

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO CARLOS
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Mauricio Taconelli

**Análise, modelagem e controle de um
conversor CC-CC, não isolado, elevador
entrelaçado - abaixador, para conexão
de sistemas fotovoltaicos na rede
monofásica**

Mauricio Taconelli

**Análise, modelagem e controle de um
conversor CC-CC, não isolado, elevador
entrelaçado - abaixador, para conexão
de sistemas fotovoltaicos na rede
monofásica**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Exatas e de Tecnologia da Universidade Federal de São Carlos, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Elétricos e Eletrônicos

Orientador: Prof. Dr. Amilcar Flamarion Querubini Gonçalves

Coorientador: Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado

São Carlos

2021



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO CARLOS

Centro de Ciências Exatas e de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Folha de Aprovação

Defesa de Dissertação de Mestrado do candidato Mauricio Taconelli, realizada em 31/05/2021.

Comissão Julgadora:

Prof. Dr. Amilcar Flamarion Querubini Gonçalves (UFSCar)

Prof. Dr. Rafael Fernando Quirino Magossi (CEFET/RJ)

Prof. Dr. Guilherme Henrique Favaro Fuzato (IFSP)

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

O Relatório de Defesa assinado pelos membros da Comissão Julgadora encontra-se arquivado junto ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Agradecimentos

Aos meus familiares pelo apoio e confiança durante minha jornada.

À Fernanda pela companhia, incentivo e carinho durante todo o período do meu mestrado.

Ao professor Dr. Amilcar Flamarion Querubini Gonçalves pela orientação técnica e científica e pelos conselhos dados durante o desenvolvimento dessa dissertação.

Ao professor Dr. Ricardo Quadros Machado por ter aceitado ser coorientador e por toda sua assistência.

Aos colegas de mestrado da Universidade Federal de São Carlos por todo o companheirismo e suporte.

Por fim, à Universidade Federal de São Carlos e todos professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica que de alguma forma colaboraram para a realização dessa dissertação.

Resumo

TACONELLI, M.(2021). Análise, modelagem e controle de um conversor CC-CC, não isolado, elevador entrelaçado - abaixador, para conexão de sistemas fotovoltaicos na rede monofásica. Dissertação de Mestrado - Universidade Federal de São Carlos - UFSCar, 2021.

A crescente incorporação de fontes alternativas de energia ao sistema elétrico, a despeito de suas vantagens, suscita uma ampla gama de novos desafios, e é nessa conjuntura que os dispositivos de eletrônica de potência passam a desempenhar um papel fundamental. Com base nessa consideração, essa dissertação analisou um modelo de conversor CC-CC derivado do conversor *Boost interleaved* em série com conversor *Buck* que pode operar como um conversor elevador ou como um conversor abaixador para aplicações em sistemas fotovoltaicos conectados à rede por meio de um inversor desdobrador ponte-H. Assim, os princípios de operação, a configuração do circuito e a modelagem em espaço de estados do conversor serão apresentados para cada modo de operação. Posteriormente, a metodologia para dimensionamento dos elementos passivos é apresentada e, em seguida, são realizadas análises relacionadas a influência das perdas desses elementos no ganho do conversor. Subsequentemente, o sistema de controle para o sistema conectado à rede elétrica foi projetado baseado no conceito de *time-sharing* e, portanto, apenas um dos estágios de alta frequência opera por vez. Finalmente, simulações são realizadas, para diferentes cenários de operação, com o objetivo de verificação de desempenho e validação do modelo teórico proposto.

Palavras-chave: Conversores CC-CC. Conversor elevador entrelaçado. Conversor abaixador. Eletrônica de potência. Energia fotovoltaica. Fontes alternativas de energia. Geração distribuída de energia. Inversor conectado à rede.

Abstract

TACONELLI, M. (2021). Analysis, modeling and control of a DC-DC converter, non-isolated, interleaved step-up - step-down, for single-phase grid-connected photovoltaic systems. Master's Dissertation - Federal University of São Carlos - UFSCar, 2021.

The increasing incorporation of alternative energy sources into the electrical system, despite its advantages, raises a wide range of new challenges, and it is in this context that power electronics devices start to play a fundamental role. Based on this consideration, this dissertation analyzed a model of DC-DC converter derived from the Interleaved Boost converter cascaded with Buck converter which can operate as step-up or as step-down converter for applications in photovoltaic grid-tie systems through a unfolding inverter. Thus, the principles of operation, circuit configuration and modeling in state space of the converter will be presented for each mode of operation. Subsequently, the methodology for dimensioning the passive elements is presented and, then, analyzes related to the influence of the losses of these elements on the converter gain are performed. Thereafter, the control architecture for the system connected to the power grid was designed based on the concept of *time-sharing* and, therefore, only one of the high frequency stages of the operation at a time. Finally, simulations are carried out, for different operating scenarios, with the objective of verifying performance and validating the proposed theoretical model.

Keywords: DC-DC converters. Boost interleaved converter. Buck converter. Power electronics. Photovoltaic energy. Alternative sources of energy. Distributed generation. Grid tie inverter.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Capacidade instalada de energia renovável no mundo	22
Figura 2 – Capacidade instalada de energia solar no Brasil	22
Figura 3 – Esquema geral de um sistema fotovoltaico conectado à rede	23
Figura 4 – Efeito fotovoltaico em uma célula solar.	29
Figura 5 – Modelo de diodo único.	30
Figura 6 – Modelo de diodo duplo.	31
Figura 7 – Curvas características de um painel fotovoltaico.	32
Figura 8 – Curvas (a) I-V e (b) P-V com variação de irradiação.	32
Figura 9 – Curvas (a)I-V e (b) P-V com variação de temperatura.	33
Figura 10 – MPPT Perturba e Observa.	35
Figura 11 – Curvas P-V.	35
Figura 12 – MPPT Condutância Incremental.	36
Figura 13 – Configurações de sistemas fotovoltaicos.	38
Figura 14 – Sistema fotovoltaico isolado.	39
Figura 15 – Sistemas conectados à rede.	40
Figura 16 – Conversor <i>Buck</i>	47
Figura 17 – Conversor <i>Boost</i>	47
Figura 18 – Conversor <i>Buck-Boost</i>	48
Figura 19 – Conversor <i>Cúk</i>	48
Figura 20 – Conversor <i>SEPIC</i>	49
Figura 21 – Conversor <i>Zeta</i>	50
Figura 22 – Topologia <i>Boost</i> com emprego de células multiplicadoras de tensão. . .	51
Figura 23 – Topologia <i>Boost</i> com emprego de N células multiplicadoras de tensão. .	52
Figura 24 – Exemplos de conversores com indutores acoplados (a) <i>Boost</i> (b) <i>Buck-Boost</i>	53
Figura 25 – Dois conversores <i>Boost</i> cascadeados.	54
Figura 26 – Conversor <i>Boost</i> Quadrático.	55

Figura 27 – Conversor <i>Boost</i> quadrático com capacitores chaveados.	55
Figura 28 – Conversor <i>Boost</i> entrelaçado.	56
Figura 29 – Conversor <i>Boost</i> entrelaçado com células de multiplicação de tensão.	57
Figura 30 – Conversores <i>Boost</i> entrelaçados cascateados.	57
Figura 31 – Conversor <i>Boost</i> chave fechada.	60
Figura 32 – Conversor <i>Boost</i> chave aberta.	60
Figura 33 – Controle de tensão para um conversor <i>Buck</i>	63
Figura 34 – Controle de corrente de (a) pico e (b) vale para um conversor <i>Buck</i>	64
Figura 35 – Controle de corrente média para um conversor <i>Buck</i>	65
Figura 36 – Conversor <i>Boost-Buck</i>	69
Figura 37 – Conversor <i>Boost-Buck</i> conectado a rede monofásica	70
Figura 38 – Conversor <i>Boost</i> entrelaçado cascateado com <i>Buck</i> conectado à rede monofásica	71
Figura 39 – Princípio de funcionamento	71
Figura 40 – Operação do conversor na região <i>Buck</i>	72
Figura 41 – Operação do conversor na região <i>Boost</i>	72
Figura 42 – Conversor equivalente para a primeira etapa	73
Figura 43 – Conversor equivalente para a segunda etapa	75
Figura 44 – Comparação entre a resposta do modelo matemático e do circuito (a) corrente no indutor L_1 , (b) corrente no indutor L_2 , (c) Corrente no indutor L_3 , (d) tensão no capacitor V_{C1} e (e) tensão no capacitor V_{C2}	81
Figura 45 – Comparação entre a resposta em frequência do modelo matemático e do circuito (a) $G_i = \frac{\hat{i}_i(s)}{\hat{d}(s)}$, (b) $G_{fv} = \frac{v_{fv}(s)}{\hat{d}(s)}$	82
Figura 46 – Intervalos de chaveamento do conversor para a operação <i>Boost</i>	83
Figura 47 – Circuito equivalente para a primeira etapa	84
Figura 48 – Conversor equivalente para a segunda etapa	86
Figura 49 – Conversor equivalente para a quarta etapa	88
Figura 50 – Comparação entre a resposta do modelo matemático para $d < 0,5$ e do circuito (a) corrente no indutor L_1 , (b) corrente no indutor L_2 , (c) corrente no indutor L_3 , (d) tensão no capacitor V_{C1} e (e) tensão no capacitor V_{C2}	94
Figura 51 – Comparação entre a resposta do modelo matemático para $d > 0,5$ e do circuito (a) corrente do indutor L_1 , (b) corrente no indutor L_2 , (c) corrente no indutor L_3 , (d) tensão no capacitor V_{C1} e (e) tensão no capacitor V_{C2}	95
Figura 52 – Comparação entre a resposta em frequência do modelo matemático e do circuito (a) $G_i = \frac{\hat{i}_i(s)}{\hat{d}(s)}$, (b) $G_{fv} = \frac{v_{fv}(s)}{\hat{d}(s)}$	96
Figura 53 – Forma de onda genérica do Indutor L1	100
Figura 54 – Forma de onda genérica dos Indutor L3	101

Figura 55 – Linearização curva IxV	103
Figura 56 – Equivalente de Thévenin para painel fotovoltaico	104
Figura 57 – Efeito da carga conectada no ganho do conversor	105
Figura 58 – Efeito das resistências parasitas dos indutores no ganho do conversor	106
Figura 59 – Efeito das resistências das chaves semicondutoras no ganho do conversor	106
Figura 60 – Efeito no ganho do conversor devido a resistência do capacitor C_1	107
Figura 61 – Efeito da resistência do capacitor C_2 no ganho do conversor	107
Figura 62 – Resposta em frequência da planta de corrente para o modo <i>Boost</i>	110
Figura 63 – Malha de controle de corrente.	110
Figura 64 – Diagrama de bode da malha aberta de corrente após inclusão de compensador	111
Figura 65 – Malha de controle em cascata.	112
Figura 66 – Diagrama de Bode de malha em cascata aberta (linha azul tracejada) e malha fechada (linha vermelha) de controle após a inclusão dos compensadores.	113
Figura 67 – Estrutura de um PLL	114
Figura 68 – Diagrama de blocos do PLL	114
Figura 69 – Diagrama de pequenos sinais para o PLL	115
Figura 70 – Diagrama de controle para o PLL	116
Figura 71 – Modulação do estágio CC-CC do conversor.	117
Figura 72 – Malha completa de controle para o conversor	117
Figura 73 – Esquema completo implementado no <i>PSIM</i>	118
Figura 74 – Acionamento das chaves do conversor	119
Figura 75 – Modulação do conversor	120
Figura 76 – Tensão no capacitor intermediário C_2	120
Figura 77 – Arranjo fotovoltaico: (a) Variação de irradiação, (b) Variação da potência, (c) Variação de tensão e (d) Variação de corrente	121
Figura 78 – Perfil de corrente no lado CA: (a) Corrente na saída do inversor, (b) Corrente na carga (conectada ao sistema em $t = 4,0$ s.	121
Figura 79 – Corrente: (a) indutor L_3 , (b) Corrente na saída do inversor.	122
Figura 80 – (a) Tensão na rede elétrica (b) Corrente CA (saída do inversor), corrente na carga e corrente da rede.	122
Figura 81 – FFT dos sinais de corrente L_3 e corrente C_a	123
Figura 82 – Transferência de potência do sistema	123
Figura 83 – Correntes na saída do inversor, na carga e na rede antes e após o chaveamento da carga	124
Figura 84 – Correntes na saída do inversor, na carga e na rede	124
Figura 85 – Comparação da tensão (escala 1:10) no ponto de conexão contra as correntes na saída do inversor, na carga e na rede	125

Figura 86 – Correntes na saída do inversor, na carga e na rede	125
Figura 87 – Tensão na rede com elevação de tensão entre $t=1s$ e $t=1,5s$	126
Figura 88 – (a) Corrente na saída do inversor e atuação das chaves do estágio de alta frequência em torno de (b) $t = 1 s$ e (c) $t = 1.5 s$	126
Figura 89 – Correntes no indutor L_3 e na saída do inversor (a) antes e (b) depois da elevação de tensão.	127
Figura 90 – Potência do conjunto fotovoltaico e da rede em ensaio com elevação de tensão	127
Figura 91 – Tensão na rede com afundamento de tensão entre $t=1s$ e $t=1,5s$	128
Figura 92 – (a) Corrente na saída do inversor para situação de diminuição da tensão da rede e atuação das chaves do estágio de alta frequência em torno de (b) $t = 1 s$ e (c) $t = 1,5 s$	129
Figura 93 – Correntes no indutor L_3 e na saída do inversor (a) antes e (b) depois do afundamento de tensão.	130
Figura 94 – Potência do conjunto fotovoltaico e da rede em ensaio com elevação de tensão	130
Figura 95 – Operação quando tensão de entrada é maior do que a tensão da rede: (a) Tensão da rede e tensão dos painéis e (b) Chaveamento do estágio de alta frequência.	131
Figura 96 – Tensão no capacitor intermediário, corrente do indutor L_3 e corrente na saída do inversor.	131
Figura 97 – Operação com menos painéis conectados: (a) Tensão da rede e tensão dos painéis e (b) Chaveamento do estágio de alta frequência.	132
Figura 98 – Tensão no capacitor intermediário, corrente do indutor L_3 e corrente na saída do inversor.	132

Lista de tabelas

Tabela 1 – Requisitos para conexão de geração distribuída à rede elétrica.	42
Tabela 2 – Comparação entre as topologias clássicas não isoladas	50
Tabela 3 – Parâmetros validação	80
Tabela 4 – Modos de operação para $d < 0,5$	83
Tabela 5 – Modos de operação para $d > 0,5$	83
Tabela 6 – Modos de operação	90
Tabela 7 – Parâmetros do painel modelo CS6U-340M	102
Tabela 8 – Parâmetros para o arranjo fotovoltaico	102
Tabela 9 – Parâmetros para o projeto	104
Tabela 10 – Componentes para o projeto	104
Tabela 11 – Parâmetros dos controladores para a malha interna	111
Tabela 12 – Parâmetros dos controladores para a malha externa	113
Tabela 13 – Parâmetros do controlador PLL	116

Lista de abreviaturas e siglas

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnica
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
IRENA	Internacional Renewable Energy Agency
IEA	Internacional Energy Agency
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
PMP	Ponto de Máxima Potência
PV	Painel Fotovoltaico
P&O	Método Perturbe e Observe
PI	Controlador Proporcional-integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>

Sumário

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	Justificativa e Motivações	21
1.2	Objetivo Geral	24
1.3	Objetivos Específicos	24
1.4	Organização do Texto	24
2	SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	27
2.1	Introdução	27
2.2	Modelos para Células Fotovoltaicas	30
2.2.1	Modelo de diodo único	30
2.2.2	Modelo de diodo duplo	31
2.3	Curvas I-V e P-V	31
2.4	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência	33
2.5	Configurações de Sistemas Fotovoltaicos	37
2.6	Tipos de Sistemas Fotovoltaicos	39
2.6.1	Sistemas fotovoltaico isolados	39
2.6.2	Sistemas fotovoltaico conectado à rede	40
2.6.3	Sistemas híbridos	40
2.7	Requisitos para Conexão de Sistemas Fotovoltaicos à Rede Elé- trica	41
2.8	Considerações Finais	42
3	CONVERSORES CC-CC	45
3.1	Classificação	45
3.1.1	Conversores CC-CC isolados	46
3.1.2	Conversores CC-CC não-isolados	46
3.2	Elaboração de Novas Topologias	50

3.2.1	Células multiplicadoras de tensão	51
3.2.2	Capacitor chaveado	52
3.2.3	Acoplamento magnético	53
3.2.4	Conversores multiestágios	53
3.3	Modelagem de Conversores CC-CC	58
3.4	Controle de Conversores CC-CC	62
3.5	Considerações Finais	65
4	TOPOLOGIA <i>BOOST-BUCK</i>	67
4.1	Escolha de Topologia de Conversor	67
4.2	Conversor <i>Boost-Buck</i>	68
4.3	Apresentação da Topologia	70
4.3.1	Operação no modo Buck	73
4.3.2	Operação no modo <i>Boost</i>	82
4.4	Considerações Finais	95
5	ANÁLISE DO CONVERSOR	97
5.1	Ganho de Tensão do Conversor	97
5.2	Dimensionamento dos Elementos Passivos	99
5.3	Modelo do Conjunto Fotovoltaico	102
5.4	Análise Gráfica	104
5.5	Considerações Finais	108
6	RESULTADOS SIMULADOS	109
6.1	Projeto dos Controladores	109
6.1.1	Controle de corrente	110
6.1.2	Controle em cascata de tensão e corrente	112
6.2	Algoritmo de Sincronização	113
6.3	Modulação do Estágio CC-CC	116
6.4	Resultados Simulados	119
6.4.1	Ensaio com carga resistiva	119
6.4.2	Ensaio com carga indutiva	123
6.4.3	Ensaio com variações de tensão na rede	125
6.4.4	Ensaio para diferentes valores de tensão de entrada	128
6.5	Considerações Finais	131
7	CONCLUSÕES E CONTINUIDADE DO TRABALHO	135
7.1	Conclusões	135
7.2	Trabalhos Futuros	136
	REFERÊNCIAS	137

Capítulo 1

Introdução

Após as sucessivas crises do petróleo ocorridas na década de 1970, os investimentos em pesquisa e desenvolvimento relacionados as fontes alternativas de energia cresceram de forma bastante significativa, tendo como principal objetivo a redução dos custos dessas tecnologias e, conseqüentemente, diminuir a dependência de combustíveis fósseis e da volatilidade do mercado. A partir da década de 1980, uma nova preocupação surge: as mudanças climáticas provocadas pelo aquecimento global e, nesse cenário, as fontes energéticas renováveis passaram a despertar um interesse internacional ainda maior. Assim, é possível observar que o setor elétrico mundial passou a desencadear nas últimas décadas um processo de descentralização, descarbonização e democratização (GREEN, 2016). Este processo de transição do sistema tem sido alavancado pela convergência de uma série de fatores (HIRSCH; PARAG; GUERRERO, 2018), tais como:

- Crescente adoção de fontes alternativas de energia, motivada pela redução de custos devido a melhoria da tecnologia e pela busca de se reduzir as emissões de gases do efeito estufa oriundos da queima de combustíveis fósseis.
- Aumento da demanda energética e, portanto, necessidade de redução de custos de produção, transmissão e distribuição da energia.
- Exigência natural de substituição da antiga infraestrutura de rede para uma mais moderna o que, conseqüentemente, gera uma redução nas perdas no sistema.
- Necessidade de melhoria da resiliência, confiabilidade e qualidade de energia do sistema.
- Procura de uma alternativa economicamente viável para o fornecimento de eletricidade as áreas que não estão conectadas ao sistema elétrico.

No Brasil, por meio da Lei Federal nº 10.438 de 2002, foi implantado o Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica, o PROINFA. O principal objetivo desse programa é aumentar a participação da geração de energia por meio de produtores autônomos, não autônomos e independentes. Posteriormente, em 2015, O Ministério de Minas e Energia (MME) apresentou o Programa de Desenvolvimento da Geração Distribuída de Energia Elétrica (ProGD), visando ampliar as atividades de incentivo à geração de energia pelos próprios consumidores, a partir de fontes de energia renovável, como a solar fotovoltaica.

No contexto de geração distribuída, inúmeras fontes e tecnologias podem ser consideradas, tais como: a solar fotovoltaica e a eólica (renováveis) ou gás natural e motores a diesel (não renováveis). Além disso, os sistemas de armazenamento de energia, como as baterias, também são componentes importantes nessa estrutura. Após os incentivos governamentais e a normatização da geração distribuída, o Brasil passou a encarar um aumento expressivo de fontes renováveis conectadas a rede elétrica, chegando a uma potência instalada superior a 1 GW em meados de 2019, sendo que a fonte solar fotovoltaica representou aproximadamente 870 MW desse total (ANEEL, 2020).

A incorporação de geração distribuída à rede elétrica acarreta vantagens econômicas e ambientais como, a redução das perdas elétricas, aumento na confiabilidade, eficiência e qualidade de energia, a postergação ou a redução de investimentos em infraestrutura de grandes sistemas de geração, transmissão e distribuição além de auxiliar na diversificação da matriz energética (ADEFARATI; BANSAL, 2016).

No entanto, a inserção de fontes alternativas e, de modo consequente, o aumento no número de conversores conectados na rede, pode produzir impactos negativos relacionados a operação do sistema e da qualidade de energia elétrica, sendo que a relevância destes impactos é diretamente proporcional ao grau de penetração dessas fontes. Entre os principais impactos causados devido a conexão de geradores distribuídos na rede elétrica estão as alterações dos níveis de tensão, a existência de transitórios em consequência das operações de chaveamento dos conversores e a alteração dos níveis de curto-circuito e de estabilidade do sistema (WALLING et al., 2008; COSTER et al., 2011).

Por outro lado, o uso racional e eficiente dos conversores pode melhorar efetivamente a segurança, a estabilidade e o nível de operação da rede elétrica (WANG; BLAABJERG, 2019). Portanto, é possível concluir que a eletrônica de potência é um dos componentes críticos para o controle e gerenciamento do fluxo de energia e eficiência do sistema elétrico.

No que se refere aos conversores CC-CC, tema de interesse desta dissertação, as topologias clássicas apresentam um alto grau de amadurecimento e são uma solução interessante para diversas aplicações onde não é necessário a presença de conversores mais complexos capazes de atingir elevados ganhos. Entretanto, tais topologias apresentam limitações, por exemplo, em relação ao ganho de tensão e eficiência. Para solucionar essas adversidades, diversas técnicas podem ser utilizadas para o desenvolvimento de novas topologias

de conversores a partir das topologias clássicas (FOROUZESH et al., 2017). As principais técnicas utilizadas para esse desenvolvimento são: cascadeamento, entrelaçamento, incorporação de células de multiplicação de tensão, capacitores chaveados e acoplamento magnético. A escolha de qual técnica deverá ser aplicada depende dos objetivos a serem alcançados, uma vez que cada técnica apresenta características próprias e aplicações adequadas para determinadas situações.

1.1 Justificativa e Motivações

Nas últimas décadas é possível observar um aumento de pesquisas relacionadas aos sistemas de geração distribuída, microrredes, redes inteligentes e suas implicações (XINGHUO et al., 2011; PARHIZI et al., 2015; GAGWARI; BHATIA, 2015; HIRSCH; PARAG; GUERRERO, 2018; VASILAKIS et al., 2020). Um dos motivos principais para o incremento do interesse em geração distribuída é a possibilidade de integrar ao sistema diversas fontes alternativas de energia elétrica (VILLALVA, 2010). Uma outra explicação que corrobora com esse crescimento é o surgimento do interesse pelos benefícios possibilitados pela utilização de microrredes e, conseqüentemente, a implementação de redes inteligentes. Dentro dessa perspectiva de crescimento, os dispositivos relacionados a área de eletrônica de potência apresentam um importante papel.

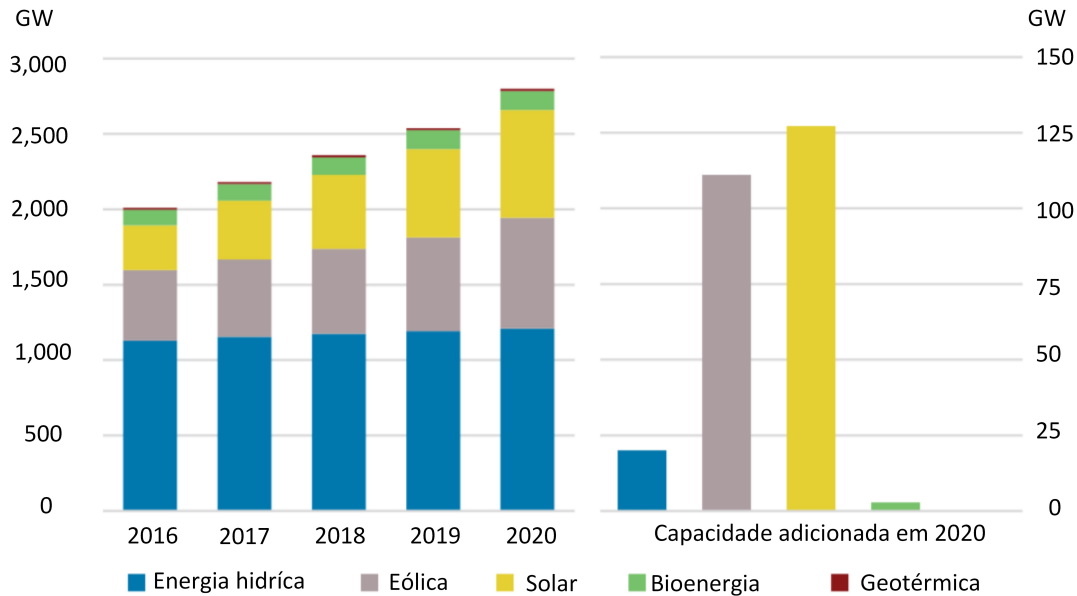
Em sistemas de geração distribuída pode-se encontrar diferentes fontes, como: painéis fotovoltaicos, células a combustível, aerogeradores, podendo haver com algumas delas a combinação com sistemas armazenadores de energia. Entre os diversos tipos de fontes alternativas de energia, as fontes fotovoltaicas são aquelas que tem experimentado um maior crescimento mundial devido a fatores como a redução dos custos de produção e aumento da eficiência dos painéis (OBEIDAT, 2018).

Ao final de 2020, a capacidade instalada de energia solar no mundo era de 713,97 GW, sendo 707,495 GW gerados através de painéis fotovoltaicos e 6,475 GW por meio da utilização da tecnologia de concentradores solares. Para efeito de comparação, em 2015 a capacidade instalada de energia solar era de 222 GW, sendo 217,2 GW provenientes de painéis fotovoltaicos e 4,8 GW de concentradores solares (IRENA, 2021). A previsão da Agência Internacional de Energia (IEA) é de que a energia solar poderá representar aproximadamente 11% da oferta de energia elétrica mundial até o ano de 2050. A Figura 1 mostra a capacidade instalada de energia de fontes renováveis no mundo. Destaca-se a crescente presença de energia solar.

Em relação ao Brasil, a capacidade instalada de energia solar distribuída, ao fim de 2020, era de 4,376 GW. Soma-se a essa parcela, a capacidade instalada de energia solar centralizada de 3,093 GW, totalizando 7,47 GW de capacidade instalada. E, de acordo com Plano Decenal de Expansão de Energia - PDE 2026, essa capacidade deverá alcançar os 13 GW em 2026 (EPE, 2017). A Figura 2 apresenta o crescimento da capacidade

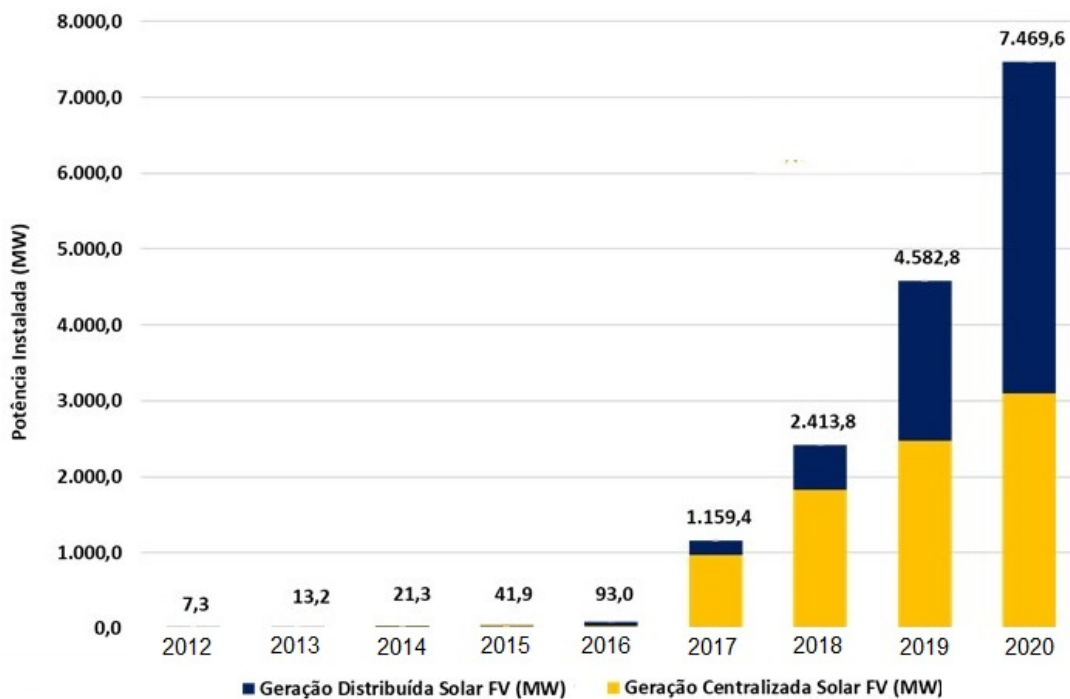
instalada de energia solar no Brasil, tanto em relação a geração de forma centralizada quanto em relação a geração de forma distribuída, até o fim do ano de 2020. Nesse gráfico é possível observar um expressivo aumento ocorrido a partir do ano de 2017.

