% do valor total, como mostra a Figura 48.

Figura 48 - Dinâmica da transição da fonte de entrada de CC para CA, para a nova capacitância de saída.



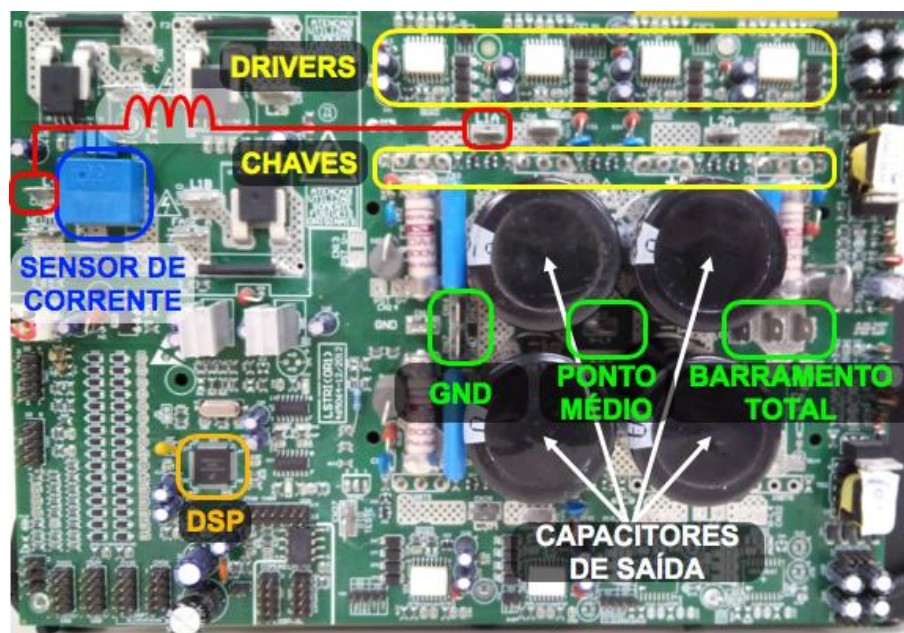
Fonte: Autoria própria.

4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Além das simulações numéricas, para validar o funcionamento da topologia proposta, foi feita a implementação de um protótipo utilizando um modelo comercial de UPS, modelo LSTRI(OR1) do fabricante *NHS*[®], e para realizar os ensaios, foi utilizada a fonte de alimentação modelo 6813B do fabricante *Agilent*[®], para representar a rede elétrica, e também a fonte CC modelo FCCT 350-100-I do fabricante *Supplier*[®], para substituir o banco de baterias.

O uso da placa LSTRI(OR1) se mostrou conveniente por a mesma apresentar uma configuração que permite o ponto médio no barramento de saída e fácil conexão com elementos externos à placa. Também fazem parte do conjunto, os *drivers* de acionamento dos interruptores, os sensores de tensão e de corrente, além do DSP modelo DSP56F84673 do fabricante *Freescale*[®] e das portas de comunicação que permitem monitorar as variáveis do conversor via *software*.

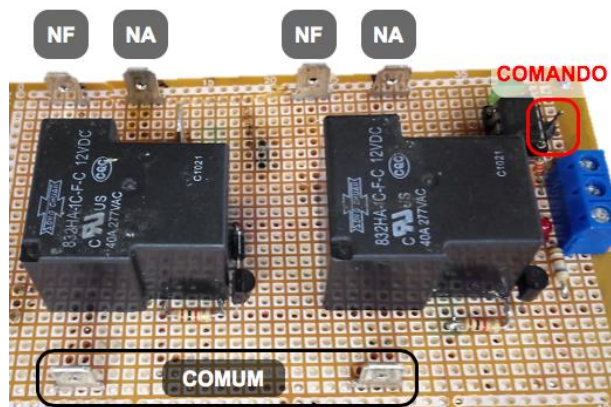
Figura 49 – Placa LSTRI(OR1) usada na implementação do protótipo.



Fonte: Autoria própria.

Para simular a queda da rede elétrica, uma placa de transição entre as fontes foi implementada utilizando relés comandados a partir do DSP.

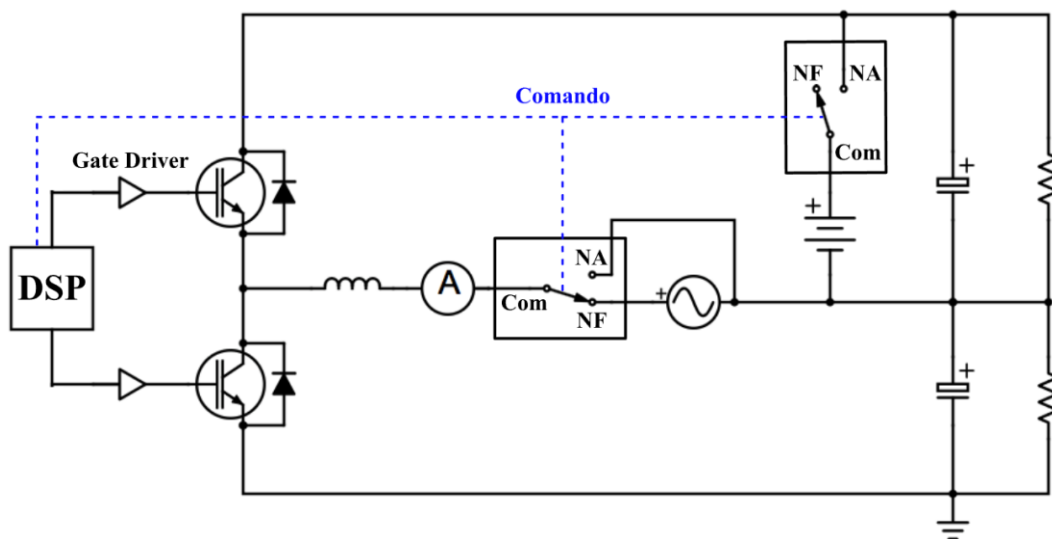
Figura 50 – Placa com os relés utilizados para a transição das fontes de entrada.



Fonte: Autoria própria.

O esquema de ligação dos componentes e da placa dos relés é apresentado na Figura 51.

Figura 51 - Esquema de ligação dos relés de transição no circuito.



Fonte: Autoria própria.

O conjunto de componentes utilizados e parâmetros de entrada para a construção do protótipo é apresentado na Tabela 3.

Tabela 3 – Lista de componentes e dados de entrada utilizados no conversor.

Descrição	Valor/Modelo
Interruptores e Diodos	IRGPS66160DPbF
Indutor de entrada	4mH
Capacitores de Saída	4x(470 μ F / 450V - Eletrolítico)
Relé de transição	832HA-1C-F-C-12VDC
Tensão de entrada CA	127V
Frequência CA	60Hz
Tensão de entrada CC	265V
Frequência de chaveamento	21,6kHz
Potência de saída	1000W
Tensão de saída	530V
Máxima ondulação na tensão de saída (ΔV_o)	10%
Máxima ondulação na corrente de entrada (ΔI_L)	15%

Fonte: Autoria própria.

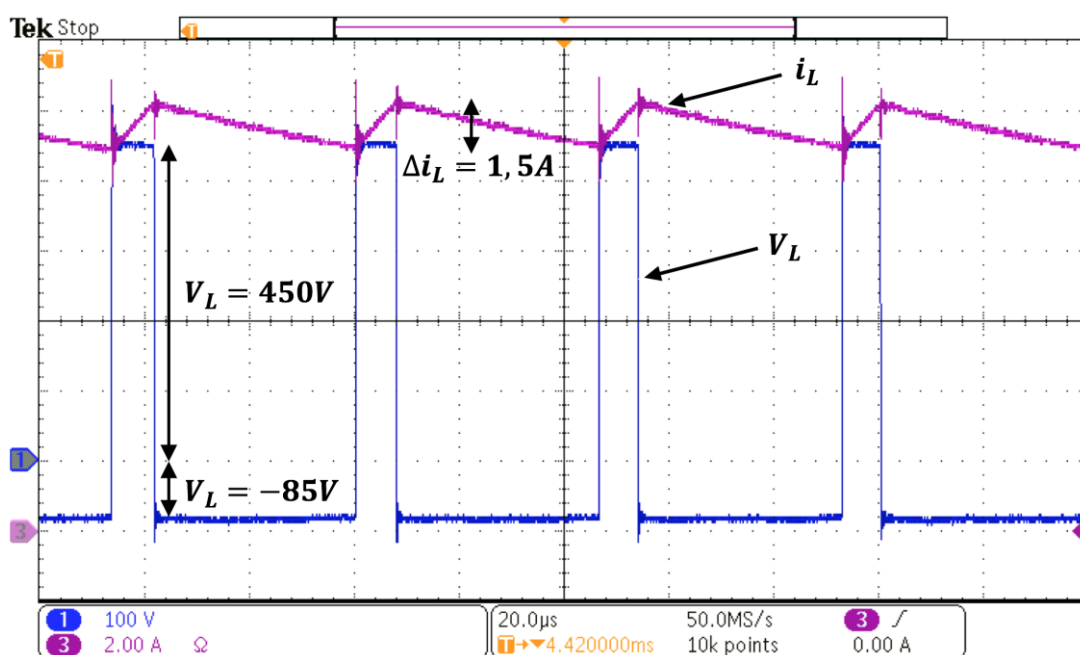
4.2.1 Operando Como CA-CC

Para a entrada CA, o conversor foi testado com a rede elétrica em condições normais de funcionamento e sem distúrbios. As imagens apresentadas nessa seção, são para o conversor operando como CA-CC em regime permanente.

A estratégia de controle inicialmente previa o uso de um controlador de corrente do tipo PI, mas o sistema apresentou instabilidade durante os testes, assim, por se tratar de um sistema de primeira ordem, foi adotado o controlador do tipo P. A característica desse tipo é controle é um erro estático tendendo a zero quando o ganho proporcional é muito alto, ou seja, para o sistema conseguir corrigir o erro da corrente foi necessário usar o maior ganho proporcional possível de forma de que não saturasse a razão cíclica. Os resultados obtidos com esse tipo de controlador foram satisfatórios e de baixo custo computacional, por isso não foi necessário o uso de técnicas mais avançadas para o controle do conversor.

Conforme apresentado na Figura 41, a corrente de entrada possui um pico de 11,36A e uma ondulação de aproximadamente 0,9A, nota-se que os valores obtidos de forma experimental estão próximos dos simulados, conforme mostra a Figura 52. Também se verifica a tensão aplicada sobre o indutor, que é dada pela relação entre o valor de pico da tensão de entrada e a metade da tensão de saída, sendo que para o período de condução da chave S_2 , essa relação é a soma dos dois valores e, no período complementar, a tensão no indutor é igual à subtração entre eles, como mostrado na Figura 20.

Figura 52 – Formas de onda da tensão e corrente no indutor obtidas de modo experimental para o conversor operando como CA-CC.

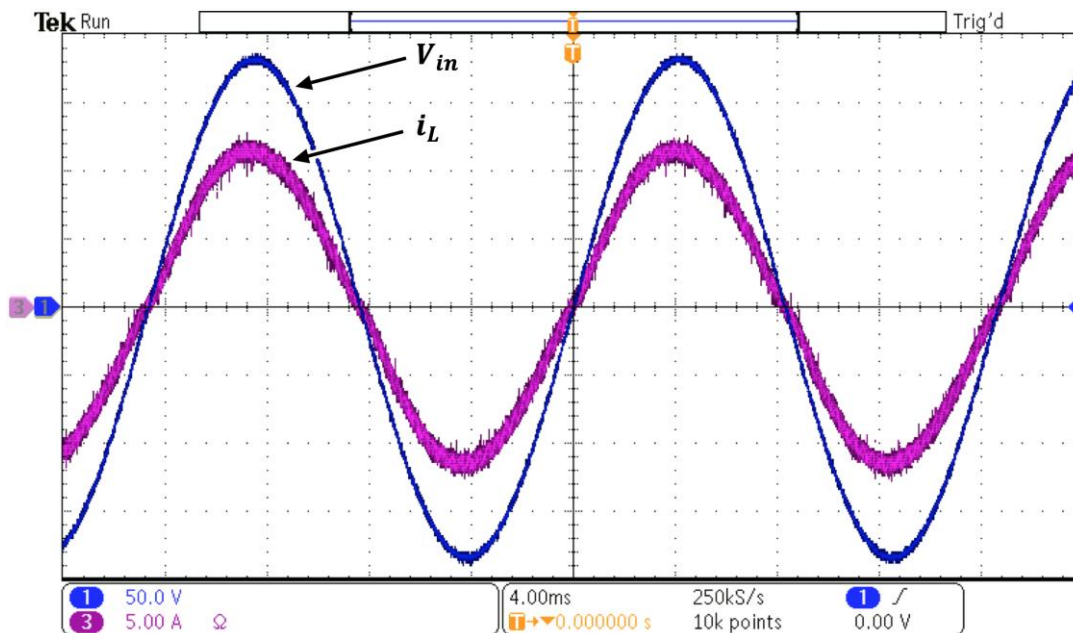


Fonte: Autoria própria.

Ainda sobre a entrada do conversor, um dos principais objetivos desse modo de operação, é uma corrente com baixo conteúdo harmônico e em fase com a tensão, produzindo um fator de potência unitário. Desse modo, a corrente de entrada também é apresentada na

Figura 53, juntamente com a tensão de entrada, em baixa frequência, demonstrando que não há defasagem entre elas.

Figura 53 – Formas de onda da tensão de entrada V_{in} e da corrente no indutor i_L obtidas de modo experimental para o conversor operando como CA-CC.