Figura 1 – Capacidade instalada de energia renovável no mundo



Fonte: Adaptado de IRENA, 2021.

Figura 2 – Capacidade instalada de energia solar no Brasil

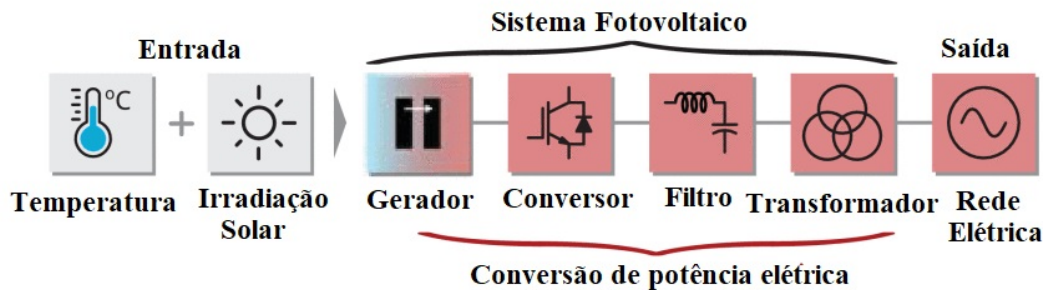


Fonte: ANEEL/ABSOLAR, 2021.

Grande parte das fontes alternativas, como a energia solar fotovoltaica, são intrinsecamente geradoras de energia em corrente contínua. Para a conexão dessas fontes ao sistema CA é necessário a introdução de um estágio para a conversão de CC para CA. Além disso, a característica intermitente da energia gerada pelas fontes renováveis é um desafio, que exige conversores robustos e confiáveis para assegurar o fornecimento de energia nos padrões exigidos (THEUNISSE et al., 2015).

Concernente a geração de energia elétrica a partir da energia solar, a Figura 3 representa um esquema geral de conversão de energia fotovoltaica para aplicações conectadas à rede.

Figura 3 – Esquema geral de um sistema fotovoltaico conectado à rede



Fonte: Adaptado de (BLAABJERG et al., 2017).

De modo geral, arranjos fotovoltaicos produzem níveis de tensão (ou corrente) que, habitualmente, não são compatíveis com os valores requeridos pela carga conectada em termos de amplitude e frequência. Portanto, há uma interface, baseada em dispositivos de eletrônica de potência, entre painéis e a carga (por exemplo, a rede elétrica).

Nessa conjuntura, o desenvolvimento de novas topologias de conversores eletrônicos tem encontrado um cenário promissor para uma ampla variedade de aplicações. Consequentemente, é possível verificar a intensificação de pesquisas que buscam por melhorias relacionadas ao custo, eficiência de conversão, densidade de potência, confiabilidade e técnicas de controle (HOSSAIN; RAHIM; SELVARAJ, 2018).

Sendo assim, esta dissertação apresenta a análise de uma topologia de conversor CC-CC baseada na topologia clássica do conversor *Boost-Buck* devido as propriedades presentes nesse tipo de conversor, como a ausência de elementos isoladores de alta frequência e a possibilidade do conversor operar tanto no modo elevador quanto no modo abaixador, o que faz desse conversor uma solução interessante para aplicações que apresentam amplas faixas de potência e níveis de tensão.

A escolha pela topologia *Boost-Buck* foi estabelecida devido as boas características citadas e pela flexibilidade apresentada por conversores que utilizam como base essa topologia, o que torna esse tipo de conversor compatível com inúmeras aplicações, como: sistemas com painéis fotovoltaicos, sistemas de armazenamento de energia, transferência

de energia sem fio de alta eficiência, correção de fator de potência, geradores termoelétricos, geração distribuída e iluminação com LEDs.

1.2 Objetivo Geral

A partir das considerações apresentadas, o objetivo dessa dissertação é de explorar a operação do conversor *Boost* entrelaçado cascadeado com um conversor *Buck* para aplicações em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica monofásica.

1.3 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos deste trabalho são especificados a seguir:

- Revisar os principais conceitos relacionados a sistemas fotovoltaicos e aos conversores CC-CC.
- Modelar matematicamente um conversor baseado no cascadeamento do conversor *Boost* e conversor *Buck* utilizando a metodologia de espaço de estados.
- Analisar os efeitos dos elementos parasitas em relação ao ganho do conversor.
- Analisar o desempenho do conversor proposto em aplicações fotovoltaicas conectadas a rede monofásica.
- Identificar possibilidades e limitações do sistema analisado através de simulações.

1.4 Organização do Texto

A organização do trabalho é feito da seguinte maneira:

Capítulo 2 - São explorados conceitos fundamentais referentes a geração fotovoltaica. Apresenta-se os modelos elétricos para células fotovoltaicas. Além disso, aborda-se o conceito de rastreamento do ponto de máxima potência através de uma revisão dos principais algoritmos empregados e, por último, a integração de módulos fotovoltaicos à rede elétrica é discutido.

Capítulo 3 - É exibido uma breve revisão sobre topologias clássicas de conversores CC-CC. Em um segundo momento, é apresentado algumas técnicas empregadas no desenvolvimento de novas topologias de conversores. Em seguida, são expostos os aspectos metodológicos de modelagem por espaço de estados de conversores eletrônicos. Finalmente, são apresentados conceitos de controle clássicos para conversores CC-CC

Capítulo 4 - Uma breve revisão sobre a topologia *Boost-Buck* é realizada. Em seguida, o conversor a ser estudado é exibido em conjunto com os modos de operação e a modelagem

em espaço de estados. Além disso, os modelos médio e de pequenos sinais do conversor são apresentadas.

Capítulo 5 - Nesse capítulo são realizadas análises referentes ao ganho de tensão da topologia do conversor *Boost-Buck* estudado. Uma metodologia para o dimensionamento dos elementos armazenadores de energia é exposta. O dimensionamento do conjunto fotovoltaico também é realizado nesse capítulo. Finalmente, os efeitos dos elementos parasitas no ganho do conversor são explorados através da análise gráfica.

Capítulo 6 - O projeto dos controladores utilizados para a realização de simulações é mostrado nesse capítulo. Em seguida, são apresentados os resultados simulados para o sistema estudado e feitas análises em relação aos resultados encontrados.

Capítulo 7 - Nesse capítulo são apresentadas conclusões e sugestões para a continuidade de trabalho.

Capítulo 2

Sistemas Fotovoltaicos

Nesse capítulo discute-se aspectos gerais relacionados a sistemas fotovoltaicos. Inicialmente, apresenta-se os princípios gerais de funcionamento de células fotovoltaicas e, em seguida, os modelos equivalentes para análise de tais células. Em um segundo momento, outros pontos relevantes ao estudo de sistemas fotovoltaicos, como curvas I-V e P-V e algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência, serão discutidos. Finalmente, questões relacionadas a operação dos sistemas fotovoltaicos conectados à rede são apresentados.

2.1 Introdução

Denomina-se dispositivo ou material fotovoltaico, o dispositivo que é apto para realizar a conversão da energia presente nos fótons de luz em tensão e corrente elétrica. Para a compreensão dos princípios desse processo de conversão de energia, pode-se utilizar conceitos relativos a física quântica. Assim, em conformidade com a teoria quântica, a luz é constituída por pacotes de energia conhecidos como fótons. De acordo com a equação de Planck, a energia do fóton relaciona-se a frequência da luz.

$$E = hf. \tag{1}$$

Na qual h é a constante de Planck e f é a frequência da onda. A frequência e o comprimento de onda (λ) da radiação estão relacionados por (2), onde c representa a velocidade da luz no vácuo.

$$f = \frac{c}{\lambda}. \tag{2}$$

Portanto,

$$E = h \frac{c}{\lambda}. \quad (3)$$

Logo, a partir da Lei de Planck, observa-se que a radiação emitida é inversamente proporcional ao comprimento de onda. Portanto, um valor de comprimento de onda reduzido implica, conseqüentemente, em maiores níveis de energia dos fótons.

Quando os fótons incidem sobre um material condutor, tais fótons colidem com os elétrons presentes no material. Se os fótons apresentarem comprimento de onda baixo e energia suficientemente elevada, os elétrons nas camadas mais externas dos átomos se desprendem e, dessa forma, tais elétrons ficam livres para circular pelo material. Se um campo elétrico próximo for fornecido, esses elétrons podem ser levados em direção a um contato metálico onde podem emergir como uma corrente elétrica (MASTERS, 2004). Vale ressaltar que a luz solar abrange todo um espectro de radiação, porém apenas as parcelas com comprimento de onda suficientemente curtas irão gerar o efeito fotoelétrico ou fotovoltaico. Em vista disso, não são todas as parcelas do espectro solar que são úteis para a produção de eletricidade.

Os fundamentos relacionados à energia fotovoltaica foram, inicialmente, identificados em 1839 pelo físico francês Edmund Becquerel, que detectou o surgimento de corrente elétrica a partir da aplicação de luz sobre um eletrodo de platina revestido com prata em um eletrólito (MARKVART, 1994). Já em 1876, Adams e Day observaram a fotogeração de corrente elétrica em tubos de selênio, com eficiência de 1% a 2% (MESSENGER; ABTAHI, 2017). Esses dispositivos foram importantes para o progresso da indústria fotográfica através do desenvolvimento dos medidores de luz fotométrica. Já a primeira célula solar, que era constituída de uma camada de selênio coberta com uma fina película de ouro, foi concebida por Charles Fritts em 1883 (LINCOT, 2017). Entretanto, o processo da ação fotovoltaica ainda não era completamente compreendido e essas células foram analisadas com ceticismo (PERLIN, 1999).

O efeito fotoelétrico foi explicado por Albert Einstein em 1905 utilizando conceitos da teoria quântica (GUARNIERI, 2015). Ao mesmo tempo, observou-se que o efeito fotovoltaico está diretamente relacionado ao efeito fotoelétrico. Nos dois efeitos citados, a luz é absorvida, o que gera excitação de um elétron para um estado superior de energia. Entretanto, o efeito fotoelétrico refere-se, geralmente, a situação que ocorre quando o elétron é ejetado do material (por exemplo, o vácuo), ao passo que a denominação de efeito fotovoltaico é utilizada quando o elétron excitado ainda está contido no material. Em ambas situações, existirá diferença de potencial elétrico produzida pela separação de cargas e, ainda, a luz deverá possuir um nível de energia capaz de superar a barreira de potencial de excitação (ULABY; RAVAIOLI, 2020).

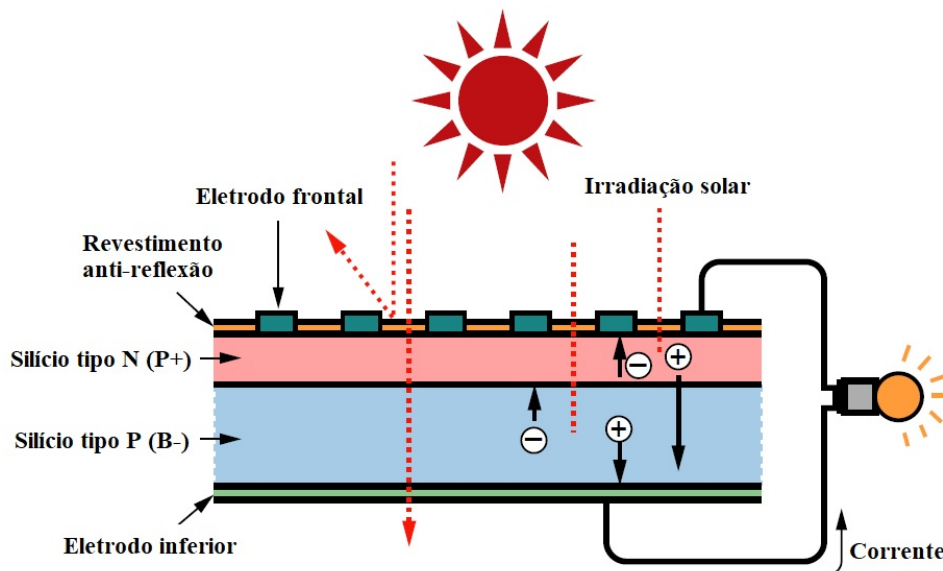
Em 1931 A. H. Wilson apresentou os princípios da teoria quântica dos sólidos, que fornecia uma ligação teórica entre os fótons e as propriedades dos sólidos. Mais tarde, Mott

e Schottky elaboraram a teoria do diodo de estado sólido. Tais teorias foram fundamentais para o desenvolvimento das células solares. Geralmente, quando a matéria é exposta a energia dos fótons, os elétrons são excitados para estados de energia mais elevados, porém esses elétrons podem voltar ao seu estado fundamental rapidamente. Para impossibilitar que esse processo ocorra em células fotovoltaicas, cria-se um campo elétrico dentro do dispositivo semiconductor. Dessa forma, dois elementos semicondutores são fundidos de modo a formar uma junção P-N (VERLINDEN et al., 2016).

Um semiconductor do tipo P apresenta lacunas de elétrons como portadores de carga positiva. Esse tipo de material semiconductor é obtido através do processo de dopagem, quando átomos extras de um outro elemento são incorporados ao elemento semiconductor de forma a aumentar o número de lacunas de elétrons. Por exemplo, o silício quando é dopado com o boro cria um semiconductor do tipo P. Já semicondutores do tipo N apresentam portadores de carga negativa e, portanto, excesso de elétrons. De modo semelhante, esse tipo de semiconductor é obtido através de dopagem com átomos capazes de doar elétrons. Esses elétrons adicionais são ligados ao átomo e podem ser excitados, com facilidade, para a banda de condução. Por exemplo, o silício pode ser dopado com fósforo criando um semiconductor do tipo N.

Por conseguinte, as células fotovoltaicas são fabricadas de modo que o seu lado superior é formado por uma região do tipo N enquanto o seu lado inferior é formado por uma camada do tipo P, conforme pode ser observado na Figura 4.

Figura 4 – Efeito fotovoltaico em uma célula solar.



Fonte: Adaptado de (GORJIAN; SHUKLA, 2020)

Quando exposta a luz solar, fótons são absorvidos e pares de elétrons e lacunas são, potencialmente, formados. O campo elétrico existente na região de depleção transportará as lacunas para a região do tipo P e os elétrons para a região do tipo N criando uma

diferença de potencial que pode fornecer corrente elétrica para uma carga. Caso exista um fio condutor formando um circuito, os elétrons irão fluir da região N para a carga e novamente para a região P. Uma vez que esses elétrons atingem a região P, há recombinação dos elétrons com as lacunas (FARRET; SIMÕES, 2006).

Inicialmente, as células solares foram utilizadas comercialmente para o suprimento de energia para satélites espaciais, como o *Vanguard I*, em 1958. A partir desse momento, houve um contínuo progresso para o desenvolvimento de células cada vez mais eficientes e de menor custo de produção.

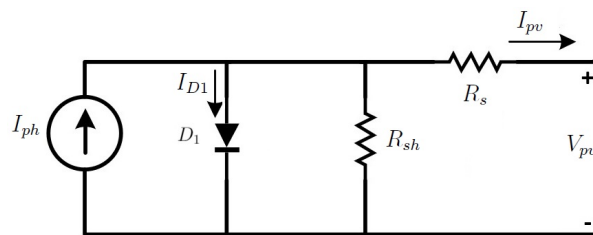
2.2 Modelos para Células Fotovoltaicas

Para compreender o funcionamento elétrico de células fotovoltaicas, torna-se necessário a criação de um modelo equivalente que busque descrever as relações fundamentais de corrente e tensão nos terminais do painel. A seguir serão apresentados os dois modelos mais comuns encontrados na literatura: modelo de diodo único e modelo de diodo duplo.

2.2.1 Modelo de diodo único

O modelo de diodo único equivalente para células fotovoltaicas é apresentado na Figura 5. Apesar de apresentar algumas imprecisões em níveis baixos de irradiância, esse modelo é comumente aplicado devido ao reduzido número de parâmetros usados e é empregado para a determinação das curvas de corrente e tensão a partir de quatro ou cinco parâmetros (XIAO, 2017).

Figura 5 – Modelo de diodo único.



Fonte: Próprio autor

A equação que descreve esse modelo é dada por:

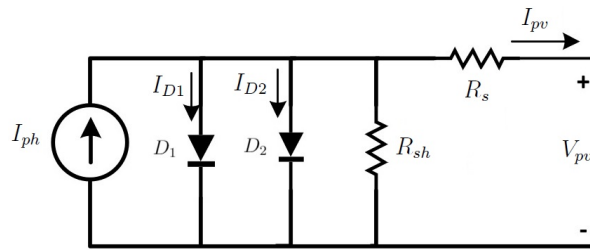
$$I_{pv} = I_{ph} - I_s \left[\exp \left(\frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{a V_t} \right) - 1 \right] - \frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{R_{sh}}. \quad (4)$$

Onde: a é o fator de idealidade do diodo, I_{ph} é a corrente fotoinduzida, I_s é a corrente de saturação do diodo, R_s é a resistência em série e R_{sh} é a resistência shunt. Além disso, $V_t = kT/q$, em que o parâmetro k é a constante de Boltzmann ($1,3806503 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$), q é a carga do elétron ($1,60217646 \cdot 10^{-19} \text{ C}$) e T é a temperatura do módulo PV em Kelvin.

2.2.2 Modelo de diodo duplo

O modelo de dois diodos incorpora os efeitos da recombinação de portadores na região de depleção, comum em irradiâncias mais elevadas, pela introdução de um segundo diodo em paralelo, conforme Figura 6. Assim, nesse modelo, o primeiro diodo representa o processo de difusão e recombinação de superfície, enquanto o segundo diodo expressa a recombinação na região de depleção.

Figura 6 – Modelo de diodo duplo.



Fonte: Próprio autor

A equação não linear que representa a relação entre corrente-tensão nos terminais da fonte fotovoltaica é dada por:

$$I_{pv} = I_{ph} - I_{s1} \left[\exp \left(\frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{aV_t} \right) - 1 \right] - I_{s2} \left[\exp \left(\frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{aV_t} \right) - 1 \right] - \frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{R_{sh}}. \quad (5)$$

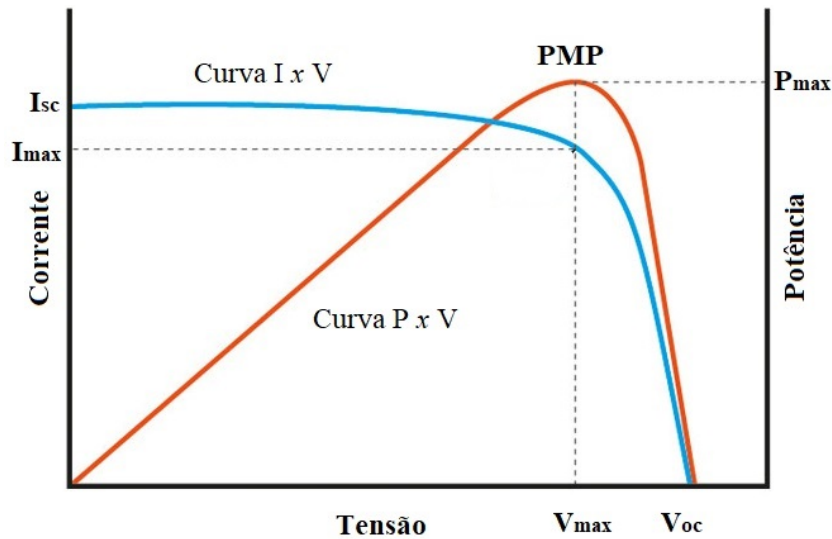
Em baixos valores de irradiância e temperaturas, a representação da célula fotovoltaica por meio do modelo de dois diodos propicia características mais acuradas em comparação com o modelo de um único diodo (XIAO, 2017). Sendo assim, o modelo de dois diodos pode aumentar expressivamente a precisão, notadamente em condições de irradiância reduzida. Entretanto, como desvantagem, esse modelo apresenta complexidade adicional para a determinação de seus parâmetros.

2.3 Curvas I-V e P-V

A partir dos modelos anteriores e de suas equações características, é possível obter a relação entre corrente e tensão (curva I-V) e a relação entre potência e tensão (curva P-V) para uma fonte fotovoltaica operando em condições uniformes (sem sombreamento parcial, por exemplo), tais curvas podem ser vistas na Figura 7. Analisando a Figura 7, é possível destacar três pontos principais: a corrente de curto circuito do painel (I_{sc}), a tensão de circuito aberto (V_{oc}) e um ponto específico em que a derivada é nula e, portanto, um ponto de máximo, que é conhecido como ponto de máxima potência (PMP).

Os principais fatores que afetam as curvas I-V e P-V são: as condições de irradiância, de temperatura de operação do painel e os valores de R_s e R_{sh} . Sucintamente, quanto maior for a irradiância que incide sobre as células, maior será a sua potência e, por outro

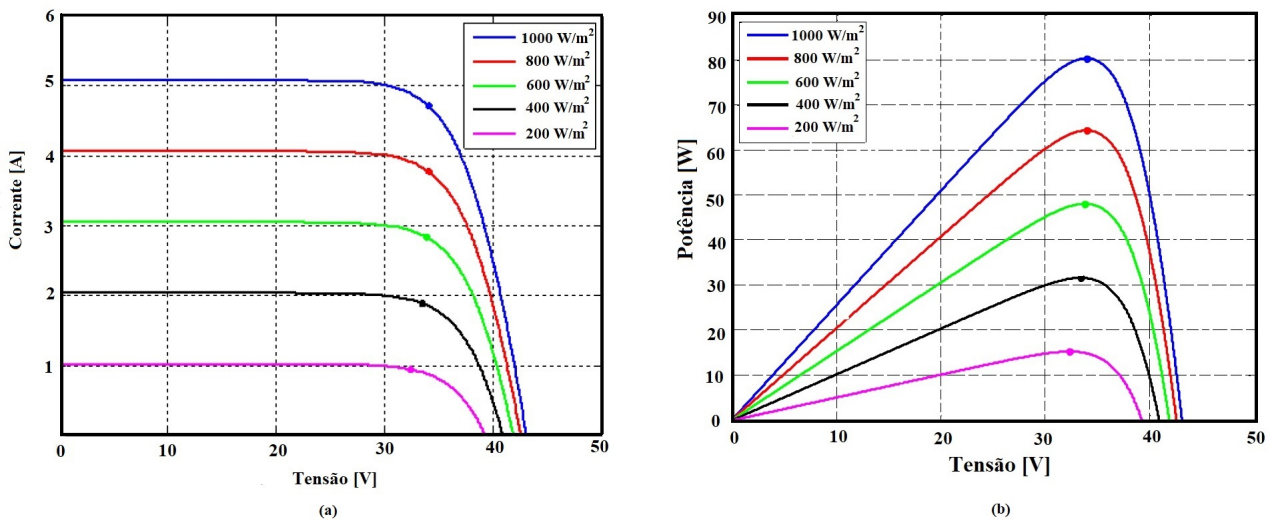
Figura 7 – Curvas características de um painel fotovoltaico.



Fonte: Próprio autor

lado, quanto maior a temperatura de operação, menor será sua potência. As Figuras 8 e 9, obtidas a partir do modelo de diodo único, apresentam os efeitos da irradiação e da temperatura em células fotovoltaicas.

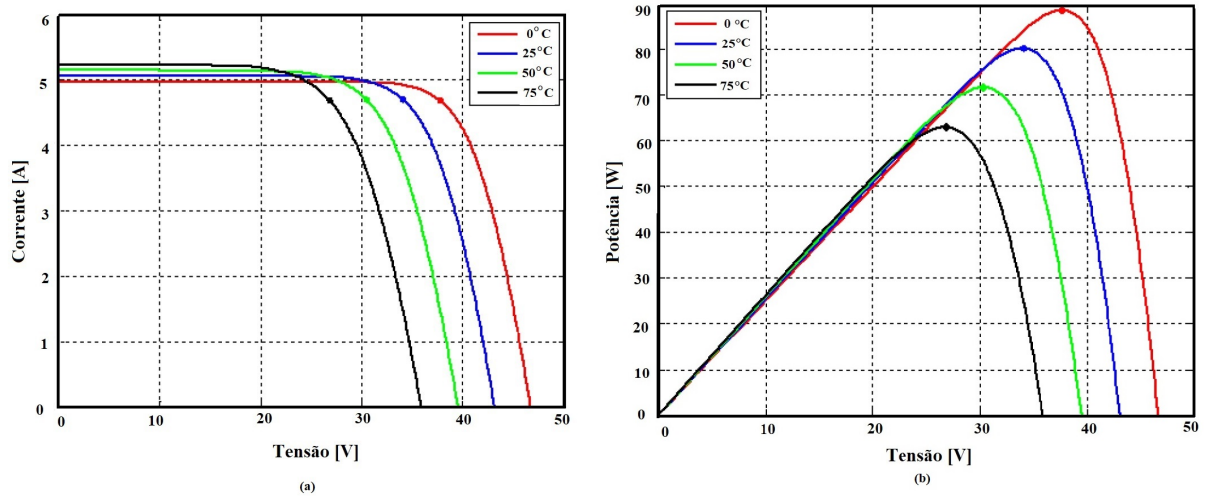
Figura 8 – Curvas (a) I-V e (b) P-V com variação de irradiação.



Fonte: Próprio autor

Já os parâmetros R_{sh} e R_s atuam na inclinação da curva I-V nas regiões de corrente de curto-circuito e tensão de circuito aberto, nessa ordem. Outro parâmetro típico de células solares é o parâmetro conhecido como fator de preenchimento (FF). Esse fator é utilizado para estimar a qualidade de um painel fotovoltaico e é definido como sendo a razão entre a potência máxima real obtida e o produto da corrente de curto-circuito I_{sc} e

Figura 9 – Curvas (a) I-V e (b) P-V com variação de temperatura.



Fonte: Próprio autor

a tensão de circuito aberto V_{oc} , isto é:

$$FF = \frac{V_{mp} I_{mp}}{V_{oc} I_{sc}}. \quad (6)$$

Portanto, o fator de preenchimento expressa o quão próximo uma determinada célula solar está da ideal. Com o aumento da resistência de *shunt* (R_{sh}) e a diminuição da resistência em série (R_s), o fator de preenchimento será mais alto, o que resulta em maior eficiência e, assim, a potência de saída do painel estará mais próxima de seu máximo teórico.

Finalmente, a eficiência de uma célula solar é dada pela relação entre a energia de fato utilizada e a energia total proveniente da energia incidente da radiação solar nessa célula. A eficiência da célula solar pode ser calculada da seguinte forma:

$$\eta = \frac{V_{mp} I_{mp}}{S I_s}. \quad (7)$$

Sendo I_s a intensidade de radiação solar e S a superfície da célula solar.

2.4 Rastreamento do Ponto de Máxima Potência

Conforme observado anteriormente, através da análise das curvas típicas de células fotovoltaicas, há apenas um ponto de operação da célula onde os valores de corrente e tensão fornecem uma potência máxima resultante. Uma vez que os valores de irradiância e a temperatura variam durante o dia, o ponto de máxima potência, conseqüentemente, também irá variar. Assim, o rastreamento do ponto de potência máxima (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT) é, tipicamente, um dos objetivos a serem alcançados de maneira a extrair o máximo de energia e desempenho de sistemas fotovoltaicos. Portanto,

são necessárias técnicas de controle adequadas para encontrar esse ponto. Esse fato pode ser obtido por meio da utilização de algoritmos de rastreamento.

Cabe ressaltar que existem inúmeros métodos de MPPT e, portanto, seria muito exaustivo a explicação de todos. Assim sendo, a seguir será feito um resumo dos dois algoritmos mais utilizados: Perturba e Observa (P&O) e Condutância Incremental.