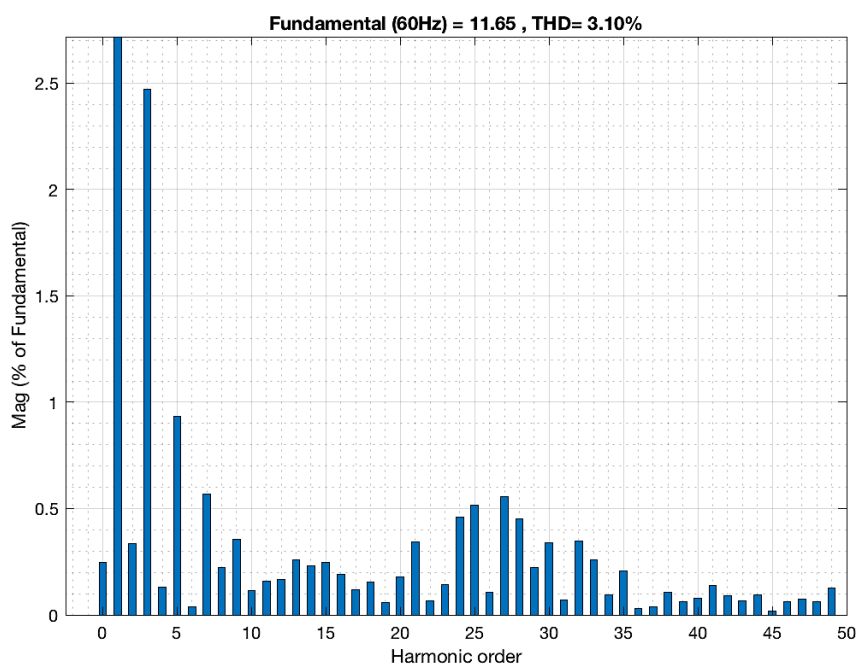


Fonte: Autoria própria.

Da mesma figura, foram extraídos os valores da forma de onda da corrente para calcular, com o auxílio da ferramenta matemática *Matlab*[®], o conteúdo harmônico e a distorção harmônica total. A

Figura 54 apresenta um gráfico de barras, no qual é possível verificar a amplitude de cada múltiplo da frequência fundamental até a 50ª ordem.

Figura 54 – Espectro harmônico da corrente de entrada e distorção harmônica total (THD).



Fonte: Autoria própria.

O valor encontrado para a THD em sistemas como o proposto, geralmente é utilizado para verificar a compatibilidade eletromagnética, segundo os critérios exigidos por normas. A norma IEC61000-3-2, estabelece limites para a distorção harmônica em equipamentos cuja corrente de entrada seja de até 16A, alimentados por tensão alternada, de 50 ou 60Hz, com tensão fase-neutro entre 220 a 240V. Já a IEC61000-3-4, usa como critério que o equipamento a ser analisado, tenha tensão de alimentação menor que 240V, porém com corrente acima de 16A. Pode-se perceber que o conversor estudado nesse trabalho não se enquadra em nenhuma das normas vigentes, porém a fim de comparação, são aplicadas as duas normas para os valores obtidos (POMILIO, 2006).

Em IEC61000-3-2, os equipamentos são categorizados por classes, nas quais a norma é pouco precisa em sua descrição e permite interpretações distintas, desse modo, considera-se que o conversor desse trabalho se enquadra como Classe A, na qual são estabelecidos os valores máximos de corrente para cada componente harmônica. Já em IEC61000-3-4, os limites são dados de forma percentual em relação ao pico da componente em frequência fundamental. Os valores das normas e os obtidos nesse trabalho são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 – Limites e valores obtidos para os hamônicos de corrente.

Ordem do Hamônico (n)	Limites para IEC61000-3-2	Limites para IEC61000-3-4		Valores Obtidos
3	2,3A	21,6%	2,52A	0,289A
5	1,14A	10,7%	1,25A	0,109A
7	0,77A	7,2%	0,84A	0,065A
9	0,4A	3,8%	0,44A	0,042A
11	0,33A	3,1%	0,36A	0,02A
13	0,21A	2%	0,23A	0,03A
$15 \leq n \leq 39$	$15/n$	<1,1%	<0,13A	0,063A máx. ($n = 27$)

Fonte: Aatoria própria.

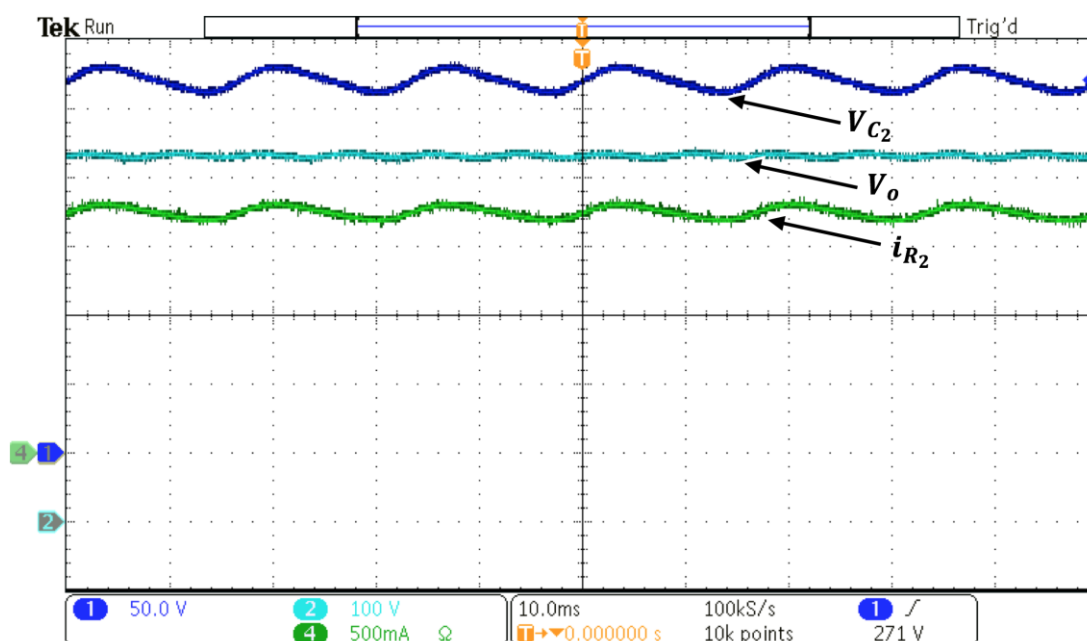
Nota-se que, o conversor proposto atende com grande margem às exigências quanto a injeção de conteúdo harmônico na rede, mesmo não sendo necessária a aplicação das normas.