- **Perturba e Observa (P&O)**

De maneira simplificada, o algoritmo MPPT perturba e observa (P&O) baseia-se na execução de uma pequena perturbação no ponto de operação do sistema, e diante disso, o controlador observa o novo valor de potência e o confronta com o valor de potência precedente para estipular o sentido da perturbação. Se houver elevação da potência fornecida, efetua-se uma nova perturbação e afere-se novamente a potência. Na hipótese de a potência disponibilizada pelo arranjo ser inferior à da iteração anterior, realiza-se uma perturbação no sentido oposto, e realiza-se a análise mais uma vez. Derradeiramente, o sistema irá ficar oscilando na região do ponto de máxima potência e, portanto, a operação nem sempre será exatamente no MPP, de modo que há perdas de potência proporcionais ao tamanho do passo de perturbação (YANG et al., 2019b).

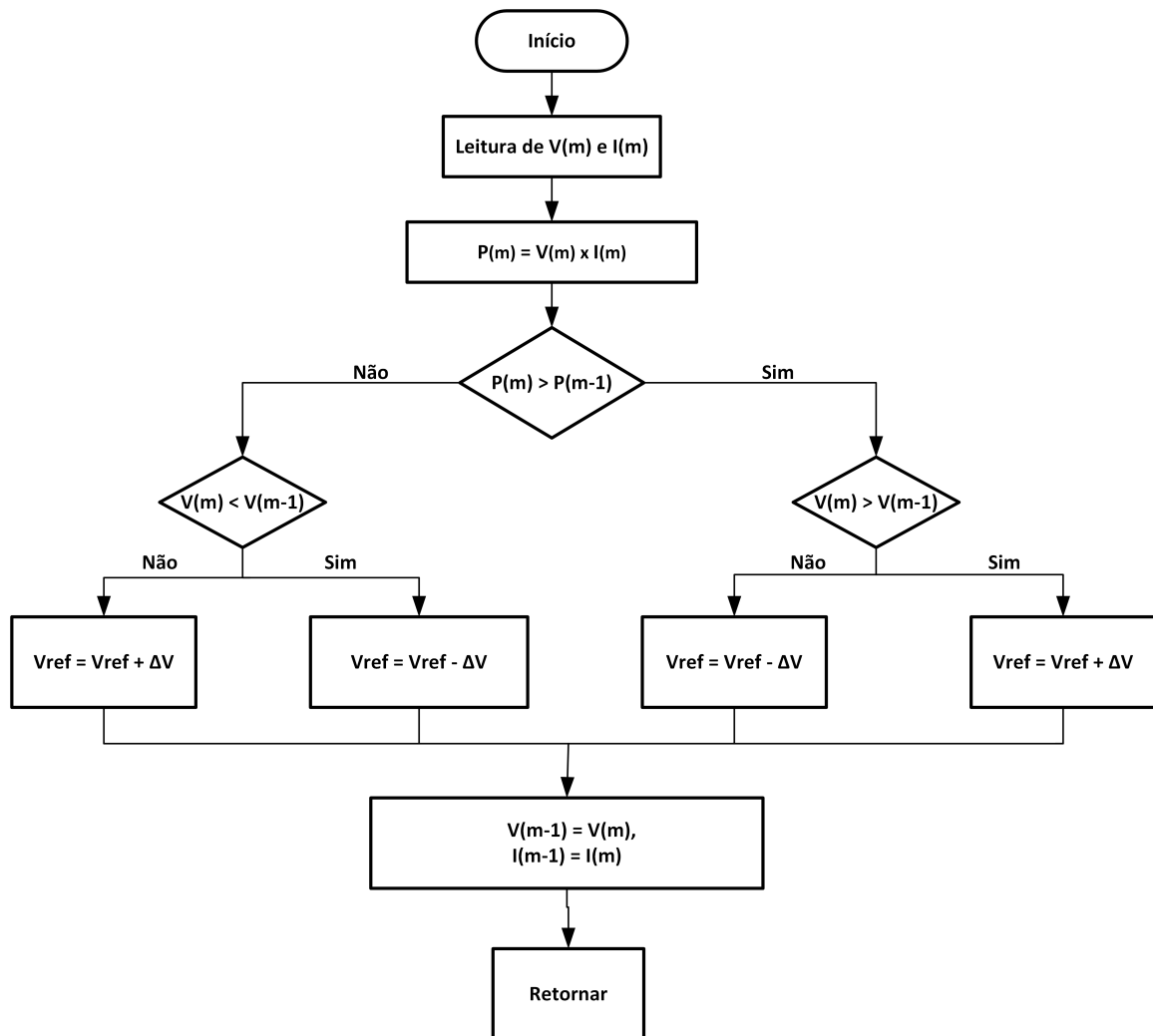
Tipicamente, a variável que será perturbada é o ciclo de trabalho do conversor ou um valor de referência para o conversor (tensão ou corrente). Na implementação do algoritmo P&O, o passo de incremento da variável deve ser calculado de forma a respeitar a relação entre a velocidade do rastreamento do ponto de máxima potência e o *ripple* em regime permanente neste ponto. Quanto maior o valor desse passo, mais rápido ocorre a aproximação do ponto de máxima potência, entretanto o *ripple* na região desse ponto também será maior.

A técnica de rastreamento do ponto de máxima potência através da utilização do algoritmo P&O apresenta como principais vantagens o bom desempenho e controle não muito complexo. Por outro lado, os principais pontos negativos são a presença de erro em regime permanente, decorrente das oscilações ao redor do ponto de operação, e a possibilidade de o algoritmo falhar devido a variações rápidas de irradiância, por exemplo (SERA et al., 2013). Um exemplo de fluxograma do algoritmo MPPT P&O é representado na Figura 10.

- **Condutância incremental**

O método de rastreamento do PMP conhecido como Condutância Incremental é baseado nas características da curva P-V e no fato de que a inclinação dessa curva é positiva no lado esquerdo, negativa no lado direito e zero no pico e, portanto, igual a zero no ponto de máxima potência, por exemplo, $dP/dV = 0$ (ALI et al., 2020). Essas características são apresentadas na Figura 11. O desenvolvimento desse algoritmo objetiva suprimir desvantagens presentes no algoritmo P&O. Assim, esse método busca aprimorar o tempo

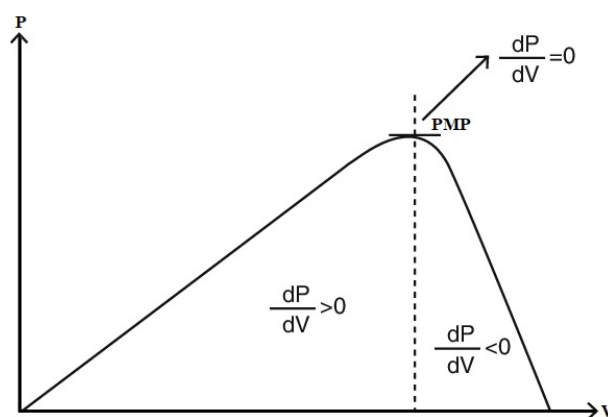
Figura 10 – MPPT Perturba e Observa.



Fonte: Próprio autor

de rastreamento e operar de forma mais eficiente em condições ambientais de grandes variações de irradiação (PUTRI; WIBOWO; RIFA'I, 2015).

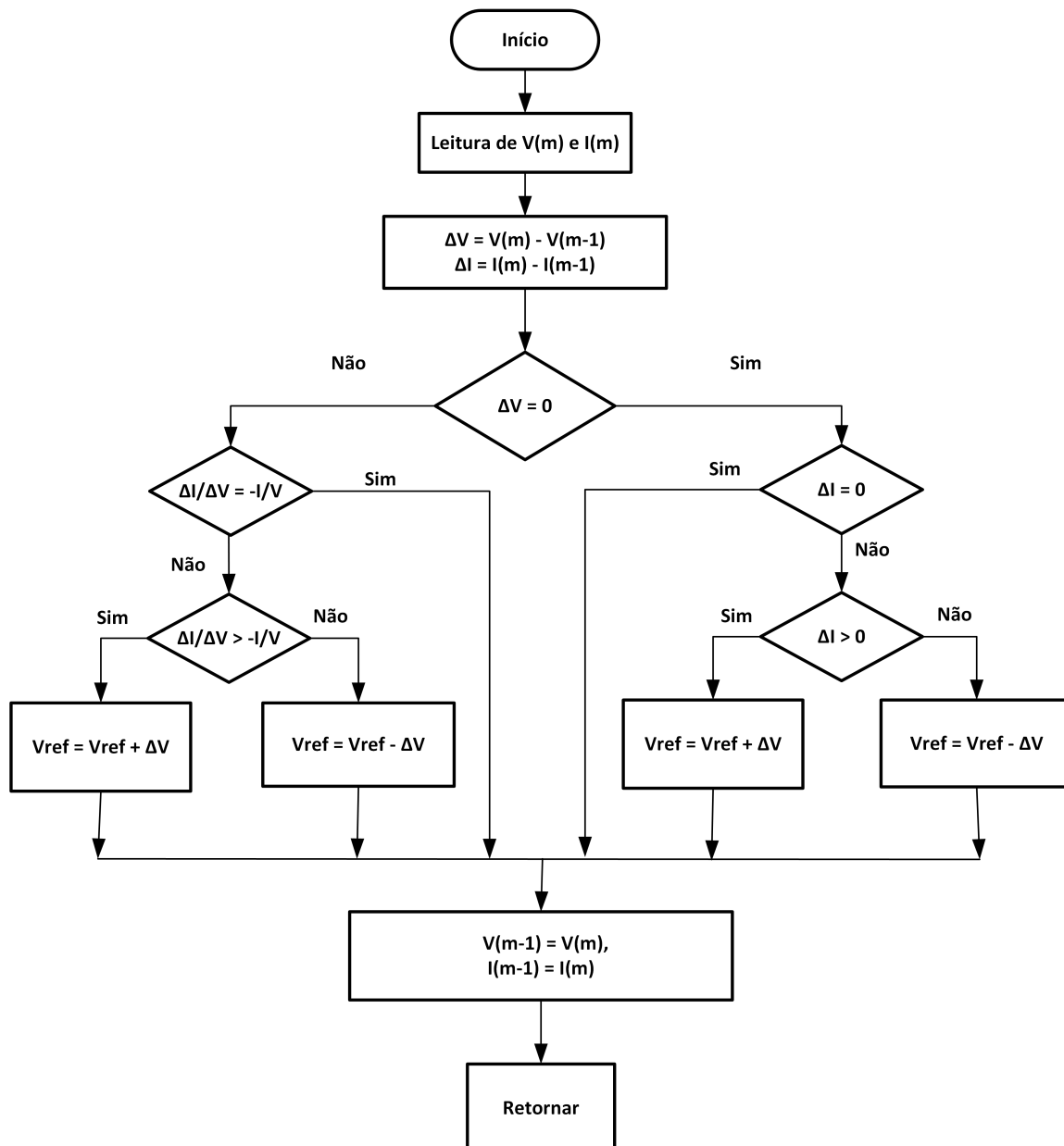
Figura 11 – Curvas P-V.



Fonte: Próprio autor

Concisamente, o primeiro passo é estipular em qual dos lados, em relação ao pico, o painel está operando por meio da análise das derivadas. Caso o ponto operacional esteja posicionado à direita do ponto de máximo (inclinação dP/dV é negativa), o algoritmo desloca o ponto em direção ao PMP reduzindo a tensão de operação. Em contrapartida, se o ponto operacional estiver situado à esquerda (inclinação dP/dV é positiva), o algoritmo irá mover o ponto de operação em direção ao PMP elevando a tensão de operação do painel. Em último caso, quando o valor de potência extraída for maximizado, a derivada será igual a zero e, portanto, não há mais necessidade modificar a tensão na qual o painel está operando. A Figura 12 apresenta um exemplo de algoritmo MPPT baseado na técnica de Condutância Incremental.

Figura 12 – MPPT Condutância Incremental.



Fonte: Próprio autor

Quando comparada com o algoritmo P&O, o algoritmo de Condutância Incremental possibilita que os painéis fotovoltaicos operem no ponto de máxima potência com menor oscilação, sendo, portanto, adequado para situações onde há mudanças repentinas das condições atmosféricas. Entretanto, apresenta maior complexidade e necessita de maior esforço computacional devido aos cálculos necessários em cada iteração (QIN et al., 2011).

2.5 Configurações de Sistemas Fotovoltaicos

Os arranjos fotovoltaicos produzem níveis de tensão e corrente que, geralmente, não são compatíveis com a carga e, assim, existe uma interface, baseada em dispositivos de eletrônica de potência, entre painéis e a carga. A partir disso, os sistemas de geração fotovoltaicos podem ser divididos em quatro tipos de configurações, que estão relacionadas ao modo que os painéis e os dispositivos inversores e/ou conversores estão dispostos. Essas configurações são conhecidas como: tipo centralizada, tipo *String*, tipo *Multi-string* e tipo *AC-module*.

- **Configuração centralizada**

A configuração centralizada é apresentada na Figura 13 (a). Essa configuração é caracterizada pela utilização de painéis fotovoltaicos conectados em série, formando um arranjo ou conjunto fotovoltaico. Tais conjuntos podem ser conectados de forma paralela para obter um sistema único de geração de energia. Finalmente, os arranjos são conectados a um único inversor para a transferência de energia para a rede ou diretamente a uma carga. Nesse tipo de configuração, a conexão entre os arranjos fotovoltaicos utiliza diodos de *Bypass* para impedir que, em situações de desequilíbrio de tensão, exista circulação de corrente entre eles. A presença desses diodos representa a adição de um elemento de perda, caracterizando uma desvantagem da configuração centralizada. Outra desvantagem é que o algoritmo de rastreamento de máxima potência não é otimizado, uma vez que existe apenas um algoritmo para todo o conjunto o que, portanto, pode diminuir a eficiência do algoritmo MPPT para todos os painéis conectados.

- **Configuração do tipo *String***

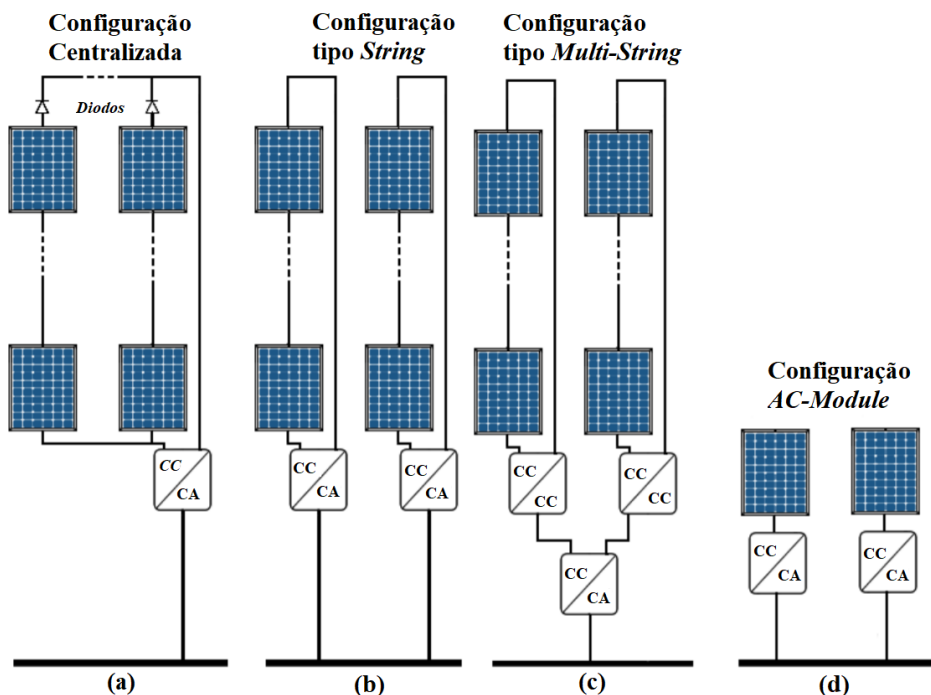
A configuração do tipo *String* é apresentada na Figura 13 (b) e pode ser considerada como uma variação da configuração centralizada. Em outras palavras, essa configuração é formada por um conjunto de módulos e, que por sua vez, formam arranjos de menores potências compondo o sistema completo. No entanto, cada um desses arranjos do sistema possui inversor próprio. A principal vantagem da configuração do tipo *String* é a sua flexibilidade e possibilidade de expansão. Outro ponto que vale destacar é a redução da gravidade de uma falha do sistema, pois a perda de um arranjo, não necessariamente provoca a interrupção completa do sistema. Finalmente, outra vantagem é a possibilidade

de implementação de algoritmos de MPPT para cada um dos ramos que compõem o conjunto, o que significa a possibilidade de aumento de eficiência global do sistema.

- **Configuração do tipo *Multi-String***

Em sistemas onde há necessidade de operação em valores de tensão elevada, não é recomendável aumentar a faixa de potência de um sistema de *string* único por meio da adição de mais módulos fotovoltaicos no sistema (MEINHARDT; CRAMER, 2000). A configuração *multi-string* foi concebida para aliar as principais vantagens das configurações centralizada (custo reduzido e simplicidade) e *string* (flexibilidade e algoritmo MPPT individual). Tipicamente a configuração *Multi-string* é formada pela associação de módulos fotovoltaicos, formando arranjos, que são conectados a conversores CC-CC. Finalmente, as saídas dos conversores compõem um barramento único de tensão CC, que será utilizado para alimentar o inversor de saída, conforme pode ser observado na Figura 13 (c). O uso de diversos conversores CC-CC permite que o controle do MPPT seja realizado por cada conversor, com o objetivo de mitigar a presença de *ripple* e regular o nível de tensão no barramento.

Figura 13 – Configurações de sistemas fotovoltaicos.



Fonte: Adaptado de (MURESAN, 2012)

- **Configuração *AC-Module***

A configuração módulo AC é apresentada na Figura 13 (d). É possível observar a sua semelhança com a configuração do tipo *String*. Tipicamente, nessa estrutura cada

painel está conectado a um inversor para o fornecimento de energia a uma carga ou para a rede elétrica. Devido ao fato de cada painel estar conectado ao seu próprio inversor, o algoritmo de rastreamento de máxima potência pode ser otimizado. Usualmente, essa configuração opera com baixos valores de tensão na entrada e, assim, pode ser necessário a inclusão de um estágio de elevação de tensão por meio de um conversor CC-CC ou de um transformador, elevando os custos gerais do sistema.

2.6 Tipos de Sistemas Fotovoltaicos

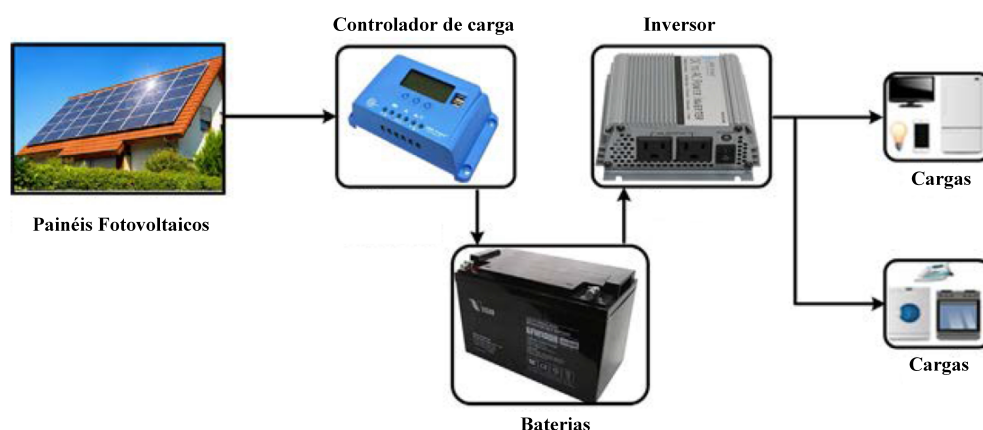
Usualmente, os sistemas que utilizam geração de energia a partir de sistemas fotovoltaicos podem ser divididos em três tipos: sistemas conectados à rede, sistemas isolados e sistemas híbridos. A seguir será apresentada uma descrição sobre cada uma dessas classificações.

2.6.1 Sistemas fotovoltaico isolados

Os sistemas fotovoltaicos isolados, ou também chamados de sistemas autônomos, não apresentam conexão com a rede elétrica e são capazes de fornecer energia a cargas CC ou CA. Costumeiramente, esses sistemas são utilizados para prover energia a comunidades ou propriedades rurais isoladas ou mesmo para sistemas de telecomunicação e monitoramento. Quando situações de interrupção de fornecimento de energia são indesejáveis, pode ser necessário a introdução de um sistema de armazenamento de energia (YANG et al., 2019b).

O esquema típico de um sistema fotovoltaico isolado que fornece energia à cargas CC e CA é apresentado na Figura 14.

Figura 14 – Sistema fotovoltaico isolado.

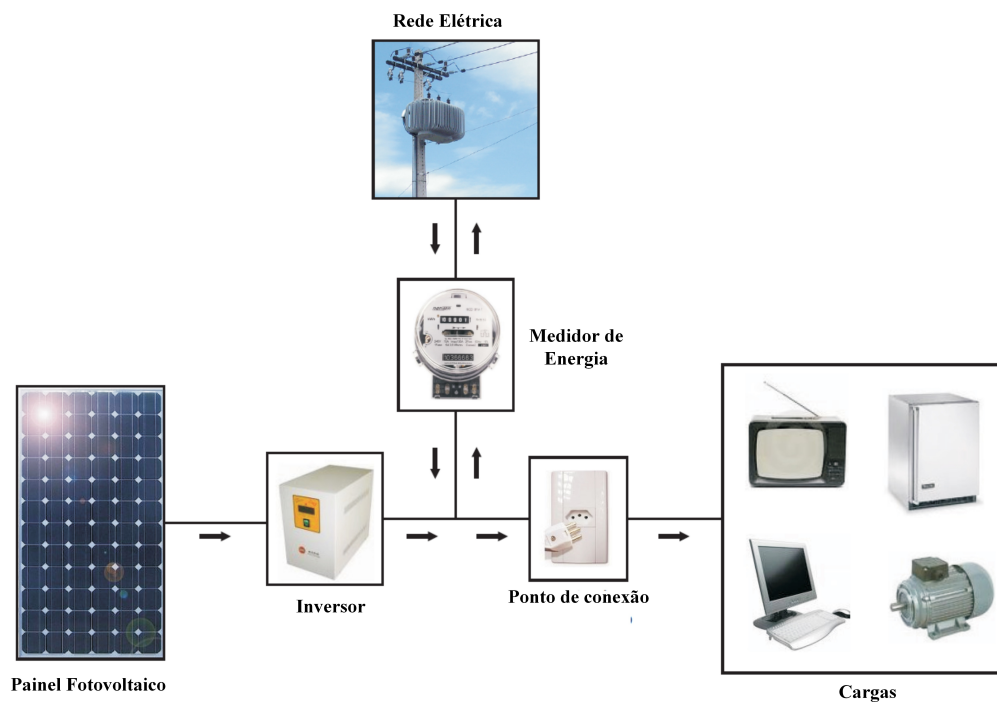


Fonte: Sistema fotovoltaico isolado. Fonte: Adaptado de (KUMAR et al., 2016)

2.6.2 Sistemas fotovoltaico conectado à rede

Em um sistema fotovoltaico conectado à rede, o painel ou o conjunto de painéis solares fotovoltaicos são conectados ou “ligados” eletricamente à rede elétrica local. Esse tipo de sistema pode ser construído dos mais variados modos, tamanhos e níveis de potência a depender das necessidades e aplicações (YANG et al., 2019b). A Figura 15 mostra, de maneira simplificada, um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica. Uma vez que o conjunto fotovoltaico está ligado à rede, sistemas de armazenamento de energia não são necessários. Porém, em regiões que sofram regularmente com queda de fornecimento de energia devido a condições climáticas adversas, por exemplo, a presença de um sistema de armazenamento de energia pode ser benéfico.

Figura 15 – Sistemas conectados à rede.



Fonte: Sistema fotovoltaico conectado à rede. Fonte: Adaptado de (VILLALVA, 2010)

2.6.3 Sistemas híbridos

Sistemas híbridos podem ser definidos como sendo a associação de duas ou mais fontes de geração. Portanto, a fonte fotovoltaica pode ser combinada a geradores diesel, por exemplo. Nesse caso, os geradores são utilizados para assegurar o fornecimento de energia, uma vez que a geração fotovoltaica é intermitente. Fontes alternativas, como a eólica, também são comumente empregadas nesse tipo de configuração. Além disso, em diversas situações, os sistemas híbridos possuem bancos de baterias para o armazenamento de energia de modo a aprimorar o desempenho do sistema.

2.7 Requisitos para Conexão de Sistemas Fotovoltaicos à Rede Elétrica

Para realizar a interconexão de fontes de geração distribuídas ao sistema de distribuição de energia elétrica, deve-se atender às exigências definidas pelas normas reguladoras estabelecidas pelas concessionárias de energia elétrica locais e pelos órgãos reguladores a fim de atender os requisitos de segurança e confiabilidade do sistema. Além das normas locais, comitês e órgãos internacionais buscam padronizar, de forma global, alguns desses requisitos. Entre os principais órgãos internacionais, pode-se citar o Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (*Institute of Electrical and Electronic Engineers - IEEE*), sediado nos Estados Unidos, e a Comissão Eletrotécnica Internacional (*International Electrotechnical Commission - IEC*), com sede na Suíça. Abaixo estão apresentadas algumas das principais normas e procedimentos relacionados à conexão de sistemas de geração distribuída à rede elétrica.

- **IEC 61726 (IEC):** *Testing procedure of islanding prevention methods for utility-interactive photovoltaic inverters* - Estabelece procedimento de teste de métodos de detecção de ilhamento para inversores fotovoltaicos conectados à rede elétrica.
- **IEC 61727 (IEC):** *Characteristics of the utility interface* - Características de interface com a da rede elétrica.
- **IEEE 1547 (IEEE):** *Standard for interconnecting distributed resources with electric power systems* - estabelece os padrões de conexão de recursos distribuídos à rede elétrica.
- **IEEE 929-2000 (IEEE):** *Recommended practice for utility interface of photovoltaic systems* - Práticas recomendadas para a interface da rede elétrica de sistemas fotovoltaicos.
- **NBR 16149 (ABNT):** *Sistemas Fotovoltaicos (FV)* – Esta norma estabelece as recomendações específicas para a interface de conexão entre os sistemas fotovoltaicos e a rede de distribuição de energia elétrica e estabelece seus requisitos.
- **PRODIST - Módulos 3 e 8 (ANEEL):** o módulo 3, basicamente, trata do acesso ao sistema de distribuição, indicando os critérios de acesso (abrangendo a conexão e o uso do sistema de distribuição). Além disso, estabelece os requisitos técnicos e operacionais e as condições de projeto e de conexão. Já o módulo 8 trata dos procedimentos relacionados a qualidade da energia elétrica.
- **VDE 0126 (DKE):** *Automatic disconnection device between a generator and the public low voltage grid* - Desconexão automática de geradores da rede elétrica pública de baixa tensão.

A Tabela 1 apresenta o resumo de algumas características presentes nas normas NBR 16149, IEC 61727, IEEE1574 e VDE 0126.

Tabela 1 – Requisitos para conexão de geração distribuída à rede elétrica.

Normas	NBR 16149		IEC 61727		IEEE 1574		VDE 0126	
Potência Nominal	–		10 kW		30 kW		–	
Conteúdo Harmônico	Ordem (h)	Limite	Ordem (h)	Limite	Ordem (h)	Limite	Ordem (h)	Limite (A/MVA)
	da 3ª à 9ª	< 4,0 %	da 3ª à 9ª	< 4,0 %	da 3ª à 9ª	4%	3ª	3
	da 11ª à 15ª	< 2,0 %	da 11ª à 15ª	< 2,0 %	da 11ª à 15ª	2%	5ª	1,5
	da 17ª à 21ª	< 1,5 %	da 17ª à 21ª	< 1,5 %	da 17ª à 21ª	1,50%	7ª	1
	da 23ª à 33ª	< 0,6 %	da 23ª à 33ª	< 0,6 %	da 23ª à 33ª	0,60%	9ª	0,7
					> 35ª	0,30%	11ª	0,5
							13ª	0,4
	da 2ª à 8ª	< 1,0 %	Harmônicas pares são limitas a 25% dos limites das ordens harmônicas ímpares				17ª	0,3
	da 10ª à 32ª	< 0,5 %					19ª	0,25
							23ª	0,2
		25ª					0,15	
				da 25ª à 40ª		3,75/h		
						Par	1,5/h	
						> 40ª	4,5/ h	
Injeção de corrente CC	Tempo máximo para desligamento de 1 segundo se componente CC > 0,5% da corrente nominal do inversor		Menos de 1 % da corrente de saída nominal		Menos de 0,5 % da corrente de saída nominal		< 1A - tempo máximo para desligamento de 0,2 segundos	
Desvios de tensão	Faixa (%)	Tempo (s)	Faixa (%)	Tempo (s)	Faixa (%)	Tempo (s)	Faixa (%)	Tempo (s)
	V < 80	0,4	V < 50	0,1	V < 50	0,16	V < 85	0,2
	80 ≤ V ≤ 110	Regime normal de Operação	50 ≤ V ≤ 88	2	50 ≤ V ≤ 88	2	V ≥ 110	0,2
			110 ≤ V ≤ 120	2	110 ≤ V ≤ 120	1		
V > 110	0,2	V > 120	0,05	V > 120	0,16			
Desvios de frequência	Faixa (Hz)	Tempo para desligamento (s)	Faixa (%)	Tempo (s)	Faixa (%)	Tempo (s)	Faixa (%)	Tempo (s)
	59,5 ≤ f ≤ 60,5	0,2	49 ≤ f ≤ 51	0,2	59,3 ≤ f ≤ 60,7	0,16	47,5 ≤ f ≤ 50,2	0,2

Fonte: Próprio autor adaptado de (MENESES et al., 2013)

2.8 Considerações Finais

Esse capítulo apresentou conceitos relacionados a sistemas fotovoltaicos. Inicialmente, foi conceituado os princípios de conversão de energia a partir da luz solar. Na segunda seção desse capítulo foram apresentados os modelos elétricos para células fotovoltaicas, enquanto na terceira seção as curvas características de painéis fotovoltaicos foram discutidas. Em seguida, foi apresentado os algoritmos MPPT Perturba e Observa (P&O) e Condução Incremental. Posteriormente, na quinta seção foram exibidas as configurações de sistemas fotovoltaicos encontrados na literatura. Os esquemas apresentados muitas vezes utilizam conversores CC-CC embora em alguns casos esse estágio tenha sido omitido. Na sexta seção comentou-se sobre os tipos de sistemas fotovoltaicos. Finalmente, na última seção, foram apresentadas algumas normas que regulamentam a conexão de sistemas de geração distribuída à rede elétrica.

Devido a importância dos conversores CC-CC em sistemas fotovoltaicos e pelo fato desses conversores serem tema dessa dissertação, o próximo capítulo é dedicado aos conversores CC-CC.

Capítulo 3

Conversores CC-CC

Os conversores CC-CC são dispositivos eletrônicos que transformam um valor de tensão CC para um novo nível CC, de maior ou menor valor, na saída do dispositivo (HART, 2011). Em princípio, há duas maneiras para realizar a transferência de energia entre uma fonte CC e uma carga: conversão de energia de modo linear ou chaveada. O processo de conversão linear apresenta baixo valor de ondulação de saída e, portanto, é adequado para aplicações sensíveis a presença de ruído, como para circuitos integrados de radiofrequência. No entanto, reguladores lineares apresentam baixa eficiência (tipicamente entre 30% a 60%) (RASHID, 2006). Por outro lado, no processo de conversão de energia no modo chaveado são utilizados dispositivos ativos, como chaves comutadoras, e elementos passivos para armazenamento de energia. No modo de conversão chaveado, teoricamente, a eficiência do processo pode chegar a 100%, se os elementos parasitas forem desconsiderados. Nessa dissertação, os circuitos analisados são classificados como conversores chaveados.

A partir dessas considerações iniciais, o objetivo deste capítulo é exibir uma visão geral das topologias clássicas de conversores CC-CC. Em uma segunda etapa, serão apresentadas algumas técnicas para elevar os ganhos em conversores estáticos conjuntamente com algumas topologias propostas na literatura que empregam tais técnicas. Finalmente, a metodologia de modelagem de conversores por espaço de estados é apresentada por meio da modelagem de um *Boost* ideal.

3.1 Classificação

Os conversores CC-CC podem ser classificados de diferentes formas, entre as quais se destaca a classificação entre conversores isolados ou não-isolados. Essa classificação é

feita, de maneira resumida, a partir da existência de isolamento galvânico entre as redes de entrada e saída. Em outras palavras, os conversores isolados apresentam configuração onde não há contato elétrico entre os circuitos de entrada e saída.

3.1.1 Conversores CC-CC isolados

Tipicamente, o isolamento elétrico nesse tipo de conversor pode ser feito mediante a introdução de um transformador que pode operar de duas formas: como um indutor acoplado, que realiza o armazenamento de energia em forma de fluxo magnético e, em um segundo momento, transfere essa energia para a carga, ou simplesmente convertendo de modo direto o fluxo em tensão no estágio de saída do circuito (POMILIO, 2018).

A presença de isolação é fundamental em cargas altamente sensíveis a falhas, como em aplicações em comunicação, medicina, aeronáutica e militar, onde é exigido um alto grau de confiabilidade durante todo o processo de transferência de energia e, simultaneamente, baixa presença de ruídos e interferência eletromagnética. Os principais conversores isolados são: *Flyback*, *Foward* e *Push-Pull* (BLAABJERG, 2018).

3.1.2 Conversores CC-CC não-isolados

Em aplicações em que não há necessidade de isolamento, conversores CC-CC não isolados tornam-se uma alternativa viável devido à aplicabilidade e simplicidade de implementação. Ademais, quando comparados aos conversores isolados, os conversores não isolados apresentam algumas vantagens como: tamanho, peso e volume reduzidos e, conseqüentemente, menor custo de produção associado ao aumento de eficiência devido a não existência de transformadores de alta frequência (TOFOLI et al., 2015).

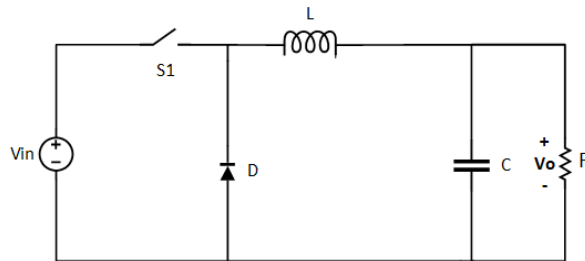
Em conversores CC-CC não isolados, um dos principais elementos é o indutor que, tipicamente, irá atuar como um dispositivo armazenador de energia. Os principais conversores não isolados descritos na literatura são: *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Cúk*, *Sepic* e *Zeta*. Os detalhes sobre a operação de tais topologias são encontrados em diversos livros dedicados a eletrônica de potência (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; RASHID, 2006; HART, 2011) e, por isso, não serão aprofundados nessa revisão. No entanto, algumas características básicas das topologias clássicas não isoladas serão discutidas a seguir, devido a sua importância para o desenvolvimento desta dissertação.

- **Conversor *Buck*.**

A topologia clássica do conversor *Buck* consiste de um indutor, uma chave semicondutora, um capacitor e um diodo, conforme pode ser observado na Figura 16. Conversores *Buck* produzem uma tensão de saída menor ou igual a tensão de entrada e por isso são também conhecidos como conversores abaixadores. A principal desvantagem relativa a

essa topologia é a presença de corrente pulsante de entrada do conversor, uma vez que a chave semicondutora está em série com a fonte.

Figura 16 – Conversor *Buck*.

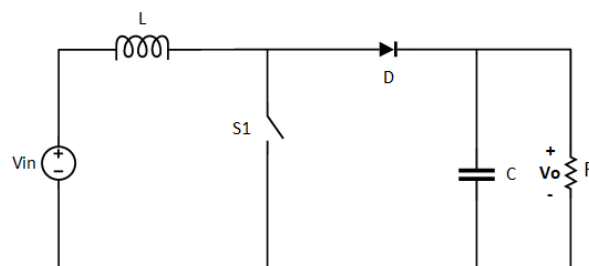


Fonte: Próprio autor

- **Conversor *Boost*.**

Estruturalmente, o conversor *Boost*, apresentado na Figura 17, é muito semelhante ao conversor *Buck*. De fato, a mudança entre as topologias está relacionada apenas a como os componentes estão dispostos no circuito. O conversor *Boost* é capaz de produzir uma tensão de saída maior em magnitude do que a tensão de entrada e, por isso, também é conhecido como conversor elevador. Uma vez que o valor de tensão resultante é maior do que a tensão fornecida pela fonte, a corrente de entrada do dispositivo naturalmente será maior que a corrente de saída.

Figura 17 – Conversor *Boost*.



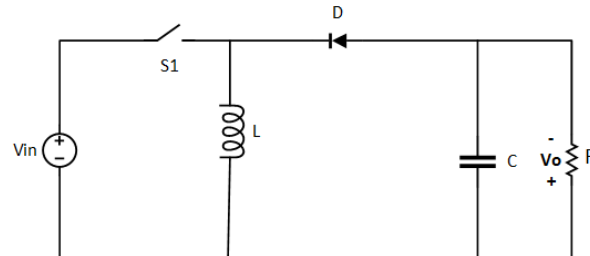
Fonte: Próprio autor

Conversores *Boost* apresentam corrente pulsante na saída, o que pode, em algumas situações, gerar valores altos de ondulação de tensão e, dessa forma, filtros com capacitância elevadas podem ser necessários de modo a reduzir essa ondulação (ZHANG et al., 2017). Uma outra característica desfavorável é que, à medida que o ciclo de trabalho se aproxima de 1, a corrente do indutor torna-se muito elevada e, considerando componentes não ideais, as perdas aumentam. Conseqüentemente, a eficiência nesse tipo de conversor diminui substancialmente em ciclos de trabalho próximos a 1. Portanto, na prática, altos ganhos não podem ser alcançados (EYDI; HOSSEINI; GHAZI, 2019).

- **Conversor *Buck-Boost*.**

A topologia *Buck-Boost* é apresentado na Figura 18. Trata-se de uma associação do conversor *Buck* e do conversor *Boost*. Assim, esse conversor é capaz de produzir uma tensão que é maior ou menor do que a tensão de entrada, porém com polaridade invertida.

Figura 18 – Conversor *Buck-Boost*



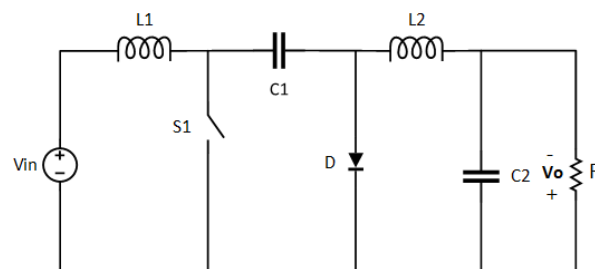
Fonte: Próprio autor

Apesar de sua simplicidade estrutural, o conversor *Buck-Boost* apresenta algumas desvantagens como: a presença de correntes pulsadas de entrada e saída do conversor, impossibilidade de se atingir altas taxas de conversão devido ao decréscimo de eficiência que ocorre quando o dispositivo opera em frequências elevadas e/ou com ciclo de trabalho muito baixo ou muito alto (POORALI; ADIB; FARZANEHFARD, 2017; PIRES et al., 2018).

- **Conversor *Cúk*.**

O conversor *Cúk* é resultante da associação de um conversor *Buck* e um conversor *Boost* e, portanto, pode fornecer um valor de tensão de saída que é menor ou maior que a tensão de entrada. Diferentemente das topologias mencionadas anteriormente, que utilizam o indutor como elemento de transferência de energia, o conversor *Cúk* emprega transferência de energia capacitiva e sua análise é feita com base no balanço de corrente do capacitor. A estrutura básica dessa topologia é vista na Figura 19.

Figura 19 – Conversor *Cúk*.



Fonte: Próprio autor

O conversor *Cúk* apresenta algumas vantagens como: correntes contínuas de entrada e saída e baixa ondulação de tensão de saída (ALMALAQ; MARTIN, 2018). A utilização de um capacitor intermediário como elemento de transferência de energia assegura uma

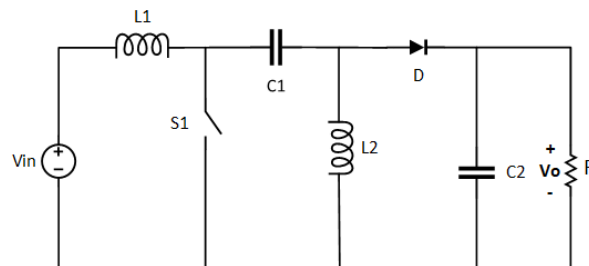
corrente de entrada com menor ondulação e, por conseguinte, as perdas por chaveamento são menores, o que eleva sua eficiência.

Contudo, quando comparado ao conversor *Buck-Boost*, essa topologia apresenta um maior número de componentes reativos e maiores valores de estresse de corrente na chave, capacitor e diodo (RASHID, 2006).

- **Conversor *SEPIC*.**

O conversor de indutor primário de extremidade única (*Single Ended Primary Inductor Converter - SEPIC*), cuja topologia é apresentada na Figura 20, também é um conversor não-isolado capaz de operar como circuito elevador ou abaixador. Porém, o contrário das topologias *Buck-Boost* e *Cúk*, a polaridade de tensão na saída não é invertida.

Figura 20 – Conversor *SEPIC*.



Fonte: Próprio autor

Em um conversor *SEPIC*, um capacitor em série é utilizado para o processo de transferência de energia e, portanto, pode responder mais suavemente a um curto-circuito na carga (ANURADHA et al., 2018). Este conversor apresenta a habilidade de se desligar de modo imediato e sua tensão de saída cair para zero (SINGH; TIWARI, 2018).

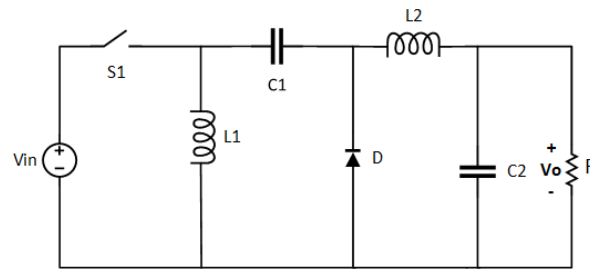
Nessa topologia, o indutor L1 sempre estará conectado à fonte de entrada, proporcionando uma baixa ondulação de corrente na entrada do circuito. Entretanto, dependendo do estado da chave, não há indutor conectado na saída durante todas as etapas de operação e, portanto, essa topologia pode produzir elevados valores de ondulação de corrente de saída.

- **Conversor *Zeta*.**

O conversor *Zeta* apresenta uma estrutura dual do conversor *SEPIC*, conforme observado na Figura 21. As principais vantagens desse conversor são: polaridade não inversora na saída, baixo tempo de estabilização e menor estresse de chaveamento (DHOTE; MODAK, 2017).

Na topologia *Zeta*, o indutor L2 sempre estará conectado à saída do circuito, proporcionando uma baixa ondulação de corrente de saída. Entretanto, dependendo do estado da chave, não há indutor conectado à entrada durante todas as etapas de operação e, portanto, essa topologia pode fornecer elevados valores de ondulação de corrente de entrada.

Figura 21 – Conversor Zeta.



Fonte: Próprio autor

Para concluir essa seção, a Tabela 2 a seguir resume algumas características das topologias clássicas de conversores CC-CC não isolados.

Tabela 2 – Comparação entre as topologias clássicas não isoladas.

Topologia	Ganho	Corrente de entrada	Corrente de saída
<i>Buck</i>	D	Pulsada	Contínua
<i>Boost</i>	$\frac{1}{(1-D)}$	Contínua	Pulsada
<i>Buck-Boost</i>	$-\frac{D}{(1-D)}$	Pulsada	Pulsada
<i>Cúk</i>	$-\frac{D}{(1-D)}$	Contínua	Contínua
<i>SEPIC</i>	$\frac{D}{(1-D)}$	Contínua	Pulsada
<i>Zeta</i>	$\frac{D}{(1-D)}$	Pulsada	Contínua

Fonte – Próprio autor

3.2 Elaboração de Novas Topologias

Em projeto de conversores eletrônicos de potência, os objetivos variam de acordo com a aplicação desejada, mas, de maneira geral, busca-se alcançar um maior desempenho, confiabilidade e eficiência associados com a redução de custos e peso do conversor (WANG et al., 2013; DIAZ et al., 2017). Para a obtenção de desempenho satisfatório, é fundamental operar o conversor em uma frequência apropriada a fim de reduzir as perdas. Além disso, os componentes passivos devem ser projetados de modo a reduzir as ondulações de tensão e corrente.

As topologias básicas de conversores CC-CC mencionadas anteriormente são capazes de atender diversas aplicações em que os requisitos operacionais não sejam demasiadamente elevados. Todavia, temas como eficiência energética e o desenvolvimento fontes de energias renováveis passaram a ter significativa relevância tanto no meio acadêmico quanto na indústria e, como consequência, as pesquisas sobre conversores mais eficientes e capazes de operarem com maiores valores de potência, foram intensificadas (FOROUZESH et al., 2017).

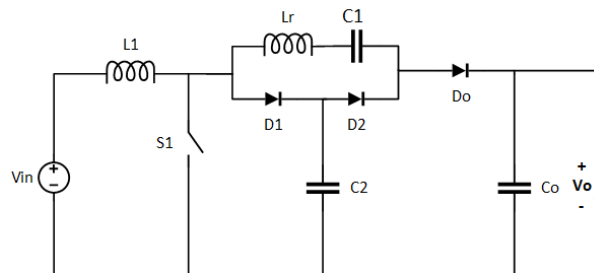
Assim, algumas técnicas são utilizadas para o desenvolvimento de novas topologias que atendam a uma demanda operacional mais elevada. As principais técnicas utilizam a introdução de elementos multiplicadores de tensão, capacitores comutados e acoplamento magnético, além da associação de estágios de conversores como as técnicas de entrelaçamento e cascadeamento. Portanto, os princípios básicos que estão envolvidos nessas técnicas serão explicados a seguir. Concomitantemente, alguns estudos que buscaram analisar a eficácia de tais técnicas também serão citados.

3.2.1 Células multiplicadoras de tensão

A célula multiplicadora de tensão consiste, tipicamente, de diodos e capacitores e é utilizada no processo de conversão de energia CC-CC para elevar o ganho de tensão e reduzir o estresse de tensão nos elementos semicondutores (NGUYEN; CHOI, 2019). É uma técnica bastante eficiente no que diz respeito ao ganho de tensão em relação a sua estrutura simples, de fácil implementação e de custo reduzido. Uma vez que apresenta uma característica de célula, o conjunto multiplicador de diodo-capacitor pode ser integrado ao circuito sem a necessidade de modificação da topologia original (NAVAMANI; VIJAYAKUMAR; JEGATHEESAN, 2018).

Diversas topologias que exploram as qualidades dessa técnica estão disponíveis na literatura. PRUDENTE et al.(2008) estudaram a implementação dessa técnica em conversores CC-CC não isolados clássicos, com o objetivo de obter alto ganho e redução de estresse de tensão nas chaves. Nesse estudo foi possível observar a minimização de problemas relacionados a recuperação de corrente reversa nos diodos, redução de interferência eletromagnética e redução nas perdas de chaveamento em um conversor *Boost*. A Figura 22 representa um conversor *Boost* com a introdução de uma célula multiplicadora de tensão.

Figura 22 – Topologia *Boost* com emprego de células multiplicadoras de tensão.



Fonte: Adaptado de PRUDENTE et.al. (2008)

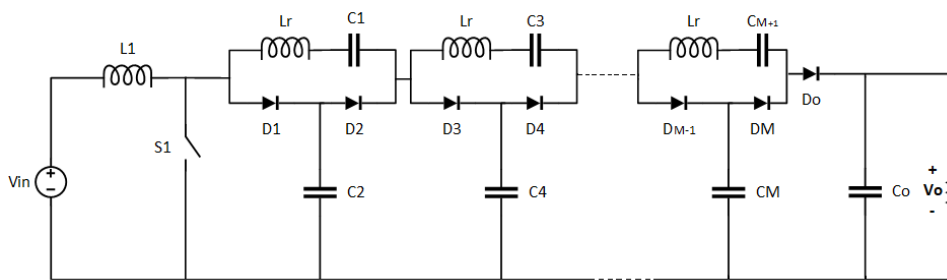
O ganho de tensão em circuitos que utilizam essa técnica está relacionado diretamente ao número de células multiplicadoras presentes, conforme mostrado pela equação (8), que

representa o ganho para o conversor *Boost* com M células de multiplicação de tensão.

$$Ganho = \frac{M + 1}{1 - D} \quad (8)$$

No entanto, o aumento do número de células pode levar ao aumento do custo do conversor, elevação de ondulação da tensão na saída e pode gerar uma degradação da eficiência do dispositivo, devido as perdas nos elementos da célula. Para ilustrar tal característica, mais células podem ser adicionadas ao conversor da Figura 22, conforme pode ser visto na Figura 23.

Figura 23 – Topologia *Boost* com emprego de N células multiplicadoras de tensão.



Fonte: Adaptado de PRUDENTE et.al. (2008)

3.2.2 Capacitor chaveado

A técnica de capacitor chaveado é uma das técnicas mais difundidas e é baseada no princípio de bomba de carga (*Charge Pump*). A principal característica dessa técnica é que a sua operação abrange apenas transferência de energia capacitiva e não envolve conversão de energia eletromagnética.

Os circuitos conversores que utilizam a técnica de capacitores chaveados, geralmente, apresentam apenas dois elementos: capacitores e chaves semicondutoras. Esse tipo de conversor pode apresentar diferentes estruturas que possibilitam a implementação de diversos caminhos de carga e descarga dos capacitores para a transferência de energia a fim de obter um elevado ganho de tensão (ZHANG et al., 2018).

As principais vantagens da técnica de capacitores chaveados estão relacionadas ao custo, tamanho e peso reduzidos dos elementos e sua modularidade estrutural que permite a integração em diversos circuitos (JUNG; SYLVESTER; BLAAUW, 2016).

No entanto, uma questão crítica relacionada aos circuitos são as altas correntes de transitórios (BHASKAR; GANESAN; NARAYANAN, 2019) que ocorrem devido à ausência de elementos passivos que restrinjam essas correntes e que possuem um efeito degradante na densidade de potência e eficiência do conversor. Além disso, apresentam falta de regulação de tensão de saída apropriada e, para frequências baixas de chaveamento, o circuito apresenta baixa eficiência no processo de transferência de energia (TURHAN; HENDRIX;

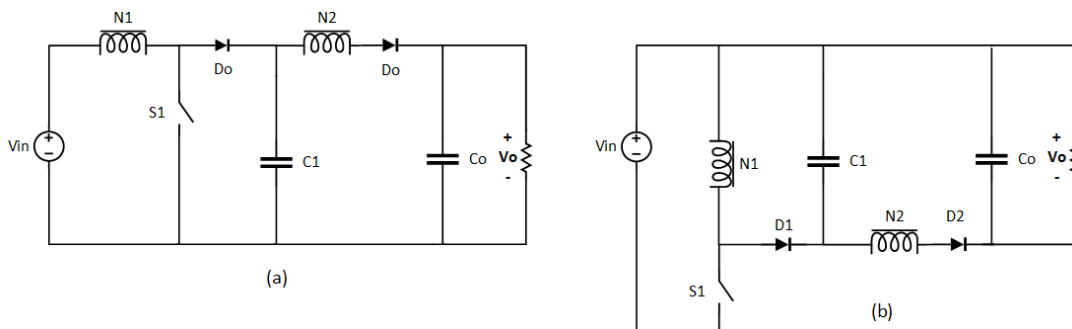
DUARTE, 2018). Portanto, esse tipo de conversor é, geralmente, aplicado em sistemas de baixa potência.

3.2.3 Acoplamento magnético

Outra técnica empregada no desenvolvimento de novas topologias de conversores, tanto isolados quanto não-isolados, é a utilização de acoplamento magnético para a transferência de energia sem a necessidade de conexão física dos componentes.

ZHAO; LEE (2003) propuseram uma família de conversores de alto ganho e alta eficiência baseados no acoplamento magnético de indutores em estruturas clássicas de conversores CC-CC. Esses conversores usam grampeamento passivo para reciclar a energia de dispersão dos indutores acoplados, o que também reduz a recuperação reversa do diodo de saída. A Figura 24 apresenta duas topologias propostas.

Figura 24 – Exemplos de conversores com indutores acoplados (a) *Boost* (b) *Buck-Boost*.



Fonte: Adaptado de ZHAO e LEE (2003)

Para finalizar, apesar de apresentar benefícios como, a existência de um grau adicional de liberdade de projeto dado pela relação de espiras e que, juntamente com o ciclo de trabalho que pode ser manipulado para obter diferentes valores de tensão de saída, o acoplamento magnético apresenta adversidades relacionadas a presença de indutância de dispersão (HU et al., 2018) que pode causar perdas de chaveamento ou picos de tensão nos dispositivos de semicondutores, independentemente de ser implementada por meio da utilização de transformadores ou de indutores acoplados.

3.2.4 Conversores multiestágios

Uma técnica bastante utilizada para elevar a eficiência e o ganho de conversores CC-CC é baseada na integração de dois ou mais módulos ou estágios de conversores. Essa técnica pode ser realizada através da inserção de módulos ou estágio que não necessariamente precisam ser iguais. Além do mais, essa estratégia permite a combinação com outras técnicas, como aquelas citadas anteriormente, para elevar ainda mais o ganho de tensão do conversor.

A partir das topologias combinadas, o ganho nesse tipo de estrutura de conversor cresce de maneira linear ou exponencial. De modo geral, conversores multiestágios são divididos em 2 subgrupos: conversores em cascata e conversores entrelaçados.

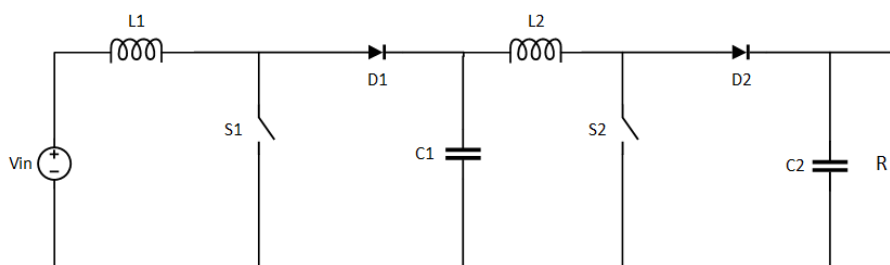
- **Conversores em cascata**

Um modo de se obter a elevação do ganho de tensão é realizar o processo de cascadeamento de dois ou mais conversores em série. Esse processo aumenta o ganho de tensão de modo significativo, uma vez que o ganho resultante é obtido pela multiplicação dos ganhos de cada conversor. A principal vantagem obtida pela técnica de cascadeamento é a obtenção de altos ganhos sem a necessidade de operar o conversor em elevados ciclos de trabalho (FREITAS et al., 2015). Além disso, nesse tipo de configuração, o estresse de tensão nos semicondutores é menor.

Entretanto, a conexão em cascata de dois conversores, por exemplo, dobra a quantidade de energia que está sendo processada, podendo levar a diminuição de eficiência. Ademais, o projeto de controle em circuitos cascadeados torna-se mais complicado pela necessidade de que a impedância de saída de um conversor seja menor que a impedância de entrada do conversor seguinte, para garantir a estabilidade (VEERACHARY; SUDHAKAR, 2007).

HUBER; JOVANOVIC (2000) propuseram o cascadeamento de dois conversores *Boost*, conforme apresentado na Figura 25, para minimizar as ondulações e aumentar o ganho de tensão. Foi observado pelos autores que o estresse de tensão no primeiro estágio é baixo, possibilitando a operação em maiores frequências. Por outro lado, o segundo estágio pode ser operado com menor frequência e, por conseguinte, as perdas por chaveamento serão menores. As principais desvantagens encontradas foram: circuito com maior número de componentes e menor eficiência.

Figura 25 – Dois conversores *Boost* cascadeados.



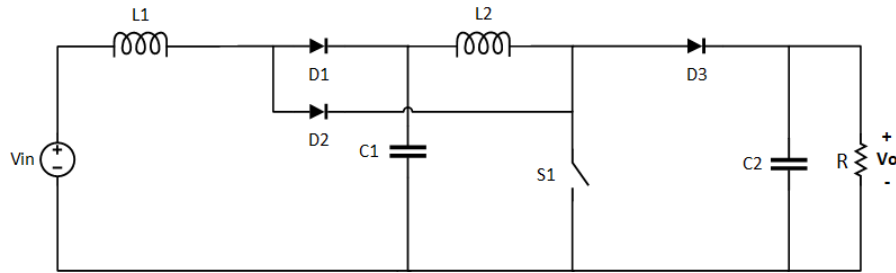
Fonte: Adaptado de HUBER e JOVANOVIC (2000)

O ganho alcançado pelo cascadeamento de dois conversores *Boost* é dado pela relação abaixo:

$$Ganho = \frac{1}{(1 - D)^2} \quad (9)$$

A topologia anterior pode ser simplificada, sem alterar o ganho, de forma que exista apenas uma chave no circuito, reduzindo sua complexidade. A principal desvantagem é que o ciclo de trabalho das duas células *Boost* não poderão mais ser controladas independentemente. Essa estrutura é chamada de *Boost* quadrático (WIJERATNE; MOSCHOPOULOS, 2012) e é apresentada na Figura 26.