De posse do valor de THD e considerando que não há defasagem entre as frequências fundamentais da tensão e corrente, fator de potência pode ser obtido por:

$$FP = \frac{\cos\phi}{\sqrt{1 + THD^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 0,031^2}} = 0,9995 \quad (4.22)$$

A capacitância usada no projeto é muito maior que a projetada, pois a placa utilizada está dimensionada para potências de até 10kW e os espaços para alocação dos mesmos prevê capacitores maiores que o projetado, assim, a saída do conversor apresenta uma ondulação típica em 120Hz com amplitude de apenas 12V e a potência de saída é calculada somando a potência consumida pela carga em cada metade do barramento. A Figura 55 apresenta tensão total de saída, juntamente com a tensão no capacitor C_2 e a corrente da carga R_2 , ou seja, no ponto médio de saída.

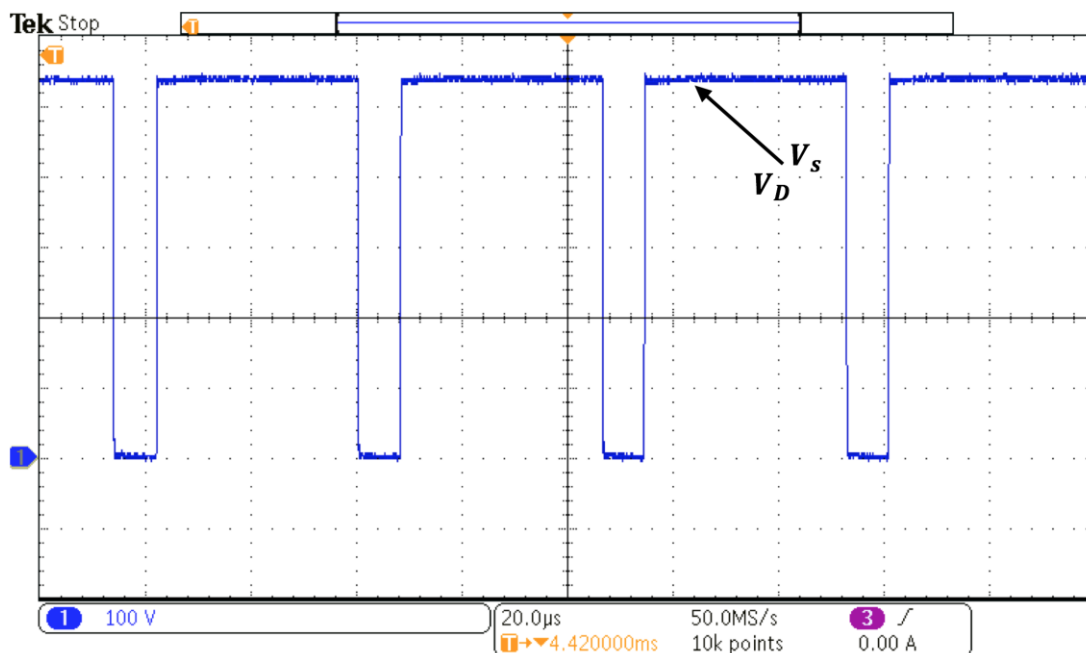
Figura 55 – Formas de onda da tensão de saída V_o , a tensão no capacitor C_2 e a corrente na carga R_2 , obtidas de modo experimental para o conversor operando como CA-CC.



Fonte: Autoria própria.

Conforme informado anteriormente, os interruptores possuem o diodo interno à sua estrutura e, como o desenho da placa posiciona os interruptores para o melhor uso do dissipador de calor, a medição de corrente nos dispositivos semicondutores ficou inacessível, portanto a única medição possível de ser realizada é máxima tensão coletor-emissor aplicada a chave, que é o valor de V_o , esse mesmo valor é aplicado ao diodo, quando ambos estão em bloqueio.

Figura 56 – Forma de onda da tensão aplicada à chave e ao diodo, obtidas de modo experimental para o conversor operando como CA-CC.



Fonte: Autoria própria.

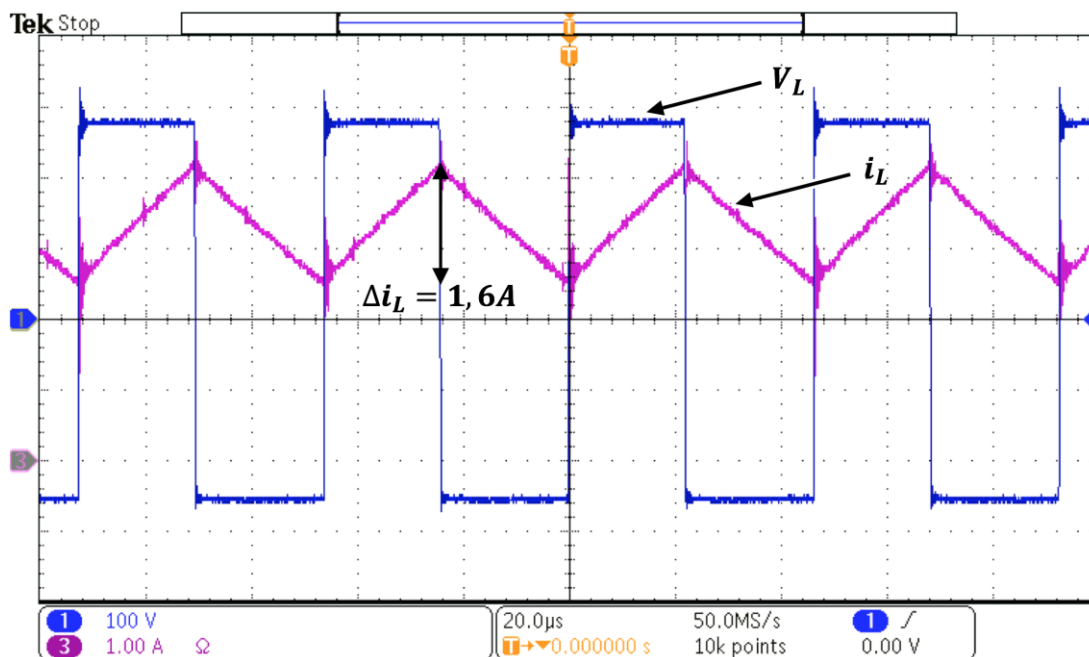
4.2.2 Operando Como CC-CC

Para a entrada CC, considera-se que houve algum distúrbio ou uma queda da rede elétrica e a fonte CC, substituindo o banco de baterias, assume o fornecimento de energia entregue à carga. As imagens apresentadas nessa seção, são para o conversor operando como CC-CC em regime permanente.

Uma das preocupações de projeto do conversor CC-CC era garantir a continuidade da corrente, uma vez que a indutância adotada fez com que a ondulação da corrente ficasse maior, porém na simulação apresentada na Figura 42, ficou provada a sua viabilidade. Assim, a

Figura 57 foi obtida para verificar se os dados de simulação são validados nos resultados práticos.

Figura 57 – Formas de onda da tensão e corrente no indutor obtidas de modo experimental para o conversor operando como CC-CC.



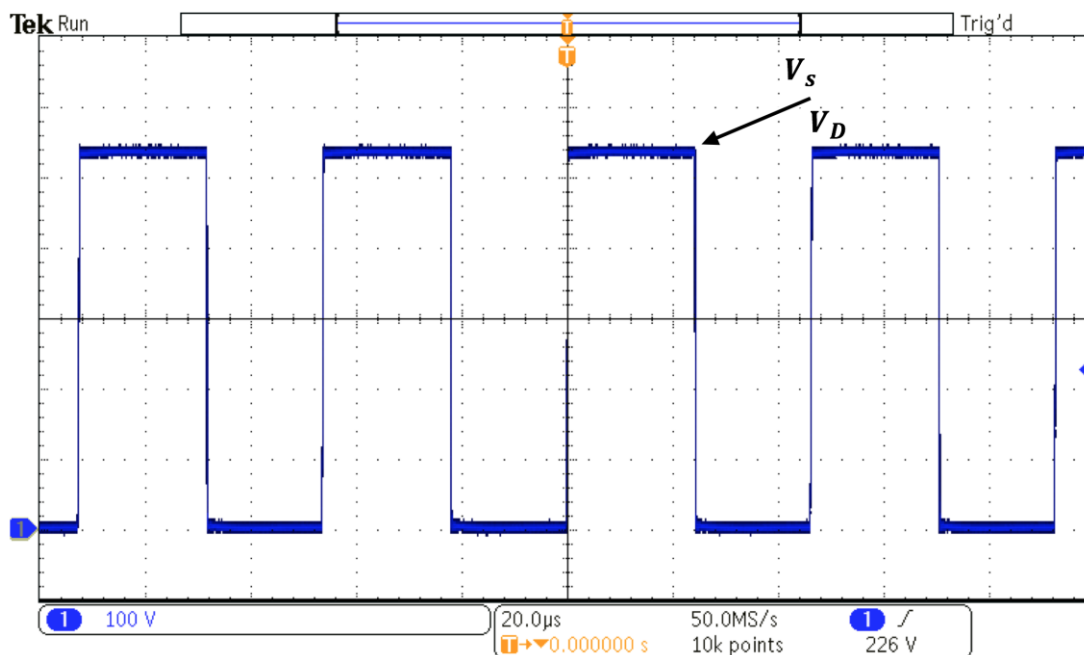
Fonte: Autoria própria.

Para esse resultado, o conversor utilizou a fonte CC que limita a sua corrente média de saída a 3,5A, conforme os cálculos e simulações, esse valor deveria ser próximo de 3,8A, portanto a potência processada pelo conversor é um pouco abaixo dos 1000W projetados. Nota-se também que a ondulação atende às expectativas previstas pela simulação e que a tensão aplicada ao indutor está de acordo com os valores teóricos de $\pm V_o/2$.

Pelos mesmos motivos apresentados na seção anterior, os esforços nos semicondutores não puderam ser medidos, exceto a tensão aplicada aos mesmos, que conforme a forma de onda teórica da Figura 26 deve ser igual a V_o e a

Figura 58 comprova tal valor.

Figura 58 – Forma de onda da tensão aplicada à chave e ao diodo, obtidas de modo experimental para o conversor operando como CC-CC.



Fonte: Autoria própria.

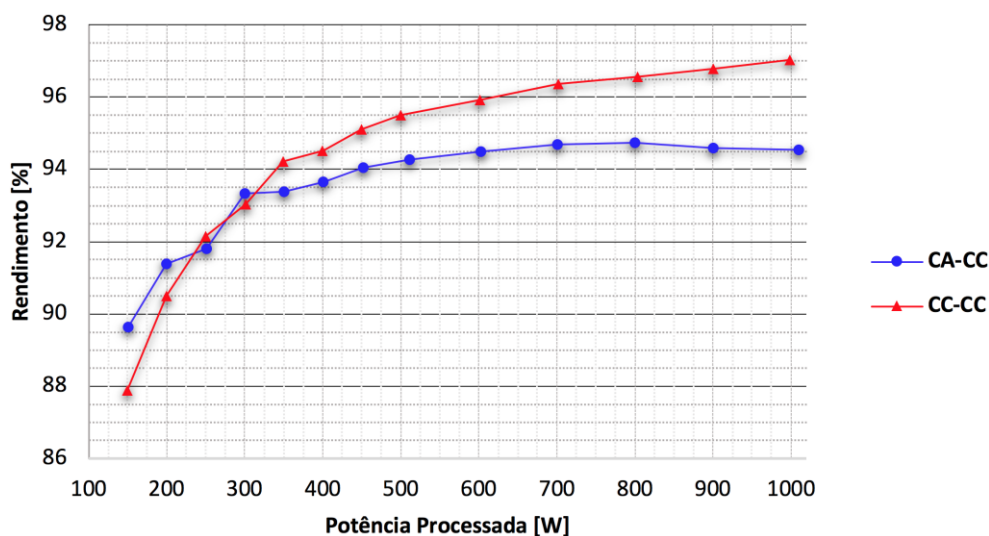
Como a capacitância adotada é muito maior que a projetada, não foi possível obter a forma de onda que apresente a ondulação da tensão de saída, que é desprezível nesse modo de operação.

4.2.3 Rendimento

Uma vez que o fator de potência pode ser considerado unitário no CA-CC e foram obtidos os resultados esperados no CC-CC, o rendimento do conversor indica as perdas nos componentes que compõem o circuito, especialmente os semicondutores e magnéticos.

A curva de rendimento do conversor, mostrada na Figura 59, foi obtida utilizando o analisador de energia modelo WT230 do fabricante *Yokogawa*[®], sendo que as medições foram realizadas utilizando o ponto médio na saída, portanto, as duas metades do barramento de saída foram somadas para obter a potência total de saída e comparada com a potência de entrada.

Figura 59 – Rendimento obtido de modo experimental para os dois modo de operação do conversor.



Fonte: Autoria própria.

Os resultados obtidos para o rendimento do conversor CA-CC estão compatíveis com os resultados apresentados por AL DUBAIKEL; ARAMCO, 2011, que compara conversores usados em UPS com e sem o uso de transformadores e apresenta a curva característica do rendimento de conversores não isolados, na qual para a potência máxima, o rendimento é de aproximadamente 94%. Também foram usados como parâmetro de comparação, os resultados obtidos por ZHAO et al., 2014, que apresenta um conversor CC-CC elevador com ponto médio na saída. Este autor, mostra a curva de rendimento do seu conversor, sendo para o melhor caso, o rendimento está próximo de 96,5% com a potência em 250W decaindo gradualmente até 95% na potência máxima do conversor que é de 500W. Nessa mesma faixa de potência, os valores obtidos nesse trabalho são semelhantes, porém demonstram um gradativo crescimento que chega a 97% na potência máxima.