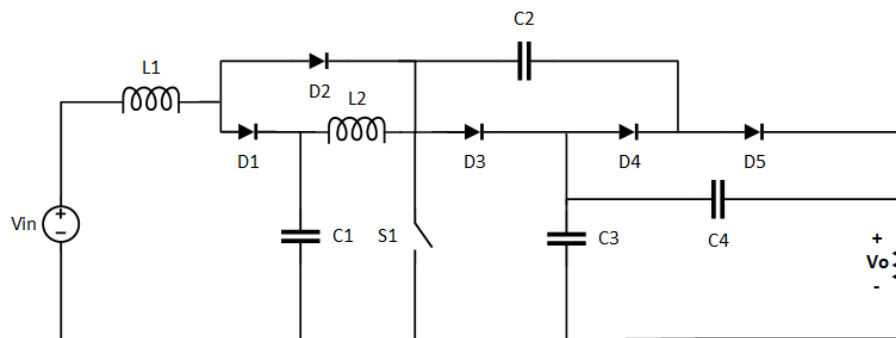
Figura 26 – Conversor *Boost* Quadrático.



Fonte: Adaptado de WIJERATNE e MOSCHOPOULOS (2012)

O cascadeamento de conversores também permite a integração de outras técnicas, como aquelas citadas anteriormente neste capítulo. A topologia apresentada por SIVARAJ; AROUNASSALAME (2017), e exibida na Figura 27, exemplifica esse fato. O conversor proposto pelos autores combinou as principais qualidades do conversor *Boost* quadrático e da técnica de capacitor chaveado para produzir elevado ganho de tensão. Além disso, foi possível obter corrente de entrada contínua, reduzido estresse de tensão e alta taxa de conversão com frequência de chaveamento elevada.

Figura 27 – Conversor *Boost* quadrático com capacitores chaveados.



Fonte: Adaptado de SIVARAJ e AROUNASSALAME (2017)

O ganho de tensão desse conversor é representado pela seguinte relação (10), onde M representa o número de estágios de multiplicação de tensão:

$$Ganho = M \frac{1}{(1 - D)^2} \quad (10)$$

- **Conversores entrelaçados**

Os conversores entrelaçados são compostos pelo intercalamento de células (transistores e diodos) em paralelo. Esse tipo de estrutura permite a operação em maiores frequências de chaveamento e, como consequência, a resposta a transitórios do conversor é mais rápida para variações de carga (EMADI, 2014). Além disso, o aumento de frequência também proporciona a redução de ondulações na tensão de saída e na corrente de entrada do conversor (CALDERON-LOPEZ; FORSYTH; NUTTALL, 2006). De modo geral, quanto maior o número de fases, menor será a corrente em cada um dos indutores e, portanto, maior será o efeito de cancelamento da ondulação entre as fases.

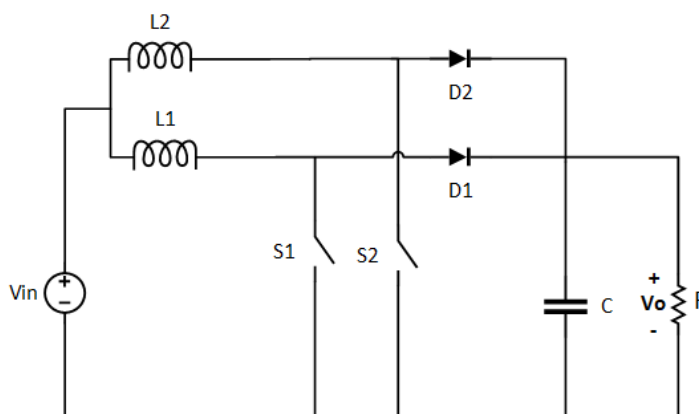
Na técnica de entrelaçamento ocorre a divisão de corrente de entrada entre cada uma das fases. Idealmente, as fases apresentam indutores com o mesmo valor. Dessa forma, a corrente que irá circular em cada um dos indutores será menor (2 vezes menor, por exemplo, em conversores com duas fases, se os indutores forem iguais), e conseqüentemente, as perdas irão diminuir. Além disso, há menos estresse de corrente nos componentes do conversor. Essas características são vantajosas em aplicações onde há altas correntes presentes (KROICS; ZAKIS; SIRMELIS, 2016).

O processo de chaveamento do circuito que utiliza a técnica de entrelaçamento é realizado através de um sinal de comando defasado simetricamente. Essa defasagem é essencial para reduzir as ondulações da corrente de entrada e, portanto, reduzir o tamanho do filtro de entrada (ALZHRANI; SHAMSI; FERDOWSI, 2017). Tipicamente, a defasagem entre os dispositivos semicondutores é dada pela seguinte relação:

$$\phi = \frac{360^\circ}{n}. \quad (11)$$

Na qual n é o número de células em paralelo. A título de exemplo, para um conversor entrelaçado com duas células em paralelo, a defasagem entre as fases será de 180 graus. A estrutura básica de um conversor *Boost* entrelaçado de duas fases é apresentado na Figura 28 .

Figura 28 – Conversor *Boost* entrelaçado.

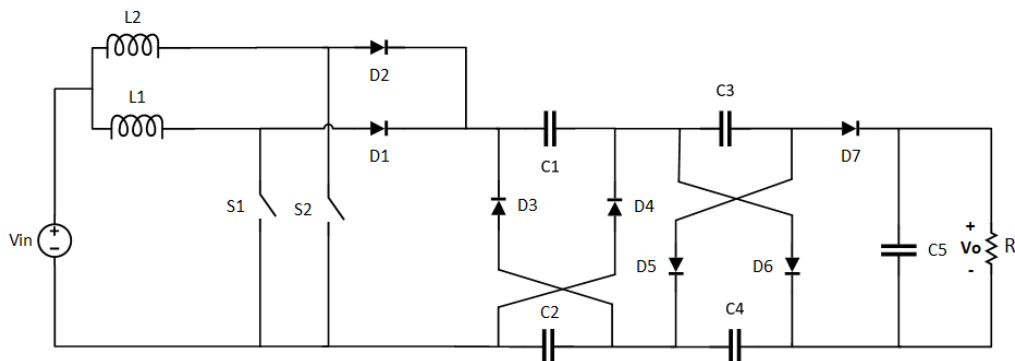


Fonte: Próprio autor

Outro ponto que vale a pena destacar é que conversores entrelaçados utilizam, geralmente, outras técnicas de elevação do ganho de tensão em sua estrutura o que permite uma ampla gama de variações topológicas. ALZHRANI; FERDOWSI; SHAMSI (2019) apresentaram uma família de conversores não isolados de elevado ganho. A estrutura geral proposta consiste em dois estágios: um estágio *Boost* intercalado e um estágio multiplicador de tensão. A célula multiplicadora de tensão pode ser implementada tanto com célula de *Dickson* quanto por célula de *Cockcroft-Walton* ou ainda por uma combinação das duas.

A Figura 29 apresenta uma topologia de conversor *Boost* com duas células de multiplicação de tensão proposta no trabalho, enquanto que a relação dada em (12) representa o ganho do conversor:

Figura 29 – Conversor *Boost* entrelaçado com células de multiplicação de tensão.



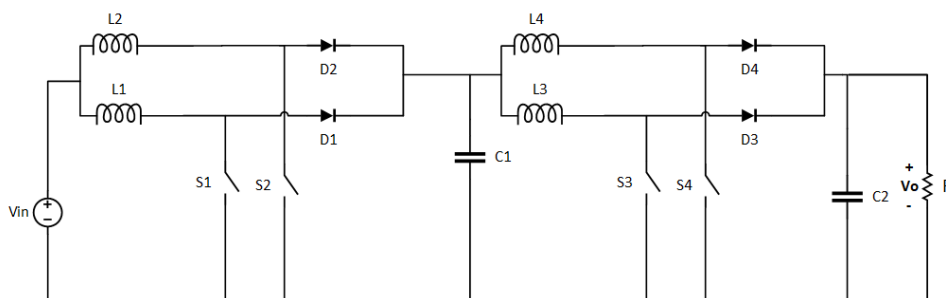
Fonte: Adaptado de ALZHRANI, FERDOWSI e SHAMSI (2019)

$$Ganho = \frac{2M + 1}{1 - D}. \quad (12)$$

Na qual, no caso exemplificado, $M = 2$.

Para finalizar, a técnica de entrelaçamento também pode ser aplicada em conjunto com a técnica de cascadeamento. ALHARBI, ALHOMIM e McCANN (2020) analisaram dois conversores *Boost* entrelaçados ligados em cascata. Essa topologia é apresentada na Figura 30.

Figura 30 – Conversores *Boost* entrelaçados cascadeados.



Fonte: Adaptado de ALHARBI, ALHOMIM e McCANN (2020)

Em resumo, o entrelaçamento é utilizado para elevar o desempenho de conversores CC-CC em relação a eficiência, tamanho, índice de interferência eletromagnética e resposta transitória (HEGAZY; MIERLO; LATAIRE, 2012).

3.3 Modelagem de Conversores CC-CC

A modelagem e análise matemática é fundamental para o desenvolvimento de conversores eletrônicos. As características dinâmicas do conversor estão intimamente relacionadas a estabilidade, a capacidade de suprimir ondulações de tensão na entrada, a resposta a transitórios devido a perturbações tanto na entrada quanto na carga, a impedância equivalente de saída do circuito e a compatibilidade com o filtro de interferência eletromagnética de entrada (KISLOVSKI; REDL; SOKAL, 1997).

Os conversores estáticos, em princípio, são sistemas que apresentam um comportamento não linear e descontínuo no tempo (MIDDLEBROOK; CUK, 1976). Tipicamente, para o desenvolvimento e análise de conversores eletrônicos de potência, modelos de valor médio são utilizados. As metodologias baseadas em modelos de valor médio são: espaço de estados médio, espaço de estado comutado, método de corrente injetada-absorvida, modelagem de dados amostrados, modelo médio generalizado, entre outras.

Na análise dinâmica de conversores CC-CC, a resolução das funções de transferência torna necessário um modelo de pequenos sinais CA (dinâmico) linearizado ao redor de um ponto de operação CC - estado estacionário (BARBI, 2015). A análise do modelo de pequenos sinais é utilizada para conjecturar com rigor, em todos os pontos de operação CC, a margem de estabilidade do conversor contra perturbações em malha fechada e as respostas, nos domínios da frequência e do tempo, a oscilações na tensão de entrada e/ou corrente de saída (KISLOVSKI; REDL; SOKAL, 1997).

A modelagem de conversores de potência é capaz de gerar modelos que apresentam ordens baixas, desde que sejam feitas algumas considerações satisfatórias do ponto de vista da modelagem direcionada ao controle, focando nos principais componentes para as funções de conversão de energia e de controle do conversor (MAKSIMOVIC et al., 2001). Assim, os modelos obtidos apresentam todas as características significativas para a análise das funções básicas do conversor.

Com o objetivo de modelar o conversor proposto em espaço de estados, será empregado o conceito de modelo médio em espaço de estado, proposto por Middlebrook e Cuk (1976). Essa metodologia de modelagem utiliza a representação matemática, através de equações diferenciais, dos estados topológicos do conversor (SARIF; PEI; ANNUAR, 2018) resultando em um modelo linear da célula de comutação. Entre as principais qualidades dessa metodologia estão o estabelecimento de um modelo completo que inclui os fatores CC e CA do conversor e o rigor matemático que pode ser imposto.

No processo de determinação do modelo dinâmico do conversor, as variáveis de estado

devem ser selecionadas. A princípio, qualquer variável do circuito pode ser utilizada. Contudo, tipicamente são escolhidas as variáveis relacionadas aos elementos armazenadores de energia presentes no circuito, ou seja, são utilizadas as correntes nos indutores e as tensões nos capacitores.

A representação geral de um conversor pelo modelo de espaço de estados é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \quad (13)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{E}\mathbf{u}. \quad (14)$$

Onde: \mathbf{A} representa a matriz de estados, \mathbf{B} a matriz de entradas, \mathbf{C} a matriz de saídas e \mathbf{E} a matriz de realimentação. Além disso, \mathbf{x} , \mathbf{u} e \mathbf{y} representam os vetores de estados, entradas e saídas, respectivamente.

Assim sendo, com o objetivo de ilustrar tal metodologia e, baseado em BASTOS (2013) e FUZATO (2015), o conversor *Boost* é modelado a seguir. Vale ressaltar que, para fins de simplificação, os elementos do circuito serão considerados ideais e que o conversor estará operando em modo de condução contínua. Dessa forma, o conversor apresenta duas etapas de operação: chave fechada e chave aberta.

Inicialmente, deve-se definir os vetores de entrada, saída e de estados do conversor. Para o conversor *Boost*, defini-se:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix}. \quad (15)$$

$$\mathbf{u} = V_{in}. \quad (16)$$

$$\mathbf{y} = i_L. \quad (17)$$

A segunda etapa consiste na análise do circuito em suas duas etapas de operação:

- **Conversor *Boost* com chave fechada.**

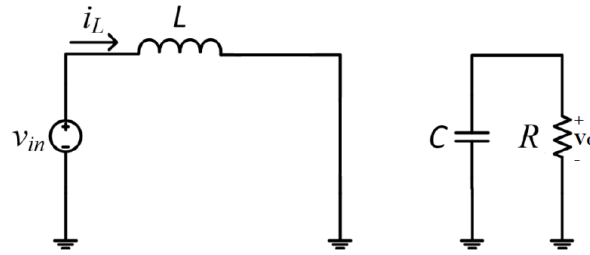
O circuito *Boost* equivalente para o estado de chave fechada é mostrado na Figura 31. Durante essa etapa, a energia fornecida pela fonte de entrada será armazenada no indutor. Nesse momento, a energia requerida pela carga é fornecida pelo capacitor. Considerando o ciclo de trabalho D e o período de chaveamento T_s , essa etapa apresenta um período DT_s .

Aplicando a lei de Kirchoff das tensões, pode-se obter a seguinte equação:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in}}{L}. \quad (18)$$

A corrente fornecida pelo capacitor é dada por:

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{v_C}{CR}. \quad (19)$$

Figura 31 – Conversor *Boost* chave fechada.

Fonte: Próprio autor

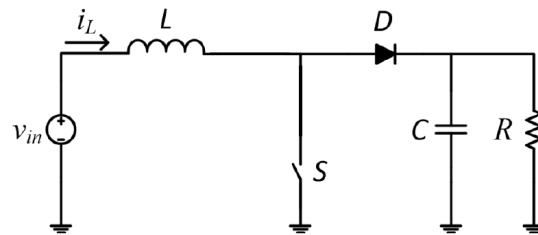
Reescrevendo as equações na forma matricial, dadas por $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1\mathbf{x} + \mathbf{B}_1\mathbf{u}$ e $\mathbf{y} = \mathbf{C}_1\mathbf{x}$.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in}. \quad (20)$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix}. \quad (21)$$

- **Conversor *Boost* com chave aberta.**

O circuito *Boost* equivalente para o estado de chave aberta é mostrado na Figura 32. Durante essa etapa, a energia armazenada no indutor será transferida para o capacitor e para a carga. Essa e considerando o ciclo de trabalho $1-D$ e o período de chaveamento T_s , essa etapa apresenta um período $(1-D)T_s$.

Figura 32 – Conversor *Boost* chave aberta.

Fonte: Próprio autor

Aplicando a lei de Kirchoff das tensões, pode-se obter a seguinte equação:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in}}{L} - \frac{v_C}{L}. \quad (22)$$

A corrente no capacitor é dada por:

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{v_C}{CR}. \quad (23)$$

Reescrevendo as equações na forma matricial, dadas por $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2\mathbf{x} + \mathbf{B}_2\mathbf{u}$ e $\mathbf{y} = \mathbf{C}_2\mathbf{x}$.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_l \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in}, \quad (24)$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_l \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (25)$$

Em seguida, deve-se ponderar as equações obtidas anteriormente em relação ao ciclo de trabalho e tempo de chaveamento para encontrar o modelo médio. Dessa forma, o modelo pode ser reescrito como:

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}_1D + \mathbf{A}_2(1 - D)]\mathbf{x} + [\mathbf{B}_1D + \mathbf{B}_2(1 - D)]\mathbf{u}, \quad (26)$$

$$\mathbf{y} = [\mathbf{C}_1D + \mathbf{C}_2(1 - D)]\mathbf{x}. \quad (27)$$

Com o propósito de simplificações, será adotado a seguinte notação:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1D + \mathbf{A}_2(1 - D), \quad (28)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1D + \mathbf{B}_2(1 - D), \quad (29)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_1D + \mathbf{C}_2(1 - D). \quad (30)$$

Para a obtenção de um modelo de pequenos sinais em torno do ponto de operação do conversor será introduzido uma pequena perturbação na equação (26) de modo a separar os componentes CC e CA. Portanto, as variáveis serão decompostas da seguinte forma:

$$\mathbf{x} = \mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}, \quad (31)$$

$$\mathbf{i}_L = \mathbf{I}_L + \hat{\mathbf{i}}_L, \quad (32)$$

$$\mathbf{d} = \mathbf{D} + \hat{\mathbf{d}}. \quad (33)$$

Nas equações acima, as variáveis maiúsculas representam a parcela contínua (valor médio) enquanto que as variáveis minúsculas destacadas com o símbolo ‘^’ são as parcelas alternadas (perturbações). Desconsiderando as perturbações no sinal de entrada, é possível encontrar a seguinte relação:

$$\hat{\dot{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}]\hat{\mathbf{d}}. \quad (34)$$

Na qual:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1D + \mathbf{A}_2(1 - D), \quad (35)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1D + \mathbf{B}_2(1 - D). \quad (36)$$

Para a condição de regime permanente $\dot{x} = 0$ e, portanto, na equação (34) os termos variáveis são iguais a zero. Assim:

$$\mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} = 0, \quad (37)$$

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U}. \quad (38)$$

Analisando a equação (34) para o sistema oscilando ao redor do ponto médio de operação, encontra-se a relação dada por:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}]\hat{\mathbf{d}}. \quad (39)$$

O mesmo procedimento adotado até então pode ser aplicado para analisar a saída do sistema:

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_1D + \mathbf{C}_2(1 - D). \quad (40)$$

$$\mathbf{i}_L = \mathbf{C}\mathbf{x}. \quad (41)$$

Incorporando os sinais de perturbação ao sistema e analisando o sistema oscilando ao redor do ponto médio de operação:

$$\hat{\mathbf{i}}_L = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X}]\hat{\mathbf{d}}. \quad (42)$$

Aplicando a transformada de Laplace nas equações (39) e (42):

$$\hat{\mathbf{x}}(s) = [(\mathbf{s}\mathbf{I} - \mathbf{A})]^{-1}[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}]\hat{\mathbf{d}}(s), \quad (43)$$

$$\hat{\mathbf{i}}_L(s) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(s) + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X}]\hat{\mathbf{d}}(s). \quad (44)$$

Substituindo a equação (43) em (44) resulta na seguinte função de transferência:

$$G(s) = \frac{\hat{\mathbf{i}}_L(s)}{\hat{\mathbf{d}}(s)} = \mathbf{C}[(\mathbf{s}\mathbf{I} - \mathbf{A})]^{-1}[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}] + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X}]. \quad (45)$$

Assim, a função de transferência encontrada em (45) permite analisar o funcionamento do conversor *Boost* em torno de um ponto médio de operação. Tal função pode ser utilizada para o projeto dos controladores clássicos do sistema (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

3.4 Controle de Conversores CC-CC

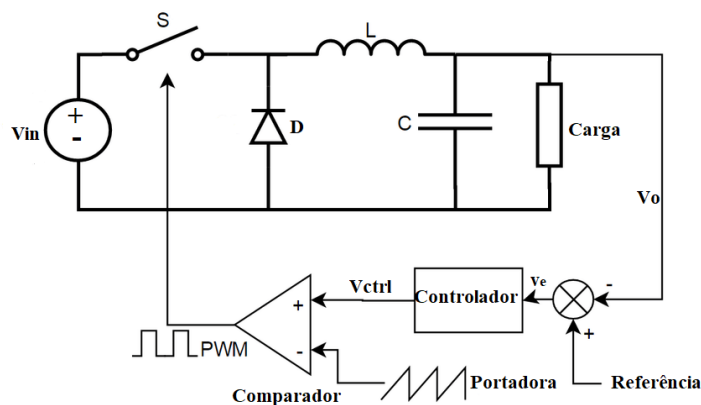
Tipicamente, conversores CC-CC operam com regulagem da tensão nos terminais de saída. Essa regulação é realizada, com auxílio de controladores, dentro de uma faixa

estipulada ($\pm 1\%$ a título de exemplo) na presença de oscilações presentes na fonte de entrada e flutuação de carga. De forma geral, dois esquemas de controle são comumente aplicados no controle de conversores chaveados: controle no modo de tensão e o controle no modo de corrente.

O esquema simplificado de controle de tensão para um conversor *Buck* é ilustrado na Figura 33. A tensão de saída do conversor é monitorada e a partir dela é gerado uma tensão proporcional de realimentação. A tensão de realimentação é comparada com a tensão de referência para gerar um sinal de erro (v_e) que, por sua vez, é utilizado como entrada do bloco controlador para produzir um sinal de controle (V_{ctrl}).

No controle no modo de tensão, essa tensão de controle é comparada com um sinal modulador para gerar o sinal modulado do conversor (*PWM*). Quando a tensão de saída do conversor mudar, a tensão de controle (V_{ctrl}) também irá se alterar e, portanto, o ciclo de trabalho da chave comutadora mudará. Essa mudança de ciclo de trabalho ajusta o valor de tensão de saída para reduzir a zero o sinal de erro (SURYANARAYANA et al., 2012).

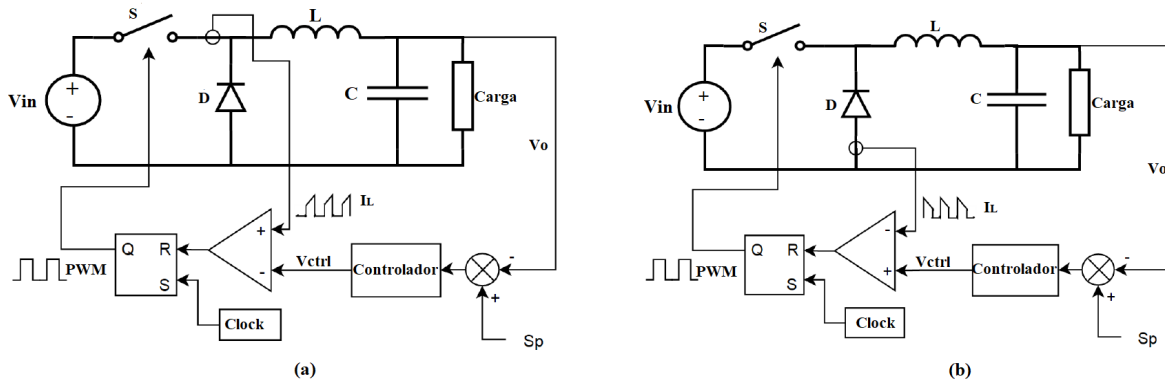
Figura 33 – Controle de tensão para um conversor *Buck*



Fonte: Próprio autor

Outro modo de controle comumente utilizado é o controle de modo de corrente, no qual a tensão nos terminais de saída do conversor é controlada pela corrente do indutor. Nesse modo, são utilizados dois *loops* de controle. O *loop* interno atua com maior rapidez e controla a corrente do indutor enquanto que o *loop* externo é mais lento e controla a tensão de saída (KAZIMIERCZUK, 2009). A realimentação do sinal de corrente pode ser aferido em duas regiões diferentes e, a partir disso, pode-se dividir esse modo de controle em duas categorias: controle do modo de corrente de pico e vale. A Figura 34 apresenta uma representação do controle do modo de (a) corrente de pico e (b) corrente de vale para um conversor *Buck*.

Em ambos os casos, o sinal a ser detectado é um sinal descontínuo e, portanto, será usado como sinal gerador de *PWM*. De forma geral, no controle do modo de corrente de pico, a corrente que percorre a chave comutadora é realimentada e, assim, há corrente

Figura 34 – Controle de corrente de (a) pico e (b) vale para um conversor *Buck*

Fonte: Próprio autor

apenas durante o período em que a chave se encontra em condução, e essa corrente aumenta de modo linear. Devido a essa característica, o modo de controle por corrente de pico fornece respostas rápidas a transitórios e provoca uma limitação de corrente. Entretanto, para ciclo de trabalho maiores que 50% o sistema passa a apresentar instabilidade. Para contornar esse problema de estabilidade, a estrutura de controle geralmente é modificada por meio da inclusão de uma rampa externa compensadora (SURYANARAYANA et al., 2012).

Quando a corrente que passa pelo diodo é utilizada como corrente de realimentação (controle por corrente de vale), a corrente existirá apenas durante o período em que a chave comutadores se encontra desligada. No entanto, esse processo é mais lento quando comparado ao modo de controle de corrente de pico e não limita a corrente. Apesar disso, esse processo é estável para ciclos de trabalho maiores que 50% (KAZIMIERCZUK, 2009).

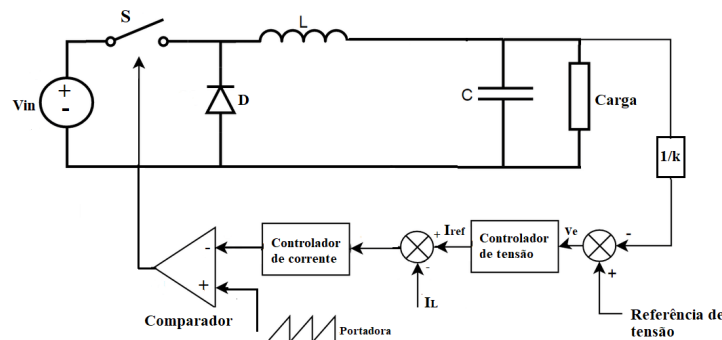
Conforme mostrado na Figura 34, a corrente e o sinal de realimentação de tensão (V_{ctrl}) são utilizados como sinal de entrada em um comparador que irá definir o estado que será aplicado ao pino R do *latch*. Para cada ciclo, definido pelo sinal de *clock*, o pino S (pino de ajuste) e o sinal de *PWM*, pino Q (pino de saída), estão inicialmente ajustados para alto, enquanto o pino R está colocado em baixo. Caso o sinal (V_{ctrl}), durante esse ciclo, se torne menor que o atual valor de realimentação (I_L), o pino R passará para o estado alto e o *PWM* irá diminuir. Esse fato irá resultar na correta modulação do sinal de *PWM* de forma que a tensão de saída fique constante.

Assim, para cada ciclo de *clock*, o sinal *PWM* ficará em alto, a chave comutadora estará fechada e, por conseguinte, a corrente que será detectada começará a crescer ou diminuir de modo linear. Uma vez que esse sinal alcance o valor de V_{ctrl} , o sinal *PWM* irá diminuir e conservar-se nesse estado até o próximo ciclo. Dessa forma, o ciclo de *clock* irá definir a frequência de chaveamento.

Além dos dois modos citados, há ainda uma terceira estrutura de controle no modo de corrente bastante comum. Essa estrutura é conhecida como controle no modo de corrente

média (DIXON, 1990) e é apresentada na Figura 35.

Figura 35 – Controle de corrente média para um conversor *Buck*



Fonte:Próprio autor

Conforme o nome sugere, nesse método o o valor da variação média no tempo da corrente do indutor é controlada utilizando, novamente, duas malhas de controle. A referência do *loop* de corrente é definida pelo *loop* externo (*loop* de tensão). Essa referências é projetada de modo a ser igual à média desejada de corrente do indutor.

Um amplificador de integração de alto ganho no *loop* de corrente tenta rastrear o valor médio da corrente do indutor e gera o erro de corrente amplificada para um modulador de largura de pulso. O erro de corrente amplificado é comparado a uma forma de onda de dente de serra de grande amplitude, oscilando na frequência de comutação na entrada do comparador *PWM*.

3.5 Considerações Finais

Esse capítulo apresentou uma revisão sobre conceitos relacionados a conversores CC-CC. Algumas características das topologias clássicas de conversores não-isolados foram expostas e, nesse cenário,foi possível observar as limitações de tais topologias para aplicações em que os requisitos operacionais sejam elevados. Para suprimir essas limitações, diversas técnicas podem ser utilizadas para o desenvolvimento de novas topologias de conversores. Assim, em um segundo momento, foi apresentado uma revisão sobre algumas das principais técnicas utilizadas, como: cascadeamento, entrelaçamento, incorporação de células de multiplicação de tensão, capacitores chaveados e acoplamento magnético.