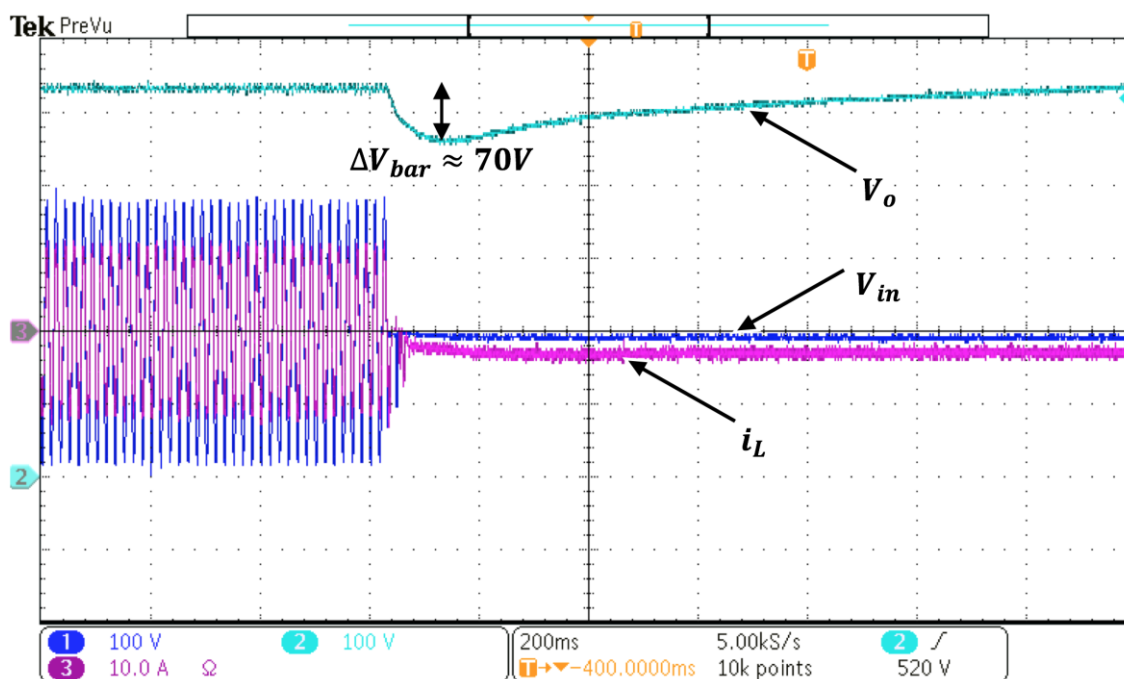
4.2.4 Troca da Fonte de Entrada

A transição entre as fontes de entrada é um momento crítico, pois ela não pode ocorrer de forma instantânea, uma vez que é necessário que a corrente no indutor se anule para efetuar a troca das fontes. O sistema de controle monitora constantemente a tensão de entrada e realiza os cálculos de valor médio e eficaz, porém, o valor eficaz da rede só pode ser calculado após ter armazenado as leituras de um ciclo completo ou de um semiciclo, se considerarmos uma senóide retificada. Assim, a lógica de controle terá um atraso mínimo de um semiciclo para identificar que a rede sofreu uma queda.

Para simular a queda de energia de rede elétrica a fonte de alimentação CA é desligada, neste instante. Assim que o controle identifica a queda da rede o programa desliga o chaveamento e inicia uma contagem de aproximadamente 4 milissegundos, tempo suficiente para zerar a corrente do indutor, em seguida, o controle atua sobre os relés de transição, colocando a fonte CC no circuito.

O tempo que o sistema fica sem nenhuma alimentação é crucial para a manutenção do barramento de saída, portanto, os intervalos dos processos foram feitos nos tempos limite de atuação dos relés e da malha de controle, evitando a queda do barramento CC, aqui chamada de ΔV_{bar} . Assim, a Figura 60 mostra a transição da fonte CA para a CC, conforme o procedimento descrito.

Figura 60 – Transição da fonte de entrada CA para CC simulando a queda da rede.

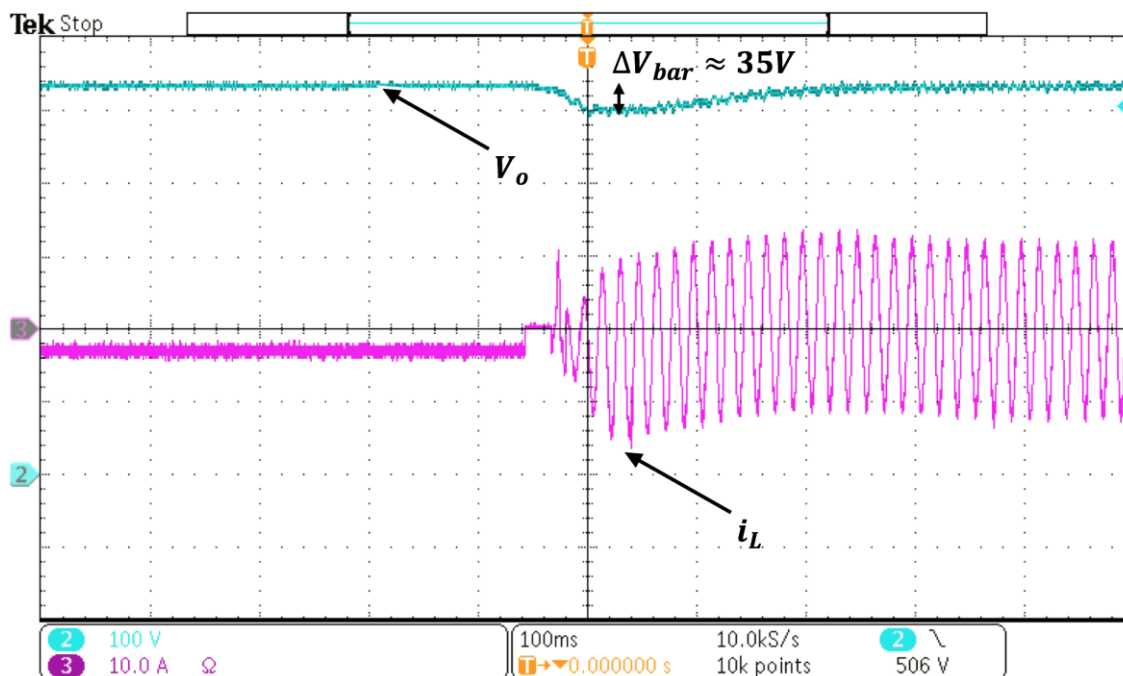


Fonte: Autoria própria.

Nota-se que ocorre um decaimento de aproximadamente 70V, o que corresponde a 13,2% da tensão de saída, e tem duração de um segundo até que a tensão recupere o seu valor nominal. Considerando que esse barramento será usado como fonte de entrada para o segundo estágio de uma UPS, o sistema de controle do inversor deve prever esse tipo de oscilação para que a tensão CA de saída não seja prejudicada.

A situação oposta a essa, é quando o circuito está sendo mantido pelo banco de baterias, aqui representado pela fonte CC, e o sistema de controle identifica que a tensão da rede voltou às condições normais de funcionamento. Essa verificação é lenta e se dá em um período de 60 ciclos de rede para que seja considerada estável a volta da fonte CA. Desse modo, o controle desliga o chaveamento e aguarda o próximo cruzamento por zero da tensão de entrada e realiza o comando dos relés para conectar a fonte ao circuito novamente. Para essa transição, o tempo que o circuito fica sem nenhuma fonte de alimentação é menor e a dinâmica para recuperar a queda do barramento é mais rápida. A Figura 61 mostra essa troca da fonte de entrada apenas com a forma de onda da corrente, para não prejudicar a visualização.

Figura 61 – Transição da fonte de entrada CC para CA simulando a queda da rede.



Fonte: Autoria própria.

Nota-se que nesse tipo de transição a queda da tensão do barramento CC é de aproximadamente 35V, o que corresponde a 6,6% da tensão de saída, e tem duração de 250 milissegundos até que a tensão recupere o seu valor nominal.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Há anos a eletrônica de potência é aplicada para desenvolver conversores estáticos que possuam alto rendimento e baixo conteúdo harmônico. A preocupação com a proteção de equipamentos sensíveis aos distúrbios da rede elétrica levou ao surgimento das fontes de alimentação ininterrupta, capazes de corrigir as possíveis falhas da rede e entregar energia com alta qualidade às cargas. O estudo sobre as UPS motivou este trabalho de pesquisa que apresentou o desenvolvimento de um conversor CA-CC dobrador de tensão *Boost Half-Bridge* integrado a um conversor CC-CC *Buck-Boost* para ser utilizado no primeiro estágio de uma UPS do tipo *Online* de dupla conversão.

Para introduzir esse estudo, foi realizada uma pesquisa na literatura, que apresenta algumas vantagens dos conversores não isolados que utilizam um ponto comum de conexão entre a fonte de entrada e o barramento de saída. Um dos principais motivos, se deve à eliminação da corrente de modo comum, reduzindo os efeitos de EMI. Além disso, os conversores que possuem a saída com ponto médio têm destaque em aplicações em UPS, por não ser necessário o uso de chaves de transferência (*Bypass*).

Como parte dos objetivos desse trabalho, a topologia proposta foi apresentada a partir do seu princípio de funcionamento e etapas de operação, tanto para a entrada CA como para a entrada CC, das quais foram obtidas as principais formas de onda do conversor, a análise matemática e levantamento das equações que regem o circuito, a fim de ser realizado o projeto dos componentes passivos e o dimensionamento dos semicondutores que compõem o circuito.

Em função das características do seu funcionamento, foi realizada a modelagem do conversor, para ambos os modos de operação, com o objetivo de se estabelecer as funções de transferência para as variáveis sensíveis às perturbações do sistema. O controle ainda foi projetado para fazer a troca das fontes de entrada, no caso de uma queda da rede elétrica atuando sobre os relés de transição.

Após o projeto e dimensionamento do conversor, foram realizadas simulações computacionais, por meio do *software* de simulação de circuitos *PSIM*[®], com o objetivo de validar a estrutura e os cálculos realizados antes da confecção de um protótipo.

Para cumprir com o último dos objetivos listados no início dessa dissertação e para a validação experimental do conversor proposto, foi implementado um protótipo que permite ser alimentado por uma fonte de tensão alternada de 127V e frequência de 60Hz, ou uma fonte de corrente contínua de 265V, para processar a potência de 1kW. Como saída, a estrutura fornece uma tensão de 530V em corrente contínua para o link CC de uma UPS.

Os resultados obtidos por simulação e de forma experimental foram apresentados de forma individual e comparativa para ambos os modos de operação, destacando os pontos de maior relevância do conversor como por exemplo a corrente de entrada, que apresentou uma forma de onda com baixa ondulação de alta frequência, baixa taxa de distorção harmônica e em fase com a tensão, garantindo um fator de potência unitário e fazendo com que o conversor seja aceito pelas principais normas que regulamentam a injeção de harmônicos na rede elétrica. Outro destaque dessa topologia é o uso de apenas um único dispositivo semicondutor para cada etapa de funcionamento, que resulta em um rendimento acima de 94% para a operação com entrada CA e chega a 97% para a entrada CC, demonstrando a viabilidade funcional da estrutura para a qual foi projetada.

Os testes também foram realizados para demonstrar o comportamento do conversor quando há uma falha da rede elétrica e ocorre a transição da fonte de entrada, observando a variação da tensão no barramento de saída causada pela troca. A substituição da rede pela fonte CC demanda mais tempo, pois é necessário que o sistema de controle identifique a queda da rede e ainda aguarde a extinção da corrente no indutor, fazendo com que a redução da tensão do barramento seja significativa, aproximadamente 70V. Já a troca inversa, ou seja, o retorno da rede, é mais rápida e de menor impacto ao barramento. Em ambos os casos, foram executadas as trocas com segurança para evitar stress nos contatos dos relés e para garantir a dinâmica das malhas de controle.

Ao final dos testes, a topologia proposta se mostrou viável, uma vez que atendeu a todos os objetivos do projeto e demonstra ter grande apelo por se tratar de uma estrutura simples e robusta, que utiliza um número pequeno de semicondutores. Porém, apesar de contar com um único banco de baterias, o conversor ainda exige que este possua uma tensão elevada, o que pode ser visto como impeditivo em produtos comerciais. A partir dos resultados dessa pesquisa, algumas recomendações de melhorias e novas pesquisas podem ser realizadas em trabalhos futuros.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Conforme apresentado, o conversor estudado pertence ao primeiro estágio de um sistema UPS, sendo assim, é possível continuar esse trabalho realizando a conexão do link CC produzido, a um conversor do tipo CC-CA, ou inversor, para se obter uma estrutura UPS completa.

O uso de um ponto médio no barramento de saída exige um banco de baterias muito grande para a potência processada, isso se deve à relação de ganho entre a tensão de entrada e de saída, pois o conversor sendo do tipo dobrador de tensão, a saída deve ser no mínimo o dobro da entrada. Como consequência, o conversor CA-CC *Boost* opera em uma região desfavorável, com um ganho estático próximo da unidade e uma razão cíclica com uma estreita faixa de operação, desse modo, é necessário realizar um estudo de estratégias com baixos esforços de controle para permitir a redução do banco de baterias sem que ocorra a saturação da razão cíclica.

Por fim, ficou claro que o tempo necessário para a entrada da fonte CC é longo e causou um decaimento significativo na tensão do barramento, por isso é importante testar diferentes técnicas de monitoramento da tensão da rede e realizar a troca com mais rapidez. Outra sugestão é aumentar a capacitância de saída, para manter o barramento constante por mais tempo, e verificar se há consequências negativas para essa alteração. Além dessas soluções, também é possível verificar a possibilidade de manter o banco de baterias constantemente acoplado ao conversor, de modo que no funcionamento do mesmo como retificador seja aproveitado para operar como carregador das baterias eliminando tempo de transição entre as fontes e o uso de carregadores externos, tipicamente usado nesses sistemas.