Em seguida, a metodologia de modelagem de conversores CC-CC por espaço de estados foi exposta através da modelagem de um conversor *Boost* ideal. Finalmente, os modos de controle clássico para o controle de conversores foi apresentado.

Capítulo 4

Topologia *Boost-Buck*

Esse capítulo tem como objetivo apresentar uma breve justificativa sobre a escolha pela topologia de conversor *Boost-Buck* e introduzir alguns conceitos e aplicações encontradas na literatura relativos a essa topologia. Em um segundo momento é proposta uma análise do conversor *Boost-Buck* que emprega a técnica de entrelaçamento em seu estágio *Boost*. Ainda neste capítulo, é apresentado a operação do conversor e sua modelagem em espaço de estados.

4.1 Escolha de Topologia de Conversor

Em sistemas fotovoltaicos, a disponibilidade de irradiação solar é um dos principais fatores limitante, em relação à geração contínua de energia elétrica. Para contornar os problemas ocasionados pelas alterações nos valores de tensão e corrente gerados pelos painéis, devido as variações nas condições ambientais, e possibilitar o fornecimento de tensão e corrente adequados, interfaces de eletrônica de potência podem ser utilizadas.

Para realizar a conexão de módulos de painéis, que produzam altos valores de tensão, a uma carga CC de baixa tensão, por exemplo, o conversor *Buck* pode ser empregado. Alguns estudos exploraram o uso dessa topologia em aplicações onde há a presença de energia fotovoltaica (ELGENDY; ZAHAWI; ATKINSON, 2012; PRADHAN; PANDA, 2017; LUSIJARTO et al., 2018). De modo semelhante, os conversores derivados da topologia *Boost* poderão ser aplicados em situações onde o arranjo fotovoltaico seja conectado a cargas que demandem maiores valores de tensão (HAROUN et al., 2015; PRABHALA et al., 2016; SAADAT; ABBASZADEH, 2016; CHANDRA MOULI et al., 2017; BELLINASSO et al., 2019).

Contudo, tais topologias apresentam restrições devido a impossibilidade de garantirem a operação em uma ampla faixa de tensão de entrada e que possa flutuar abaixo ou acima do valor desejado na saída do conversor. Além disso, em condições que apresentem valores elevados de temperaturas e irradiação (baixa tensão e alta corrente), o conversor *Buck* pode não rastrear o ponto de máxima potência (PMP) uma vez que tais condições colocariam o PMP fora da região de operação. Por outro lado, em condições de baixas temperaturas e irradiação (alta tensão e baixa corrente), o conversor *Boost* pode não ser capaz de rastrear o ponto de máxima potência (COELHO; CONNER; MARTINS, 2009; COELHO; SANTOS; MARTINS, 2012; SPIER; OGGIER; da SILVA, 2019).

A partir das características anteriores, conversores que apresentem a capacidade de operar em situações onde há extensa variação das condições ambientais e que sejam capazes de fornecer valores de tensão de saída maiores ou menores do que a tensão na entrada, ou seja, conversores derivados da família *Buck-Boost*, são uma possível solução. Dessa forma, em situações onde a busca pelo máximo ponto de potência seja o objetivo e que esse ponto possa ser alocado em qualquer região da curva I-V, o conversor *Buck-Boost* permite o rastreamento do PMP independentemente de fatores externos (temperatura, irradiação e carga conectada) (TAGHVAEE et al., 2013).

Entretanto, a topologia *Buck-Boost* em sua configuração clássica apresenta duas desvantagens: saída invertida de tensão, assim como acontece no conversor *Cúk*, e a presença de corrente de entrada descontínua o que, conseqüentemente, acarreta em altos valores de ondulação. Topologias como as dos conversores *Buck-Boost* não inversor, *SEPIC* e *Zeta* eliminam o problema de inversão de polaridade nos terminais de saída, porém tais topologias apresentam baixa densidade de potência e eficiência reduzida (TOFOLI et al., 2015; WENG et al., 2019).

A partir disso, a topologia *Boost-Buck* se apresenta como uma possível solução para mitigar as limitações presentes nas topologias anteriores e, dessa forma, algumas características desse conversor serão apresentadas em mais detalhes na seção seguinte.

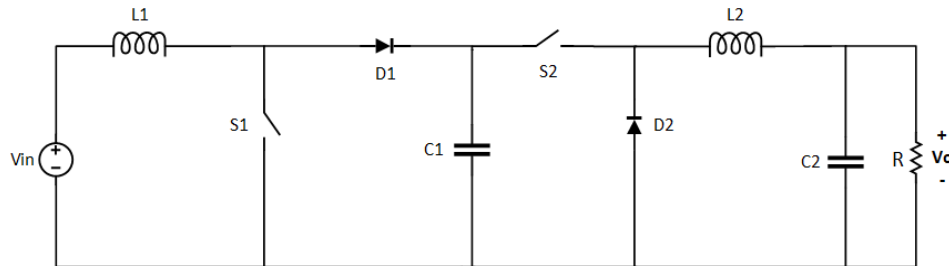
4.2 Conversor *Boost-Buck*

O cascadeamento de um conversor *Boost* seguido de um conversor *Buck* foi inicialmente citado por Cúk (1977) em sua tese de doutorado. Conforme o autor demonstra, a associação em cascata do conversor *Buck* (no primeiro estágio) com um conversor *Boost* (no segundo estágio) combina apenas as características indesejáveis de cada uma das topologias, isto é, a presença de corrente pulsante na entrada do conversor *Buck* e corrente pulsante na saída do conversor *Boost*.

Como forma de solucionar esse problema e ainda manter a mesma função de conversão CC-CC, o autor sugere a utilização do conversor *Boost* no primeiro estágio e do conversor *Buck* no segundo estágio. Essa associação mantém apenas as boas propriedades presentes

em cada uma das topologias, ou seja, a presença de corrente contínua na entrada do conversor *Boost* e corrente contínua na saída da topologia *Buck*. O conversor *Boost* cascateado com o conversor *Buck* é apresentado na Figura 36.

Figura 36 – Conversor *Boost-Buck*



Fonte: Adaptado de CÜK. (1977)

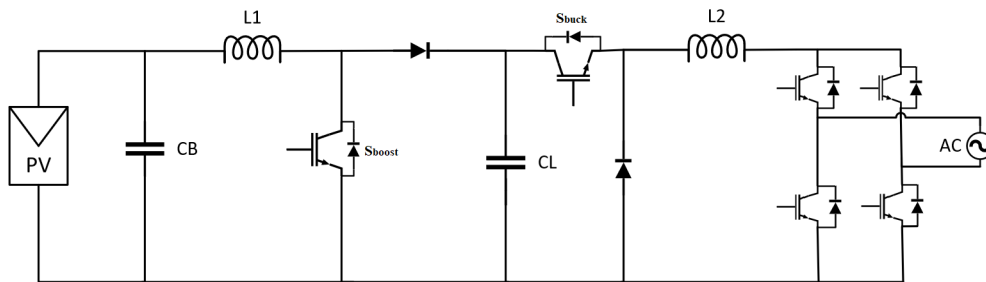
Devido a característica de poder operar como conversor abaixador ou elevador, a topologia *Boost-Buck* apresenta um alto grau de flexibilidade, o que torna esse tipo de conversor compatível com inúmeras aplicações, principalmente em sistemas com fontes alternativas de energia, como painéis fotovoltaicos. Em conformidade com esse fato, alguns estudos procuraram analisar as possibilidades de utilização dessa topologia. Em KUMAR et al. (2015), a utilização de um conversor *Boost-Buck* para o bombeamento de água por meio de um motor CC de ímã permanente, alimentado por fonte fotovoltaica, foi proposto. No caso apresentado, o indutor de entrada do conversor *Boost* funciona como um filtro de ondulação e a saída *Buck* proporciona corrente de saída contínua e, dessa forma, possibilita a partida suave do motor.

Nessa mesma linha, MISHRA; e SINGH (2016) propuseram a aplicação de um conversor *Boost-Buck* como estágio de condicionamento de energia em um sistema de bombeamento de baixo custo que utiliza energia fotovoltaica para o acionamento de um motor de relutância chaveada. Já SPIER; OGGIER; da SILVA (2017) apresentaram a modelagem de um conversor *Boost-Buck* bidirecional para aplicações em sistemas de energia renovável. A principal característica do conversor proposto são as correntes de entrada e saída que podem ser controladas através de diferentes ciclos de trabalho aplicados em cada perna do circuito. A sequência de chaveamento proposta pelos autores é composta por três diferentes estados capazes de fornecer as equações equivalentes de pequenos sinais, o circuito equivalente de pequenos sinais e as funções de transferência do conversor.

Um sistema de carregamento inteligente de bateria, que possui painel fotovoltaico como fonte de energia, através de um conversor *Boost-Buck*, que realiza a interface entre esses sistemas, foi proposto por TRIKI et al. (2018). Essa topologia foi escolhida pelos autores pois, permite a operação no modo *Boost* quando a tensão da bateria é maior que a tensão de saída do painel ou a operação no modo *Buck* quando a tensão da bateria é menor que a tensão de saída do painel.

No estudo desenvolvido por ZHAO et al. (2012) foi proposto um esquema para um inversor fotovoltaico conectado à rede monofásica para aplicação residencial. O esquema apresentado utiliza um conversor *Boost* em cascata com um conversor *Buck*, em sua configuração clássica, para realizar a interface entre a fonte fotovoltaica e a rede. De acordo com a análise do modelo, foi possível observar que a diminuição da indutância no estágio Boost irá proporcionar o aumento na frequência do pólo ressonante, possibilitando uma estratégia de controle mais simples e com maior estabilidade. Dessa forma, em um segundo momento, os autores propõem a utilização da técnica de entrelaçamento no estágio *Boost* para reduzir os valores das indutâncias e, ao mesmo tempo, diminuir as ondulações de corrente na entrada do conversor. A topologia do conversor *Boost* cascadeado com um conversor *Buck* conectado a rede é apresentado na Figura 37.

Figura 37 – Conversor *Boost-Buck* conectado a rede monofásica



Fonte: Adaptado de ZHAO et.al. (2012)

Vale ressaltar que a topologia *Boost-Buck*, assim como topologias derivadas dessa, apresentam outras aplicações que podem ser encontradas na literatura, como: sistemas de transferência de energia sem fio de alta eficiência (FU; MA; ZHU, 2014), sistemas de armazenamento de energia (YANG et al., 2019a; PRANEETH; WILLIAMSON, 2019), correção de fator de potência (MAO et al., 2013), geradores termoelétricos (KIM; LAI, 2008; CARSTENS; GUHMANN, 2014), sistemas de geração distribuída (PIRES; FOITO; CORDEIRO, 2016) e sistemas de iluminação com LEDs (PAWELLEK; DUERBAUM, 2014).

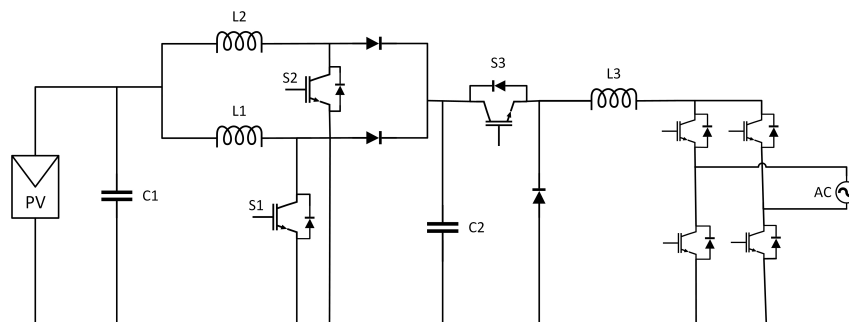
A partir das considerações anteriores, a topologia estudada nessa dissertação tem como base a topologia Boost-Buck para conexão sistemas fotovoltaicos à rede elétrica. A descrição do conversor, seu princípio de funcionamento e a modelagem em espaço de estados serão apresentadas a seguir.

4.3 Apresentação da Topologia

A Figura 38 apresenta a topologia a ser analisada nesta dissertação. O primeiro estágio é formado por um conversor *Boost* cascadeado com um conversor *Buck* e, portanto, o conversor pode operar como conversor elevador ou como conversor abaixador. A técnica de

entrelaçamento no estágio *Boost* foi aplicada com o objetivo de diminuir as ondulações de corrente na entrada do circuito. O segundo estágio é formado por um inversor desdobrador (*unfolding inverter*) em ponte completa que irá operar na frequência da rede (60 Hz). Ainda em relação ao segundo estágio, uma vez que o inversor opera na frequência da rede e o chaveamento ocorre em tensão e corrente zero, as perdas de chaveamento podem ser desprezadas.

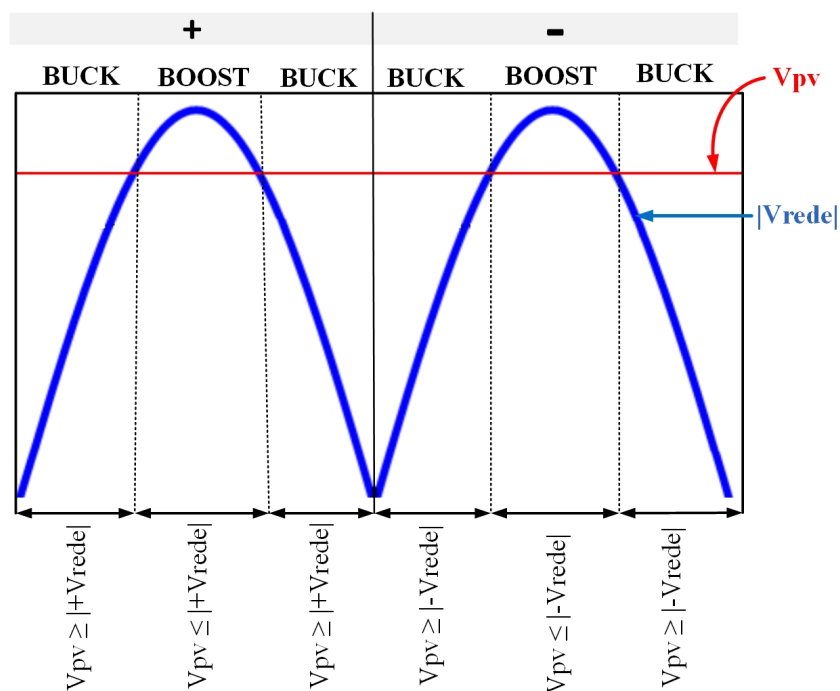
Figura 38 – Conversor *Boost* entrelaçado cascateado com *Buck* conectado à rede monofásica



Fonte: Adaptado de ZHAO et.al. (2012)

O princípio de operação do conversor é baseado no conceito de *time-sharing* (OGURA et al., 2004). O funcionamento do sistema pode ser explicado com auxílio da Figura 39.

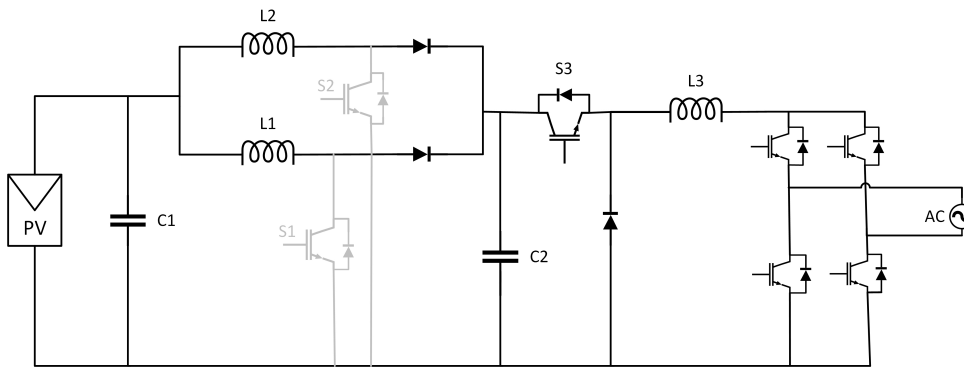
Figura 39 – Princípio de funcionamento



Fonte: Próprio autor

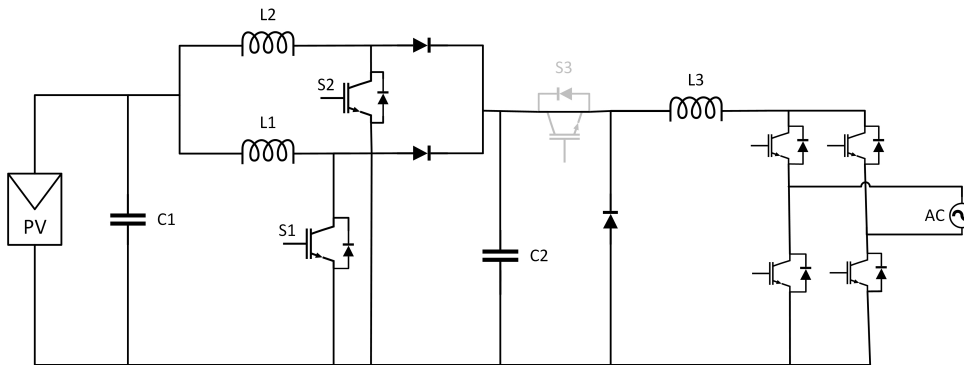
Assim,

- $V_{pv} \geq |V_{rede}|$: Sempre que a magnitude absoluta de tensão instantânea da rede for menor do que a tensão gerada pelo conjunto fotovoltaico (V_{pv}), o estágio *Buck* estará ativo e, portanto, a chave S_3 irá ser ligada e desligada. Ao mesmo tempo, as chaves semicondutoras do estágio *Boost* (S_1 e S_2) estarão desligadas nessa condição e, assim, pode-se dizer que esse estágio funcionará como um filtro de entrada. Essa condição é apresentada na Figura 40.

Figura 40 – Operação do conversor na região *Buck*

Fonte:Próprio autor

- $V_{pv} \leq |V_{rede}|$: Sempre que a magnitude absoluta de tensão instantânea da rede for maior do que a tensão gerada pelo conjunto fotovoltaico (V_{pv}), o estágio *Boost* estará ativo e, portanto, as chaves S_1 e S_2 estarão em operação. Por outro lado, a chave semicondutora do estágio *Buck* (S_3) estará desligada nessa condição e, conseqüentemente, pode-se dizer que esse estágio funcionará como um filtro de saída do conversor. Essa condição é apresentada na Figura 41.

Figura 41 – Operação do conversor na região *Boost*

Fonte:Próprio autor

Nas próximas seções, a modelagem por espaço de estados do conversor será realizada para os modos de operação *Boost* e *Buck*. Ressalta-se que, para a modelagem do conversor, foram considerados os efeitos das resistências parasitas dos indutores, dos capacitores e

das chaves. Além disso, foi utilizada como fonte de entrada CC um modelo equivalente para painéis fotovoltaicos.

4.3.1 Operação no modo Buck

Inicialmente, como mencionado no Capítulo 3, é necessário definir os vetores de entrada, saída e de estados. Portanto:

$$\mathbf{x} = [i_{L1} \quad i_{L2} \quad i_{L3} \quad v_{C1} \quad v_{C2}]^T, \quad (46)$$

$$\mathbf{u} = [V_{in} \quad I_0]^T, \quad (47)$$

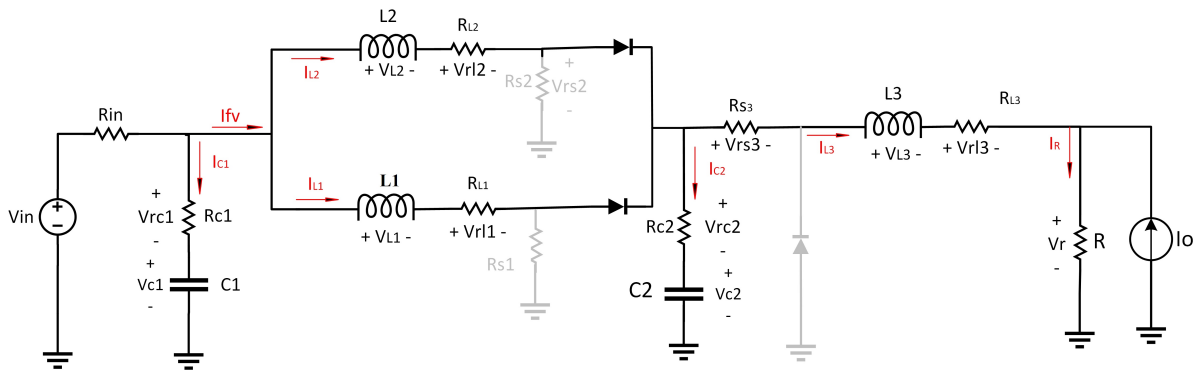
$$\mathbf{y} = [i_{L3} \quad V_{pv}]^T. \quad (48)$$

Durante a operação do conversor no modo *Buck*, as chaves S_1 e S_2 estarão sempre desligadas. Por outro lado, a chave S_3 será chaveada. O conversor apresenta apenas dois intervalos de operação: Chave S_3 fechada e chave S_3 aberta. O equacionamento de cada um desses estados é apresentado a seguir.

• Primeiro intervalo

No primeiro intervalo ($d_1 T_S$), a chave S_3 estará fechada. Os diodos D_1 e D_2 estão em estado de condução. O circuito equivalente é mostrado na Figura 42.

Figura 42 – Conversor equivalente para a primeira etapa



Fonte: Próprio autor

Aplicando a lei de Kirchoff das tensões, o seguinte conjunto de equações é obtido:

$$-V_{in} + r_{in}i_{in} + r_{C1}i_{C1} + v_{C1} = 0, \quad (49)$$

$$-v_{C1} - r_{C1}i_{C1} + v_{L1} + r_{L1}i_{L1} + r_{C2}i_{C2} + v_{C2} = 0, \quad (50)$$

$$-v_{C1} - r_{C1}i_{C1} + v_{L2} + r_{L2}i_{L2} + r_{C2}i_{C2} + v_{C2} = 0, \quad (51)$$

$$-v_{C2} - r_{C2}i_{C2} + r_{s3}i_{L3} + v_{L3} + r_{L3}i_{L3} + v_r = 0. \quad (52)$$

Aplicando a lei de Kirchoff das correntes são obtidas as seguintes equações:

$$i_{in} = i_{C1} + i_{fv}, \quad (53)$$

$$i_{fv} = i_{L1} + i_{L2}, \quad (54)$$

$$i_{L1} + i_{L2} = i_{C2} + i_{L3}, \quad (55)$$

$$i_R = i_{L3} + i_0. \quad (56)$$

As equações (50) e (51) podem ser reescritas como equações diferenciais, portanto:

$$\begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} = & \left[\frac{r_{C1}}{L_1(r_{in} + r_{C1})} \right] V_{in} - \left[\frac{\frac{r_{C1}r_{in}}{(r_{C1}+r_{in})} + r_{C2} + r_{L1}}{L_1} \right] i_{L1} - \left[\frac{\frac{r_{C1}r_{in}}{(r_{C1}+r_{in})} + r_{C2}}{L_1} \right] i_{L2} + \frac{r_{C2}}{L_1} i_{L3} + \\ & + \left[\frac{r_{in}}{r_{in}+r_{C1}} \right] v_{C1} - \frac{1}{L_1} v_{C2}. \quad (57) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{L2}}{dt} = & \left[\frac{r_{C1}}{L_2(r_{in} + r_{C1})} \right] V_{in} - \left[\frac{\frac{r_{C1}r_{in}}{(r_{C1}+r_{in})} + r_{C2}}{L_2} \right] i_{L1} - \left[\frac{\frac{r_{C1}r_{in}}{(r_{C1}+r_{in})} + r_{C2} + r_{L2}}{L_2} \right] i_{L2} + \frac{r_{C2}}{L_2} i_{L3} + \\ & + \left[\frac{r_{in}}{r_{in}+r_{C1}} \right] v_{C1} - \frac{1}{L_2} v_{C2}. \quad (58) \end{aligned}$$

A equação (55) pode ser reescrita como:

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_2} + \frac{i_{L2}}{C_2} - \frac{i_{L3}}{C_2}. \quad (59)$$

Além disso,

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1(r_{in} + r_{C1})} V_{in} - \frac{r_{in}}{(r_{in} + r_{C1})} i_{L1} - \frac{r_{in}}{(r_{in} + r_{C1})} i_{L2} - \frac{1}{(r_{in} + r_{C1})} v_{C1}. \quad (60)$$

A equação (52) pode ser escrita como:

$$\frac{di_{L3}}{dt} = \frac{r_{C2}}{L_3} i_{L1} + \frac{r_{C2}}{L_3} i_{L2} - \left[\frac{r_{C2} + r_{s3} + r_{L3} + R}{L_3} \right] i_{L3} + \frac{1}{L_3} v_{C2} - \frac{R}{L_3} i_0. \quad (61)$$

Finalmente, as equações podem ser escritas em forma matricial, o que resulta em:

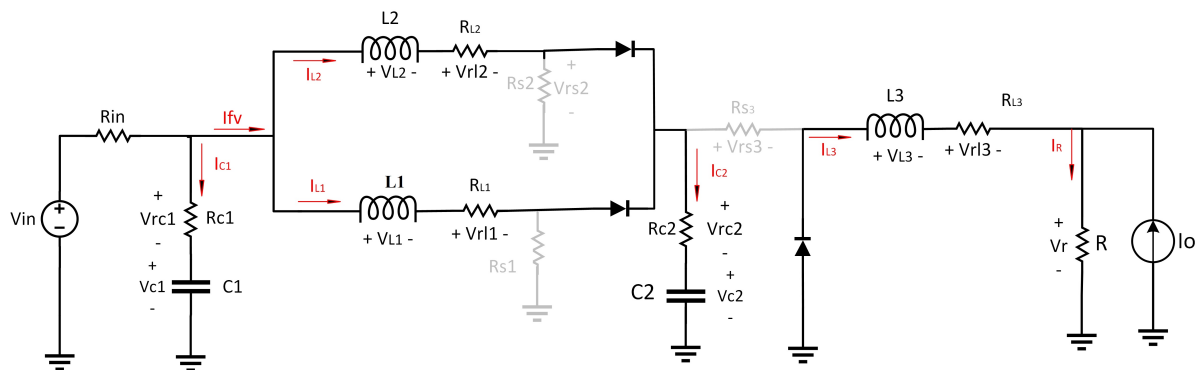
$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{C1}r_{in} + r_{C2} + r_{L1}}{L_1} & -\frac{r_{C1}r_{in} + r_{C2}}{L_1} & \frac{r_{C2}}{L_1} & \frac{r_{in}}{L_1 + r_{C1}} & -\frac{1}{L_1} \\ -\frac{r_{C1}r_{in} + r_{C2}}{L_2} & -\frac{r_{C1}r_{in} + r_{C2} + r_{L2}}{L_2} & \frac{r_{C2}}{L_2} & \frac{r_{in}}{L_2 + r_{C1}} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{r_{C2}}{L_3} & \frac{r_{C2}}{L_3} & -\frac{r_{C2} + r_{s3} + r_{L3} + R}{L_3} & 0 & \frac{1}{L_3} \\ -\frac{r_{in}}{C_1(r_{in} + r_{C1})} & -\frac{r_{in}}{C_1(r_{in} + r_{C1})} & 0 & -\frac{1}{C_1(r_{in} + r_{C1})} & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (62)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{r_{C1}}{L_1(r_{in} + r_{C1})} & 0 \\ \frac{r_{C1}}{L_2(r_{in} + r_{C1})} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_3} \\ \frac{1}{C_1(r_{in} + r_{C1})} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (63)$$

• Segundo intervalo

No segundo intervalo (d_2T_S), a chave S_3 estará aberta. Os diodos D_1 , D_2 e D_3 estão em estado de condução. O circuito equivalente é mostrado na Figura 43.