REFERÊNCIAS

- AAMIR, M.; MEKHILEF, S. **An Online Transformerless Uninterruptible Power Supply (UPS) System With a Smaller Battery Bank for Low-Power Applications**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 32, n. 1, p. 233–247, jan. 2017.
- ADABI, J. et al. **Leakage current and common mode voltage issues in modern AC drive systems**. 2007 Australasian Universities Power Engineering Conference. Anais...IEEE, dez. 2007Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/4548097/>>
- AL DUBAIKEL, F.; ARAMCO, S. **Comparison between transformer-based Vs. transformer-less UPS systems**. 2011 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications. Anais...IEEE, set. 2011Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6108690/>>
- BADSTUEBNER, U.; BIELA, J.; KOLAR, J. W. **An optimized, 99% efficient, 5 kW, phase-shift PWM DC-DC converter for data centers and telecom applications**. The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -. Anais...IEEE, jun. 2010Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5543337/>>
- BARBI, I. **Semicondutores de Potência no Brasil**. SOBRAEP, 2013.
- BARBI, I. **Conversores monofásicos bidirecionais com correção ativa do fator de potência**. Florianópolis: [s.n.]. Disponível em: <<http://ibepe.org/download/conversores-monofasicos-bidirecionais-com-correcao-ativa-do-fator-de-potencia/>>.
- BARBI, I. **Modelagem de Conversores CC-CC Empregando Modelo Médio em Espaço de Estados**. Florianópolis: [s.n.].
- BISHNOI, H. et al. **Analysis of EMI Terminal Modeling of Switched Power Converters**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 27, n. 9, p. 3924–3933, set. 2012.
- BRANCO, C. G. C. et al. **A Nonisolated Single-Phase UPS Topology With 110-V/220-V Input–Output Voltage Ratings**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 55, n. 8, p. 2974–2983, ago. 2008.
- CARLE, R. H. **UPS applications: a mill perspective**. IEEE Industry Applications Magazine, v. 1, n. 6, p. 12–17, 1995.
- CHOI, W.-Y.; YANG, M.-K. **Transformerless Line-Interactive UPS With Low Ground Leakage Current**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 65, n. 12, p. 9468–9477, dez. 2018.
- CORTEZ, D. F. **Família de retificadores PWM unidirecionais três-níveis híbridos a capacitor chaveado com elevado fator de potência**. [s.l.] Universidade Federal de Santa Catarina, 2015.

FERNANDES, L. G.; ROMANELI, E. F. R.; GULES, R. **A half-bridge doubler boost operating as AC-DC and DC-DC converter**. 2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications, INDUSCON 2016, p. 2–9, 2017.

GU, Y. et al. **Transformerless Inverter With Virtual DC Bus Concept for Cost-Effective Grid-Connected PV Power Systems**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 28, n. 2, p. 793–805, fev. 2013.

GUERRERO, J. M.; GARCIA DE VICUNA, L.; UCEDA, J. **Uninterruptible power supply systems provide protection**. IEEE Industrial Electronics Magazine, v. 1, n. 1, p. 28–38, 2007.

GUILLARDI JUNIOR, H.; AMARAL SERNI, P. J. **A review of project of the controllers for an UPS**. IEEE Latin America Transactions, v. 16, n. 2, p. 314–321, fev. 2018.

HIRACHI, K. et al. **Development of UPS using new type of circuits**. Proceedings of Intelec 94. Anais...IEEE, 1994Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/396585/>>

HIRACHI, K.; NAKAOKA, M. **UPS circuit configuration incorporating buck-boost chopper circuit with two magnetically coupled coils**. Electronics Letters, v. 39, n. 18, p. 1345, 2003.

JOG, S.; CHATURVEDI, N.; CHITNIS, S. **Electromagnetic Compatibility of Energy Efficient EMI Standards**. International Conference on Energy Systems and Applications (ICESA), n. Icesa, p. 700–705, 2015.

KAMRAN, F.; HABETLER, T. G. **A novel on-line UPS with universal filtering capabilities**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 13, n. 3, p. 410–418, maio 1998.

LI, W. et al. **Topology Review and Derivation Methodology of Single-Phase Transformerless Photovoltaic Inverters for Leakage Current Suppression**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 62, n. 7, p. 4537–4551, jul. 2015.

NAMI, A.; ZARE, F.; GHOSH, A. **EMI issues in high power and high level diode-clamped converters**. 2009 Electromagnetic Compatibility Symposium Adelaide. Anais...IEEE, set. 2009Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5349772/>>

NASIRI, A.; HAMIDI, S. A. **Uninterruptible Power Supplies**. In: Power Electronics Handbook. 4. ed. [s.l.] Elsevier, 2018. v. 7p. 641–657.

PACHECO, V. M. et al. **An online no-break with power factor correction and output voltage stabilization**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 20, n. 5, p. 1109–1117, 2005.

POMILIO, J. A. **Normas Relativas a Fator de Potência e Distorção Harmônica**. O Setor Elétrico, p. 18–23, 2006.

RASMUSSEN, B. N. **The Different Types of UPS Systems**. p. 1–9, [s.d.].

VAN DER BERG, M.; FERREIRA, J. A. **A family of low EMI unity power factor converters.** IEEE Transactions on Power Electronics, v. 13, n. 3, p. 547–555, maio 1998.

WEN-JUNG HO; MU-SHEN LIN; WU-SHIUNG FENG. **Common-neutral-type AC/DC/AC topologies with PFC pre-regulator.** Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems. Anais...IEEE, mar. 2018Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8341037/>>

WESTOBY, M. **Three of a kind.** Nature, v. 317, n. 6035, p. 281–281, set. 1985.

WHITAKER, B. et al. **A High-Density, High-Efficiency, Isolated On-Board Vehicle Battery Charger Utilizing Silicon Carbide Power Devices.** IEEE Transactions on Power Electronics, v. 29, n. 5, p. 2606–2617, maio 2014.

WOSNIAK, I. **Retificador pfc half bridge com elevado fator de potência.** [s.l.] Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2017.

XIE, L. et al. **Shielding-Cancelation Technique for Suppressing Common-Mode EMI in Isolated Power Converters.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 62, n. 5, p. 2814–2822, maio 2015.

YAZDANI, M. R.; FARZANEHFARD, H.; FAIZ, J. **EMI Analysis and Evaluation of an Improved ZCT Flyback Converter.** IEEE Transactions on Power Electronics, v. 26, n. 8, p. 2326–2334, ago. 2011.

ZHAO, Y. et al. **Single-Phase High Step-up Converter With Improved Multiplier Cell Suitable for Half-Bridge-Based PV Inverter System.** IEEE Transactions on Power Electronics, v. 29, n. 6, p. 2807–2816, jun. 2014.