Figura 43 – Conversor equivalente para a segunda etapa



Fonte: Próprio autor

Aplicando a lei de Kirchoff das tensões, o seguinte conjunto de equações é obtido:

$$-V_{in} + r_{in}i_{in} + r_{C1}i_{C1} + v_{C1} = 0, \quad (64)$$

$$-v_{C1} - r_{C1}i_{C1} + v_{L1} + r_{L1}i_{L1} + r_{C2}i_{C2} + v_{C2} = 0, \quad (65)$$

$$-v_{C1} - r_{C1}i_{C1} + v_{L2} + r_{L2}i_{L2} + r_{C2}i_{C2} + v_{C2} = 0, \quad (66)$$

$$+v_{L3} + r_{L3}i_{L3} + v_R = 0. \quad (67)$$

Aplicando a lei de Kirchoff das correntes são obtidas as seguintes equações:

$$i_{in} = i_{C1} + i_{fv}, \quad (68)$$

$$i_{fv} = i_{L1} + i_{L2}, \quad (69)$$

$$i_{C2} = i_{L1} + i_{L2}, \quad (70)$$

$$i_R = i_{L3} + i_0. \quad (71)$$

As equações (65) e (66) podem ser reescritas como equações diferenciais, portanto:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \left[\frac{r_{C1}}{L_1(r_{in} + r_{C1})} \right] V_{in} - \left[\frac{\frac{r_{C1}r_{in}}{(r_{C1}+r_{in})} + r_{C2} + r_{L1}}{L_1} \right] i_{L1} - \left[\frac{\frac{r_{C1}r_{in}}{(r_{C1}+r_{in})} + r_{C2}}{L_1} \right] i_{L2} + \left[\frac{r_{in}}{L_1(r_{in}+r_{C1})} \right] v_{C1} - \frac{1}{L_1} v_{C2}, \quad (72)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \left[\frac{r_{C1}}{L_2(r_{in} + r_{C1})} \right] V_{in} - \left[\frac{\frac{r_{C1}r_{in}}{(r_{C1}+r_{in})} + r_{C2}}{L_2} \right] i_{L1} - \left[\frac{\frac{r_{C1}r_{in}}{(r_{C1}+r_{in})} + r_{C2} + r_{L2}}{L_2} \right] i_{L2} + \left[\frac{r_{in}}{L_2(r_{in}+r_{C1})} \right] v_{C1} - \frac{1}{L_2} v_{C2}. \quad (73)$$

As equações (70) pode ser reescrita como:

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_2} + \frac{i_{L2}}{C_2}. \quad (74)$$

A equação (67), na forma diferencial, é dada por:

$$\frac{di_{L3}}{dt} = - \left[\frac{r_{L3} + R}{L_3} \right] i_{L3} - \left[\frac{R}{L_3} \right] i_0. \quad (75)$$

Finalmente,

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1(r_{in} + r_{C1})} V_{in} - \frac{r_{in}}{(r_{in} + r_{C1})} i_{L1} - \frac{r_{in}}{(r_{in} + r_{C1})} i_{L2} - \frac{1}{(r_{in} + r_{C1})} v_{C1}. \quad (76)$$

Na forma matricial:

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{\frac{r_{C1}r_{in}}{(r_{C1}+r_{in})}+r_{C2}+r_{L1}}{L_1} & -\frac{\frac{r_{C1}r_{in}}{(r_{C1}+r_{in})}+r_{C2}}{L_1} & 0 & \frac{r_{in}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ -\frac{\frac{r_{C1}r_{in}}{(r_{C1}+r_{in})}+r_{C2}}{L_2} & -\frac{\frac{r_{C1}r_{in}}{(r_{C1}+r_{in})}+r_{C2}+r_{L2}}{L_2} & 0 & \frac{r_{in}}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & -\frac{r_{L3}+R}{L_3} & 0 & 0 \\ -\frac{r_{in}}{C_1(r_{in}+r_{C1})} & -\frac{r_{in}}{C_1(r_{in}+r_{C1})} & 0 & -\frac{1}{C_1(r_{in}+r_{C1})} & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (77)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{r_{C1}}{L_1(r_{in}+r_{C1})} & 0 \\ \frac{r_{C1}}{L_2(r_{in}+r_{C1})} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_3} \\ \frac{1}{C_1(r_{in}+r_{C1})} & \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (78)$$

• Modelo médio do conversor

Após encontrar as matrizes de estados, é possível obter o modelo médio do conversor através da agregação das matrizes encontradas, ponderadas pelo período de chaveamento de cada um dos intervalos. Assim, as variáveis de estado do sistema (correntes nos indutores e tensão nos capacitores) são traduzidas por um conjunto de equações lineares (se o ciclo de trabalho não for considerado uma entrada do sistema) que descrevem o comportamento médio do conversor (FUZATO, 2015; FUZATO et al., 2018). Portanto, o modelo do sistema pode ser escrito da seguinte forma:

$$\dot{\mathbf{x}} = \left(\sum_{i=1}^2 \mathbf{A}_i d_i \right) + \left(\sum_{i=1}^2 \mathbf{B}_i d_i \right). \quad (79)$$

Ou seja,

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A}_1 d_1 + \mathbf{A}_2 d_2) x + (\mathbf{B}_1 d_1 + \mathbf{B}_2 d_2) u. \quad (80)$$

Considerando que cada chave conduz por um período total de dT_s e que o ciclo de trabalho d é um valor entre 0 e 1, o período em que uma das chaves não está conduzindo é igual a $(1-d)T_s$ e, portanto, é possível concluir que:

$$d_1 T_s = d T_s, \quad (81)$$

$$d_2 T_s = (1 - d) T_s. \quad (82)$$

Portanto, a matriz \mathbf{A} pode ser reescrita como:

$$\mathbf{A} = \left(\sum_{i=1}^2 \mathbf{A}_i d_i \right) = \mathbf{A}_1 d + \mathbf{A}_2 (1 - d), \quad (83)$$

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_2 + d(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2). \quad (84)$$

Conforme pode ser observado, as matrizes B_i são iguais para os dois intervalos e o operador médio de cada um dos intervalos será um número entre 0 e 1 e, portanto, a soma resultante será igual a 1. Assim, a matriz \mathbf{B} resultante será invariante no modelo médio do conversor.

Portanto, o modelo médio do conversor proposto pode ser descrito pela seguinte equação:

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}_2 + d(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)] \mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}. \quad (85)$$

• Modelo de pequenos sinais

Para a obtenção de um modelo de pequenos sinais em torno do ponto de operação do conversor, serão introduzidas pequenas perturbações nos vetores de entrada, estados e saída, de modo a separar os componentes CC e CA do sistema.

$$\mathbf{x} = \mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}, \quad (86)$$

$$\mathbf{u} = \mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}, \quad (87)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}}, \quad (88)$$

$$\mathbf{d} = \mathbf{D} + \hat{\mathbf{d}}. \quad (89)$$

Introduzindo as perturbações na equação (85) resulta em:

$$\dot{\mathbf{X}} + \hat{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}_2 + (\mathbf{D} + \hat{\mathbf{d}})(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)] (\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}) + \mathbf{B}(\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}). \quad (90)$$

Para a situação de regime permanente, as variáveis de estado são constantes e, conseqüentemente, o vetor de estados apresenta derivada resultante nula. Além disso, os valores de pequenos sinais são iguais a zero (FUZATO, 2015). Admitindo que a matriz \mathbf{A} possui inversa, chega-se a seguinte conclusão:

$$\dot{\mathbf{X}} = 0 \quad (91)$$

$$0 = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \quad (92)$$

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U} \quad (93)$$

Na análise de pequenos sinais, a derivada dos componentes de regime permanente são nulas. Outra consideração que deve ser realizada é de que os produtos dos elementos de pequenos sinais podem ser desprezados. Introduzindo as considerações na equação (90) obtém-se:

$$\hat{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}_2 + \mathbf{D}(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)] \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}} + (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \hat{\mathbf{d}}\mathbf{X}. \quad (94)$$

Reescrevendo a equação (94):

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}} + \mathbf{F}\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + [\mathbf{B} \ \mathbf{F}] \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{u}} \\ \hat{\mathbf{d}} \end{bmatrix}. \quad (95)$$

Onde:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_2 + \mathbf{D}(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2), \quad (96)$$

$$\mathbf{F} = (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X}. \quad (97)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (95) e fazendo o termo $\hat{\mathbf{u}}$ igual a zero, pois é de interesse apenas as funções de transferência dependentes do ciclo de trabalho em torno do ponto de operação, encontra-se a seguinte função:

$$\hat{\mathbf{x}}(s) = [s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1} \mathbf{F}\hat{\mathbf{d}} \quad (98)$$

Para encontrar as relações de saída do sistema, utiliza-se a seguinte relação:

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{E}\mathbf{u}. \quad (99)$$

As matrizes \mathbf{C} e \mathbf{E} são iguais para os dois períodos e são definidas como sendo iguais a:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{r_{in}r_{C1}}{r_{in}+r_{C1}} & -\frac{r_{in}r_{C1}}{r_{in}+r_{C1}} & 0 & \frac{r_{in}}{r_{in}+r_{C1}} & 0 \end{bmatrix}. \quad (100)$$

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{r_{C1}}{r_{in}+r_{C1}} & 0 \end{bmatrix}. \quad (101)$$

Assim, o valor médio pode ser calculado resolvendo:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{E}\mathbf{U}. \quad (102)$$

Considerando a introdução de pequenas perturbações:

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{E}\hat{\mathbf{u}}. \quad (103)$$

Reescrevendo a equação (103):

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{E}\hat{\mathbf{u}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} + [\mathbf{E} \ \mathbf{W}] \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{u}} \\ \hat{\mathbf{d}} \end{bmatrix}. \quad (104)$$

Onde:

$$\mathbf{W} = \mathbf{0}.$$

Para fins de projeto dos controladores relacionados a corrente no indutor L_3 e a tensão no ramo da fonte de entrada, a equação (104) pode ser descrita como:

$$\hat{\mathbf{i}}_1(\mathbf{s}) = \mathbf{C}_i \hat{\mathbf{x}}(\mathbf{s}). \quad (105)$$

$$\hat{\mathbf{v}}_{fv}(\mathbf{s}) = \mathbf{C}_{fv} \hat{\mathbf{x}}(\mathbf{s}). \quad (106)$$

Onde:

$$\mathbf{C}_i = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (107)$$

$$\mathbf{C}_{fv} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{in}r_{C1}}{r_{in}+r_{C1}} & -\frac{r_{in}r_{C1}}{r_{in}+r_{C1}} & 0 & \frac{r_{in}}{r_{in}+r_{C1}} & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (108)$$

Portanto, combinando as equações (98) com (105) e (106), encontra-se as funções de transferências dadas por:

$$G_i = \frac{\hat{i}_1(s)}{\hat{d}(s)} = \mathbf{C}_i(\mathbf{sI} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{F}. \quad (109)$$

$$G_{fv} = \frac{v_{fv}(s)}{\hat{d}(s)} = \mathbf{C}_{fv}(\mathbf{sI} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{F}. \quad (110)$$

Para realizar a validação das equações obtidas, foi implementado, no *Simulink*, um sistema para realizar a comparação em malha aberta entre o modelo matemático dinâmico e o circuito chaveado. Para fins de simulação, foram considerados os parâmetros definidos na Tabela 3. Nesse processo de comparação, a equação $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_i\mathbf{x} + \mathbf{B}_i\mathbf{u}$ é analisada em conjunto com o circuito chaveado em cada uma das etapas de operação ($i = 1, 2$). Portanto, no primeiro intervalo ($i = 1$) a equação assume a forma $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1\mathbf{x} + \mathbf{B}_1\mathbf{u}$ enquanto no segundo intervalo ($i = 2$), tem-se $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2\mathbf{x} + \mathbf{B}_2\mathbf{u}$. A Figura 44 demonstra o resultado dessa comparação.

Tabela 3 – Parâmetro utilizados para validação.

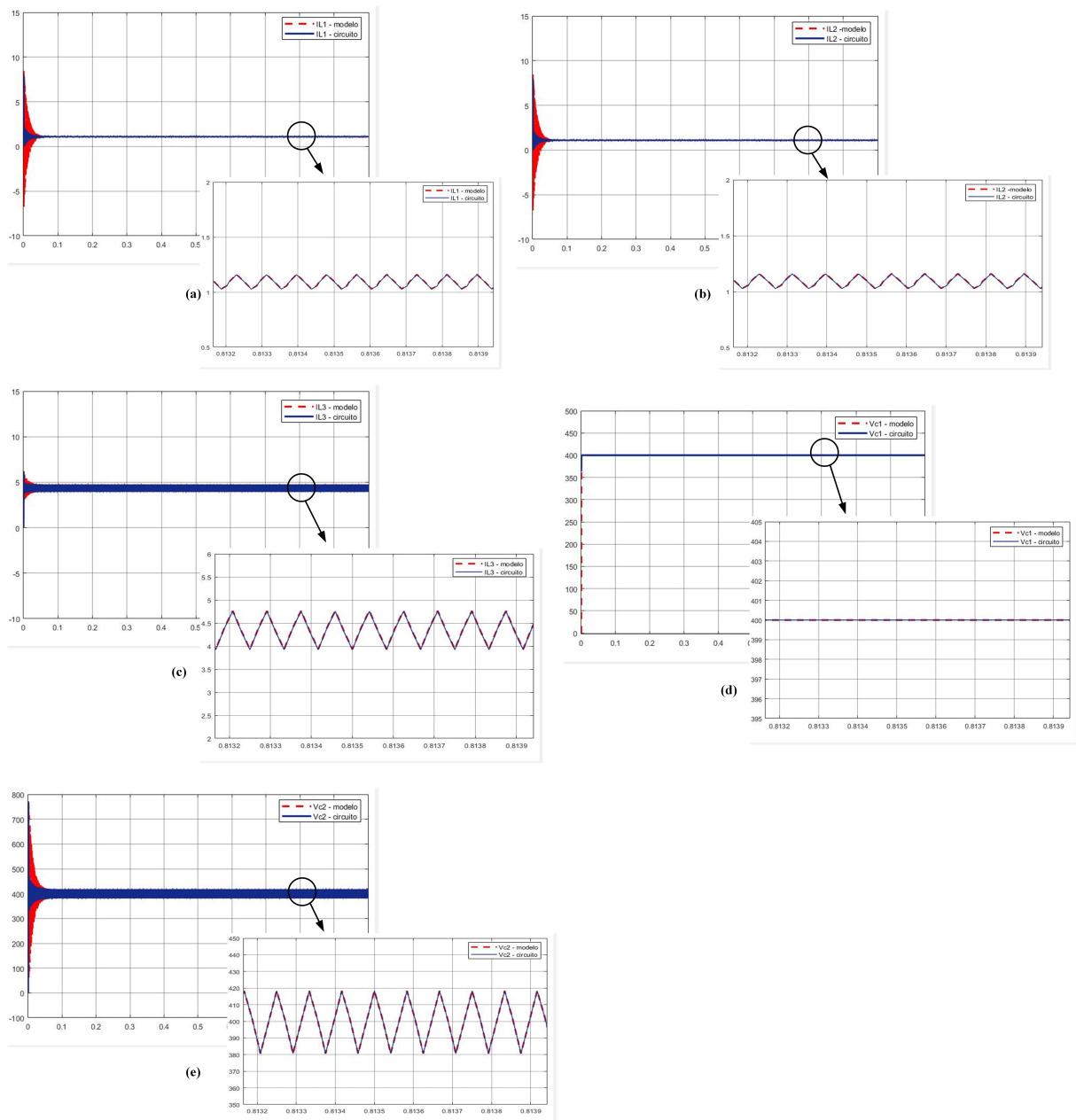
L_{1-2}	L_3	C_1	C_2	$r_{L(1-3)}$	r_{C1}	r_{C2}	$r_{S(1-3)}$
1 mH	2 mH	2 mF	2.5 uF	1 mΩ	10 mΩ	2 mΩ	1 mΩ

Fonte – Próprio autor

Para avaliar as funções de transferência, pode-se analisar a resposta em frequência do sistema. Para realizar essa análise, uma ferramenta que pode ser utilizada é o *AC Sweep*

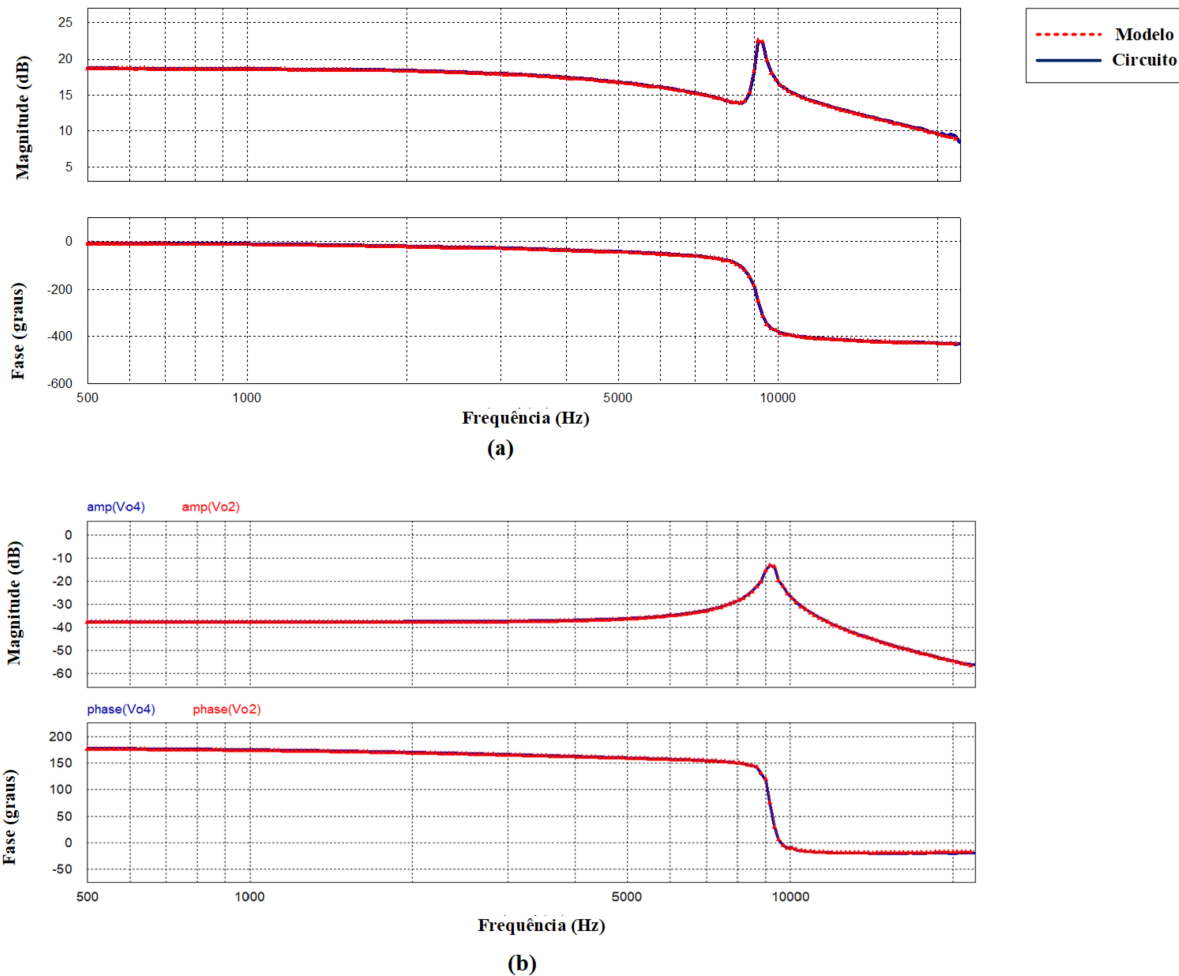
do *software* PSIM. Uma vez que as funções de transferência obtidas (109 e 110) estão relacionadas ao efeito da perturbação no ciclo de trabalho do conversor, foi aplicada uma perturbação de 0,05 no ciclo de trabalho. A Figura 45 demonstra os resultados obtidos por meio dessa ferramenta.

Figura 44 – Comparação entre a resposta do modelo matemático e do circuito (a) corrente no indutor L_1 , (b) corrente no indutor L_2 , (c) Corrente no indutor L_3 , (d) tensão no capacitor V_{C1} e (e) tensão no capacitor V_{C2}



Fonte: Próprio autor

Figura 45 – Comparação entre a resposta em frequência do modelo matemático e do circuito (a) $G_i = \frac{\hat{i}_l(s)}{\hat{d}(s)}$, (b) $G_{fv} = \frac{v_{\hat{f}v}(s)}{\hat{d}(s)}$



Fonte: Próprio autor

4.3.2 Operação no modo *Boost*

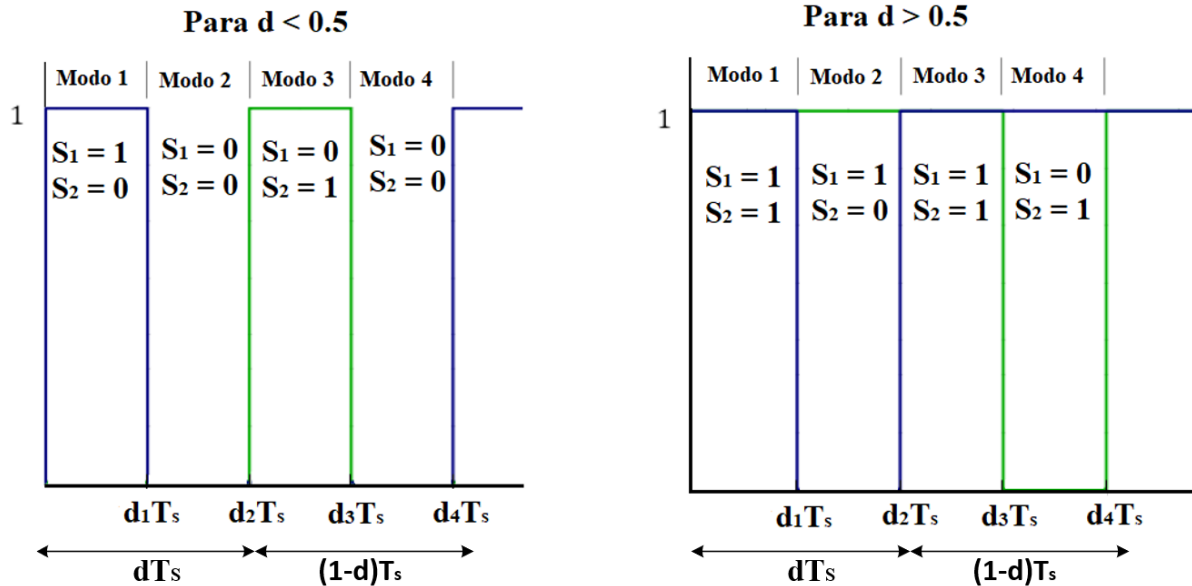
Durante a operação do conversor no modo *Boost*, a chave S_3 estará sempre em condução e, portanto, o diodo D_3 estará polarizado inversamente durante todas as etapas. Por outro lado, uma vez que o conversor possui duas fases no estágio elevador, as chaves S_1 e S_2 deverão operar com uma defasagem de 180 graus. Além disso, ressalta-se que os vetores de entrada, saída e de estados são definidos como sendo os mesmos utilizados na operação *Buck*.

Devido as características próprias de conversores entrelaçados, há dois modelos a serem encontrados: um para valores de ciclo de trabalho maiores que 0,5 e outro para ciclos de trabalho menores que 0,5. Para ambos os modelos, o conversor apresentará quatro modos de operação, que podem ser observados na Figura 46 e estão detalhados nas Tabelas 4 e 5.

A modelagem apresentada a seguir é realizada para um ciclo de trabalho maior que

0,5. Para a modelagem para ciclos de trabalho menores que 0,5, a diferença ocorre nos modos 1 e 3. Nesse caso, o circuito equivalente a ser considerado, é o mesmo que foi utilizado no primeiro intervalo durante a operação no modo *Buck*.

Figura 46 – Intervalos de chaveamento do conversor para a operação *Boost*



Fonte:Próprio autor

Tabela 4 – Modos de operação para $d < 0,5$.

Modo de Operação	S1	S2	Matrizes de Estados
<i>Modo 1</i>	0	0	A_1 e B_1
<i>Modo 2</i>	0	1	A_2 e B_2
<i>Modo 3</i>	0	0	A_3 e B_3
<i>Modo 4</i>	1	0	A_4 e B_4

Fonte – Próprio autor

Tabela 5 – Modos de operação para $d > 0,5$.

Modo de Operação	S1	S2	Matrizes de Estados
<i>Modo 1</i>	1	1	A_1 e B_1
<i>Modo 2</i>	0	1	A_2 e B_2
<i>Modo 3</i>	1	1	A_3 e B_3
<i>Modo 4</i>	1	0	A_4 e B_4

Fonte – Próprio autor

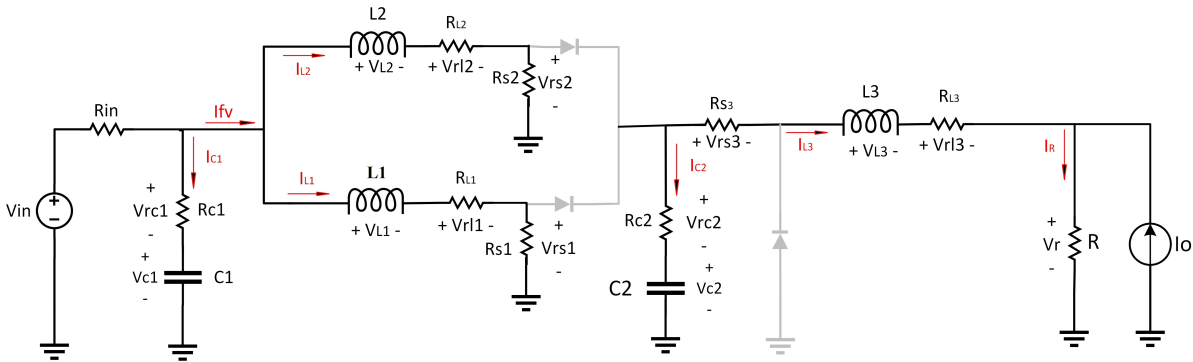
Assim, tendo em vista que o período em que uma chave permanece em condução é igual a dT_s , o conjunto de cada um dos subintervalos divide-se da seguinte forma: d_1T_s e d_3T_s são os períodos em que as chaves S_1 e S_2 estão simultaneamente fechadas, d_2T_s

é o intervalo em que a chave S_1 está aberta e a chave S_2 está fechada e, finalmente, no intervalo d_4T_s , a chave S_2 está aberta enquanto que a chave S_1 permanece fechada.

• Primeiro intervalo

No primeiro intervalo (d_1T_s), as chaves S_1 e S_2 estão fechadas. Portanto, a energia fornecida pela fonte é armazenada nos indutores de entrada e, conseqüentemente, as correntes nos indutores L_1 e L_2 crescem linearmente. Não há circulação de corrente pelos diodos D_1 e D_2 uma vez que estão polarizados de maneira reversa. O circuito equivalente é mostrado na Figura 47.

Figura 47 – Circuito equivalente para a primeira etapa



Fonte:Próprio autor

Aplicando a lei de Kirchoff das tensões, o seguinte conjunto de equações é obtido:

$$-V_{in} + r_{in}i_{in} + r_{C1}i_{C1} + v_{C1} = 0, \quad (111)$$

$$-v_{C1} - r_{C1}i_{C1} + v_{L1} + r_{L1}i_{L1} + r_{s1}i_{L1} = 0, \quad (112)$$

$$-v_{C1} - r_{C1}i_{C1} + v_{L2} + r_{L2}i_{L2} + r_{s2}i_{L2} = 0, \quad (113)$$

$$-v_{C2} - r_{C2}i_{C2} + r_{s3}i_{L3} + v_{L3} + r_{L3}i_{L3} + v_R = 0. \quad (114)$$

Em seguida, aplicando a lei de Kirchoff das correntes são obtidas as seguintes equações:

$$i_{in} = i_{C1} + i_{fv}, \quad (115)$$

$$i_{fv} = i_{L1} + i_{L2}, \quad (116)$$

$$i_{C2} = -i_{L3}, \quad (117)$$

$$i_R = i_{L3} + i_0. \quad (118)$$

A partir das relações (111), (115) e (116):

$$i_{C1} = \frac{V_{in}}{r_{in} + r_{C1}} - \frac{i_{L1}r_{in}}{r_{in} + r_{C1}} - \frac{i_{L2}r_{in}}{r_{in} + r_{C1}} - \frac{v_{C1}}{r_{in} + r_{C1}}. \quad (119)$$

As equações (112) e (113) podem ser reescritas como equações diferenciais, portanto:

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \left[\frac{r_{C_1}}{L_1(r_{in} + r_{C_1})} \right] V_{in} - \left[\frac{\frac{r_{in}r_{C_1}}{(r_{in}+r_{C_1})} + r_{L_1} + r_{S_1}}{L_1} \right] i_{L_1} - \left[\frac{r_{C_1}r_{in}}{L_1(r_{C_1} + r_{in})} \right] i_{L_2} + \left[\frac{r_{in}}{L_1} \right] v_{C_1}, \quad (120)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \left[\frac{r_{C_1}}{L_2(r_{in} + r_{C_1})} \right] V_{in} - \left[\frac{r_{C_1}r_{in}}{L_2(r_{C_1} + r_{in})} \right] i_{L_1} - \left[\frac{\frac{r_{in}r_{C_1}}{(r_{in}+r_{C_1})} + r_{L_2} + r_{S_2}}{L_2} \right] i_{L_2} + \left[\frac{r_{in}}{L_2} \right] v_{C_1}. \quad (121)$$

As equações (119) e (117) podem ser reescritas como:

$$\frac{dv_{C_1}}{dt} = \frac{1}{C_1(r_{in} + r_{C_1})} V_{in} - \frac{r_{in}}{C_1(r_{in} + r_{C_1})} i_{L_1} - \frac{r_{in}}{C_1(r_{in} + r_{C_1})} i_{L_2} - \frac{1}{C_1(r_{in} + r_{C_1})} v_{C_1}, \quad (122)$$

$$\frac{dv_{C_2}}{dt} = -\frac{i_{L_3}}{C_2}. \quad (123)$$

Assim, a relação (114) é dada por:

$$\frac{di_{L_3}}{dt} = -\frac{R}{L_3} i_0 - \left[\frac{(r_{C_2} + r_{s_3} + r_{L_3} + R)}{L_3} \right] i_{L_3} + \frac{1}{L_3} v_{C_2}. \quad (124)$$

Finalmente, as equações podem ser escritas em forma matricial, o que resulta em:

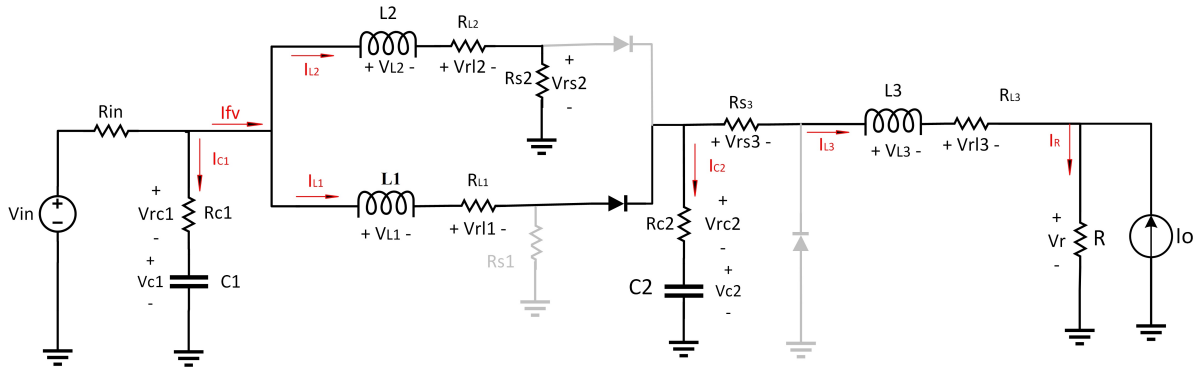
$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{\frac{r_{in}r_{C_1}}{(r_{in}+r_{C_1})} + r_{L_1} + r_{S_1}}{L_1} & -\frac{r_{C_1}r_{in}}{L_1(r_{C_1}+r_{in})} & 0 & -\frac{r_{in}}{L_1} & 0 \\ -\frac{r_{C_1}r_{in}}{L_2(r_{C_1}+r_{in})} & -\frac{\frac{r_{in}r_{C_1}}{(r_{in}+r_{C_1})} + r_{L_2} + r_{S_2}}{L_2} & 0 & \frac{r_{in}}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_{C_2}+r_{s_3}+r_{L_3}+R}{L_3} & 0 & \frac{1}{L_3} \\ -\frac{r_{in}}{C_1(r_{in}+r_{C_1})} & -\frac{r_{in}}{C_1(r_{in}+r_{C_1})} & 0 & -\frac{1}{C_1(r_{in}+r_{C_1})} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (125)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{r_{C_1}}{L_1(r_{in}+r_{C_1})} & 0 \\ \frac{r_{C_1}}{L_2(r_{in}+r_{C_1})} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_3} \\ \frac{1}{C_1(r_{in}+r_{C_1})} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (126)$$

• Segundo intervalo

No segundo intervalo (d_2T_S) a chave S_1 é aberta e o diodo D_1 entra em estado de condução. Por outro lado a chave S_2 permanece fechada e o diodo D_2 em corte. O circuito equivalente é apresentado na Figura 48.

Figura 48 – Conversor equivalente para a segunda etapa



Fonte:Próprio autor

Aplicando a lei de Kirchoff das tensões, o seguinte conjunto de equações é obtido:

$$-V_{in} + r_{in}i_{in} + r_{C1}i_{C1} + v_{C1} = 0, \quad (127)$$

$$-v_{C1} - r_{C1}i_{C1} + v_{L1} + r_{L1}i_{L1} + v_{C2} + r_{C2}i_{C2} = 0, \quad (128)$$

$$-v_{C1} - r_{C1}i_{C1} + v_{L2} + r_{L2}i_{L2} + r_{s2}i_{L2} = 0, \quad (129)$$

$$-v_{C2} - r_{C2}i_{C2} + r_{s3}i_{L3} + v_{L3} + r_{L3}i_{L3} + v_R = 0. \quad (130)$$

Em seguida, aplicando a lei de Kirchoff das correntes são obtidas as seguintes equações:

$$i_{in} = i_{C1} + i_{fv}, \quad (131)$$

$$i_{fv} = i_{L1} + i_{L2}, \quad (132)$$

$$i_{C2} = i_{L1} - i_{L3}, \quad (133)$$

$$i_R = i_{L3} + i_0. \quad (134)$$

As relações (128) e (129) são reescritas como:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \left[\frac{r_{C1}}{L_1(r_{in} + r_{C1})} \right] V_{in} - \left[\frac{\frac{r_{in}r_{C1}}{(r_{in}+r_{C1})} + r_{L1} + r_{C2}}{L_1} \right] i_{L1} - \left[\frac{r_{C1}r_{in}}{L_1(r_{C1} + r_{in})} \right] i_{L2} + \frac{r_{C2}}{L_1} i_{L3} + \left[\frac{r_{in}}{L_1} \right] v_{C1} - \frac{v_{C2}}{L_1}. \quad (135)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \left[\frac{r_{C1}}{L_2(r_{in} + r_{C1})} \right] V_{in} - \left[\frac{r_{C1}r_{in}}{L_2(r_{C1} + r_{in})} \right] i_{L1} - \left[\frac{\frac{r_{in}r_{C1}}{(r_{in}+r_{C1})} + r_{L2} + r_{S2}}{L_2} \right] i_{L2} + \left[\frac{r_{in}}{L_2} \right] v_{C1} \quad (136)$$

Além disso,

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1(r_{in} + r_{C1})}V_{in} - \frac{r_{in}}{C_1(r_{in} + r_{C1})}i_{L1} - \frac{r_{in}}{C_1(r_{in} + r_{C1})}i_{L2} - \frac{1}{C_1(r_{in} + r_{C1})}v_{C1}, \quad (137)$$

Da relação (133) encontra-se:

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_2} - \frac{i_{L3}}{C_2}. \quad (138)$$

E, portanto:

$$\frac{di_{L3}}{dt} = -\frac{R}{L_3}i_0 + \frac{r_{C2}}{L_3}i_{L1} - \left[\frac{(r_{C2} + r_{S3} + r_{L3} + R)}{L_3} \right] i_{L3} + \frac{1}{L_3}v_{C2}. \quad (139)$$

Finalmente, as equações podem ser escritas em forma matricial, o que resulta em:

$A_2 =$

$$\begin{bmatrix} -\frac{\frac{r_{in}r_{C1}}{(r_{in}+r_{C2})}+r_{L1}+r_{C2}}{L_1} & -\frac{r_{C1}r_{in}}{L_1(r_{C1}+r_{in})} & \frac{r_{C2}}{L_1} & \frac{\frac{r_{in}}{r_{in}+r_{C1}}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ -\frac{r_{C1}r_{in}}{L_2(r_{C1}+r_{in})} & -\frac{\frac{r_{in}r_{C1}}{(r_{in}+r_{C1})}+r_{L2}+r_{S2}}{L_2} & 0 & \frac{\frac{r_{in}}{r_{in}+r_{C1}}}{L_2} & 0 \\ \frac{r_{C2}}{L_3} & 0 & -\frac{r_{C2}+r_{S3}+r_{L3}+R}{L_3} & 0 & \frac{1}{L_3} \\ -\frac{r_{in}}{C_1(r_{in}+r_{C1})} & -\frac{r_{in}}{C_1(r_{in}+r_{C1})} & 0 & -\frac{1}{C_1(r_{in}+r_{C1})} & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (140)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{r_{C1}}{L_1(r_{in}+r_{C1})} & 0 \\ \frac{r_{C1}}{L_2(r_{in}+r_{C1})} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_3} \\ \frac{1}{C_1(r_{in}+r_{C1})} & \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (141)$$

• Terceiro intervalo

No terceiro intervalo (d_3T_S), as chaves S_1 e S_2 permanecem fechadas. O circuito equivalente é o mesmo do primeiro intervalo e, conseqüentemente, as equações obtidas são semelhantes. Portanto:

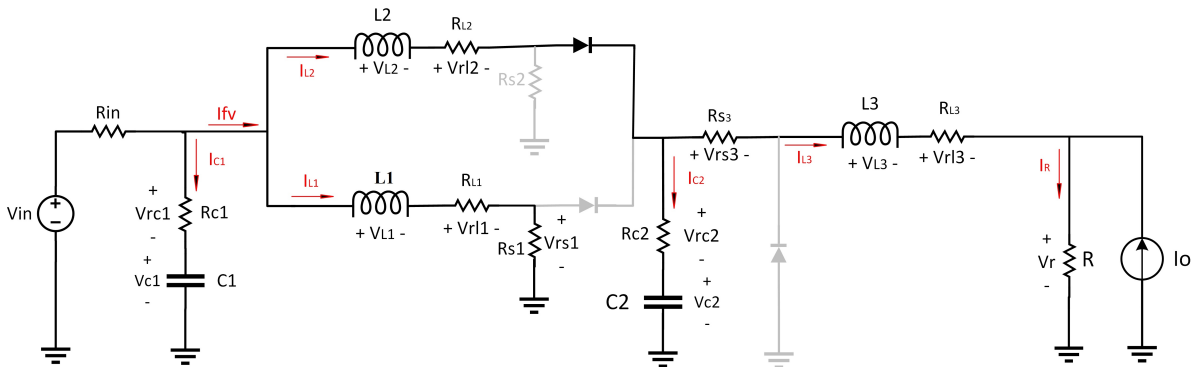
$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_3, \quad (142)$$

$$\mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_3. \quad (143)$$

• Quarto intervalo

No quarto intervalo (d_4T_S) a chave S_2 é aberta e o diodo D_2 entra em estado de condução. Por outro lado a chave S_1 permanece fechada e o diodo D_1 em corte. O circuito equivalente é apresentado na Figura 49.

Figura 49 – Conversor equivalente para a quarta etapa



Fonte:Próprio autor

Pela lei de Kirchoff das tensões:

$$-V_{in} + r_{in}i_{in} + r_{C1}i_{C1} + v_{C1} = 0, \quad (144)$$

$$-v_{C1} - r_{C1}i_{C1} + v_{L1} + r_{L1}i_{L1} + r_{s1}i_{L1} = 0, \quad (145)$$

$$-v_{C1} - r_{C1}i_{C1} + v_{L2} + r_{L2}i_{L2} + r_{C2}i_{C2} + v_{C2} = 0, \quad (146)$$

$$-v_{C2} - r_{C2}i_{C2} + r_{s3}i_{L3} + v_{L3} + r_{L3}i_{L3} + v_R = 0. \quad (147)$$

Aplicando a lei de Kirchoff das correntes são obtidas as seguintes equações:

$$i_{in} = i_{C1} + i_{fv}, \quad (148)$$

$$i_{fv} = i_{L1} + i_{L2}, \quad (149)$$

$$i_{L2} = i_{C2} + i_{L3}, \quad (150)$$

$$i_R = i_{L3} + i_0. \quad (151)$$

A equação (145) pode ser escrita da seguinte forma:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \left[\frac{r_{C1}}{L_1(r_{in} + r_{C1})} \right] V_{in} - \left[\frac{\frac{r_{in}r_{C1}}{(r_{in} + r_{C1})} + r_{L1} + r_{S1}}{L_1} \right] i_{L1} - \left[\frac{r_{C1}r_{in}}{L_1(r_{C1} + r_{in})} \right] i_{L2} + \left[\frac{r_{in}}{r_{in} + r_{C1}} \right] \frac{v_{C1}}{L_1}. \quad (152)$$

Do mesmo modo, a equação (146) é reescrita como:

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \left[\frac{r_{C_1}}{L_2(r_{in} + r_{C_1})} \right] V_{in} - \left[\frac{r_{in}r_{C_1}}{L_2(r_{in} + r_{C_1})} \right] i_{L_1} - \left[\frac{\frac{r_{C_1}r_{in}}{(r_{C_1}+r_{in})} + r_{C_2} + r_{L_2}}{L_2} \right] i_{L_2} + \frac{r_{C_2}}{L_2} i_{L_3} + \left[\frac{r_{in}}{r_{in}+r_{C_1}} \right] v_{C_1} - \frac{1}{L_2} v_{C_2}. \quad (153)$$

Das relações encontradas anteriormente:

$$\frac{dv_{C_1}}{dt} = \frac{1}{C_1(r_{in} + r_{C_1})} V_{in} - \frac{r_{in}}{(r_{in} + r_{C_1})} i_{L_1} - \frac{r_{in}}{(r_{in} + r_{C_1})} i_{L_2} - \frac{1}{(r_{in} + r_{C_1})} v_{C_1}, \quad (154)$$

Da relação (150) encontra-se:

$$\frac{dv_{C_2}}{dt} = \frac{i_{L_2}}{C_2} - \frac{i_{L_3}}{C_2}. \quad (155)$$

E, portanto, da relação (147) encontra-se a seguinte equação:

$$\frac{di_{L_3}}{dt} = -\frac{R}{L_3} i_0 + \frac{r_{C_2}}{L_3} i_{L_2} - \left[\frac{(r_{C_2} + r_{S_3} + r_{L_3} + R)}{L_3} \right] i_{L_3} + \frac{1}{L_3} v_{C_2}. \quad (156)$$

Finalmente, as equações podem ser escritas em forma matricial, o que resulta em:

$$A_4 = \begin{bmatrix} -\frac{\frac{r_{in}r_{C_1}}{(r_{in}+r_{C_1})} + r_{L_1} + r_{S_1}}{L_1} & -\frac{r_{C_1}r_{in}}{L_1(r_{C_1}+r_{in})} & 0 & \frac{r_{in}}{r_{in}+r_{C_1}} & 0 \\ -\frac{r_{in}r_{C_1}}{L_2(r_{in}+r_{C_1})} & -\frac{\frac{r_{in}r_{C_1}}{(r_{in}+r_{C_1})} + r_{C_2} + r_{L_2}}{L_2} & \frac{r_{C_2}}{L_2} & \frac{r_{in}}{r_{in}+r_{C_1}} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & \frac{r_{C_2}}{L_3} & -\frac{r_{C_2}+r_{S_3}+r_{L_3}+R}{L_3} & 0 & \frac{1}{L_3} \\ -\frac{r_{in}}{C_1(r_{in}+r_{C_1})} & -\frac{r_{in}}{C_1(r_{in}+r_{C_1})} & 0 & -\frac{1}{C_1(r_{in}+r_{C_1})} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (157)$$

$$B_4 = \begin{bmatrix} \frac{r_{C_1}}{L_1(r_{in}+r_{C_1})} & 0 \\ \frac{r_{C_1}}{L_2(r_{in}+r_{C_1})} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_3} \\ \frac{1}{C_1(r_{in}+r_{C_1})} & \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (158)$$

- **Modelo médio**

Inicialmente, redefini-se os quatro estados possíveis do conversor. Tais estados estão definidos na Tabela 6.

Tabela 6 – Modos de operação.

Modo de Operação	S1	S2	Matrizes de Estados
<i>Modo 1</i>	1	1	A_1 e B_1
<i>Modo 2</i>	0	1	A_2 e B_2
<i>Modo 3</i>	0	0	A_3 e B_3
<i>Modo 4</i>	1	0	A_4 e B_4

Fonte – Próprio autor

Para a obtenção do modelo médio, as matrizes de estados são ponderadas pelos períodos de chaveamento do conversor para os dois intervalos de ciclo de trabalho.

$$\dot{\mathbf{x}} = \left(\sum_{i=1}^4 \mathbf{A}_i d_i \right) + \left(\sum_{i=1}^4 \mathbf{B}_i d_i \right). \quad (159)$$

Para $d > 0,5$:

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A}_1 d_1 + \mathbf{A}_2 d_2 + \mathbf{A}_1 d_3 + \mathbf{A}_4 d_4) x + (\mathbf{B}_1 d_1 + \mathbf{B}_2 d_2 + \mathbf{B}_1 d_3 + \mathbf{B}_4 d_4) u. \quad (160)$$

Considerando que cada chave conduz por um período total de dT_s e que o ciclo de trabalho d é um valor entre 0 e 1, o período em que uma das chaves não está conduzindo é igual a $(1-d)T_s$. Além disso, se as chaves S_1 e S_2 apresentarem o mesmo ciclo de trabalho e que o chaveamento entre elas ocorre com uma defasagem de 180 graus. Assim, é possível concluir que:

$$d_1 T_s + d_2 T_s = \frac{1}{2} T_s, \quad (161)$$

$$d_3 T_s + d_4 T_s = \frac{1}{2} T_s. \quad (162)$$

Por outro lado, d_2 e d_4 são iguais a $(1-d)$, resultando em:

$$d_1 T_s = \frac{1}{2} T_s - (1-d) T_s, \quad (163)$$

$$d_3 T_s = \frac{1}{2} T_s - (1-d) T_s. \quad (164)$$

Portanto, a matriz \mathbf{A} pode ser reescrita como:

$$\mathbf{A} = \left(\sum_{i=1}^4 \mathbf{A}_i d_i \right) = \mathbf{A}_1 \left(d - \frac{1}{2} \right) + \mathbf{A}_2 (1-d) + \mathbf{A}_1 \left(d - \frac{1}{2} \right) + \mathbf{A}_4 (1-d). \quad (165)$$

Resultando na seguinte expressão:

$$\mathbf{A} = (-\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4) + d(2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4). \quad (166)$$

Adotando-se procedimentos semelhantes, é possível encontrar o modelo médio para $d < 0,5$. A matriz \mathbf{A} é dada por:

$$\mathbf{A} = \left(\sum_{i=1}^4 \mathbf{A}_i d_i \right) = \mathbf{A}_3 \left(\frac{1}{2} - d \right) + \mathbf{A}_2 d + \mathbf{A}_3 \left(\frac{1}{2} - d \right) + \mathbf{A}_4 d. \quad (167)$$

Portanto:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_3 + d(\mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4 - 2\mathbf{A}_3). \quad (168)$$

Conforme pode ser observado, as matrizes B_i são iguais para os quatro intervalos e o operador médio de cada um dos intervalos será um número entre 0 e 1 e, portanto, a soma consequente será igual a 1. Assim, a matriz \mathbf{B} resultante será invariante no modelo médio do conversor.

Assim, o modelo médio do conversor analisado pode ser descrito pela seguinte relação:

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{cases} [\mathbf{A}_3 + d(\mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4 - 2\mathbf{A}_3)] \mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} & \text{se } d < 0,5 \\ [(-\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4) + d(2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4)] \mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} & \text{se } d > 0,5 \end{cases} \quad (169)$$

• Modelo de pequenos sinais

Para a obtenção do modelo de pequenos sinais em torno do ponto de operação do conversor, serão introduzidas pequenas perturbações nos vetores de entrada, estados e saída do sistema.

$$\mathbf{x} = \mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}, \quad (170)$$

$$\mathbf{u} = \mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}, \quad (171)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}}, \quad (172)$$

$$\mathbf{d} = \mathbf{D} + \hat{\mathbf{d}}. \quad (173)$$

Introduzindo as perturbações nas equações definidas em (169) resulta em:

$$\dot{\mathbf{X}} + \hat{\dot{\mathbf{x}}} = \begin{cases} [\mathbf{A}_3 + (\mathbf{D} + \hat{\mathbf{d}})(\mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4 - 2\mathbf{A}_3)] (\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}) + \mathbf{B}(\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}) \\ [(-\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4) + (\mathbf{D} + \hat{\mathbf{d}})(2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4)] (\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}) + \mathbf{B}(\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}) \end{cases} \quad (174)$$

Na situação de regime permanente, as variáveis de estado são constantes e, consequentemente, o vetor de estados apresenta derivada resultante nula. Além disso, os valores de pequenos sinais são iguais a zero. Admitindo que a matriz \mathbf{A} possui inversa, encontra-se

as seguintes relações:

$$\dot{\mathbf{X}} = 0, \quad (175)$$

$$0 = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U}, \quad (176)$$

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U}. \quad (177)$$

Novamente, na análise de pequenos sinais, a derivada dos componentes de regime permanente são consideradas nulas. Outra ponderação a ser realizada é de que os produtos dos elementos de pequenos sinais podem ser desprezados. Introduzindo essas considerações na equação (174):

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{cases} [\mathbf{A}_3 + \mathbf{D}(\mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4 - 2\mathbf{A}_3)] \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}} + (\mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4 - 2\mathbf{A}_3) \hat{\mathbf{d}}\mathbf{X}. \\ [(-\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4) + \mathbf{D}(2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4)] \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}} + (2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4) \hat{\mathbf{d}}\mathbf{X}. \end{cases} \quad (178)$$

Reescrevendo a equação (178):

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}} + \mathbf{F}\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + [\mathbf{B} \ \mathbf{F}] \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{u}} \\ \hat{\mathbf{d}} \end{bmatrix}. \quad (179)$$

Onde:

$$\mathbf{A} = \begin{cases} \mathbf{A}_3 + \mathbf{D}(\mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4 - 2\mathbf{A}_3) & \text{se } d < 0,5. \\ (-\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4) + \mathbf{D}(2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4) & \text{se } d > 0,5. \end{cases} \quad (180)$$

e

$$\mathbf{F} = \begin{cases} (\mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4 - 2\mathbf{A}_3) X & \text{se } d < 0,5. \\ (2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4) X & \text{se } d > 0,5. \end{cases} \quad (181)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (179) e fazendo o termo $\hat{\mathbf{u}}$ igual a zero, encontra-se a seguinte função:

$$\hat{\mathbf{x}}(s) = [s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1} \mathbf{F}\hat{\mathbf{d}}. \quad (182)$$

Para encontrar as relações de saída do sistema, utiliza-se a seguinte relação:

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{E}\mathbf{u}. \quad (183)$$

As matrizes \mathbf{C} e \mathbf{E} são iguais para os dois períodos e são definidas como sendo iguais a:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{r_{in}r_{C1}}{r_{in}+r_{C1}} & -\frac{r_{in}r_{C1}}{r_{in}+r_{C1}} & 0 & \frac{r_{in}}{r_{in}+r_{C1}} & 0 \end{bmatrix}, \quad (184)$$

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{r_{C1}}{r_{in}+r_{C1}} & 0 \end{bmatrix}. \quad (185)$$

Assim, o valor médio pode ser calculado resolvendo:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{E}\mathbf{U}. \quad (186)$$

Considerando a introdução de pequenas perturbações:

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{E}\hat{\mathbf{u}}. \quad (187)$$

Reescrevendo a equação (187):

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{E}\hat{\mathbf{u}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} + [\mathbf{E} \ \mathbf{W}] \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{u}} \\ \hat{\mathbf{d}} \end{bmatrix}. \quad (188)$$

Onde:

$$\mathbf{W} = \mathbf{0}.$$

Para fins de projeto dos controladores relacionados a corrente no indutor L_3 e a tensão no ramo da fonte de entrada, a equação (188) pode ser escrita como:

$$\hat{\mathbf{i}}_l(\mathbf{s}) = \mathbf{C}_i\hat{\mathbf{x}}(\mathbf{s}), \quad (189)$$

$$\hat{\mathbf{v}}_{fv}(\mathbf{s}) = \mathbf{C}_{fv}\hat{\mathbf{x}}(\mathbf{s}). \quad (190)$$

Onde:

$$\mathbf{C}_i = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (191)$$

$$\mathbf{C}_{fv} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{in}r_{C1}}{r_{in}+r_{C1}} & -\frac{r_{in}r_{C1}}{r_{in}+r_{C1}} & 0 & \frac{r_{in}}{r_{in}+r_{C1}} & 0 \end{bmatrix}. \quad (192)$$

Portanto, combinando as equações (182) com (189) e (190), encontra-se as funções de transferências dadas por:

$$G_i = \frac{\hat{i}_l(s)}{\hat{d}(s)} = \mathbf{C}_i(\mathbf{sI} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{F}, \quad (193)$$

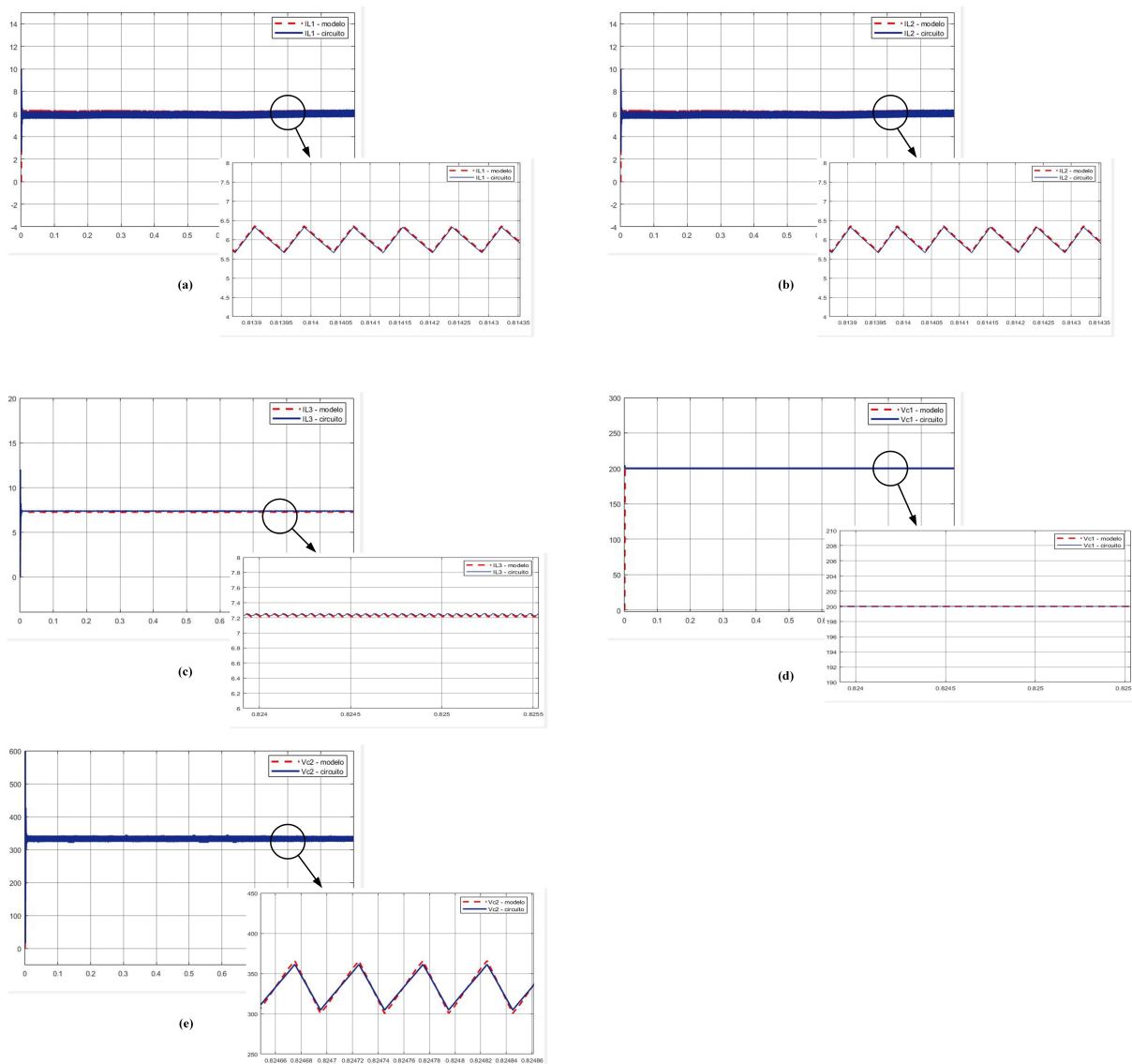
$$G_{fv} = \frac{\hat{v}_{fv}(s)}{\hat{d}(s)} = \mathbf{C}_{fv}(\mathbf{sI} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{F}. \quad (194)$$

Similarmente ao que foi realizado para a operação no modo *Buck*, as equações obtidas são avaliadas a partir da implementação, no *Simulink*, de um sistema para realizar a comparação em malha aberta entre o modelo matemático dinâmico e o circuito chaveado.

Os parâmetros são aqueles definidos na Tabela 3. Nesse processo de comparação, a equação $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_i\mathbf{x} + \mathbf{B}_i\mathbf{u}$ é analisada em conjunto com o circuito chaveado em cada uma das etapas de operação ($i = 1, 2, 3$ e 4) para $d < 0,5$ e o mesmo procedimento é realizado para $d > 0,5$. As Figuras 50 e 51 demonstram os resultados dessa comparação.

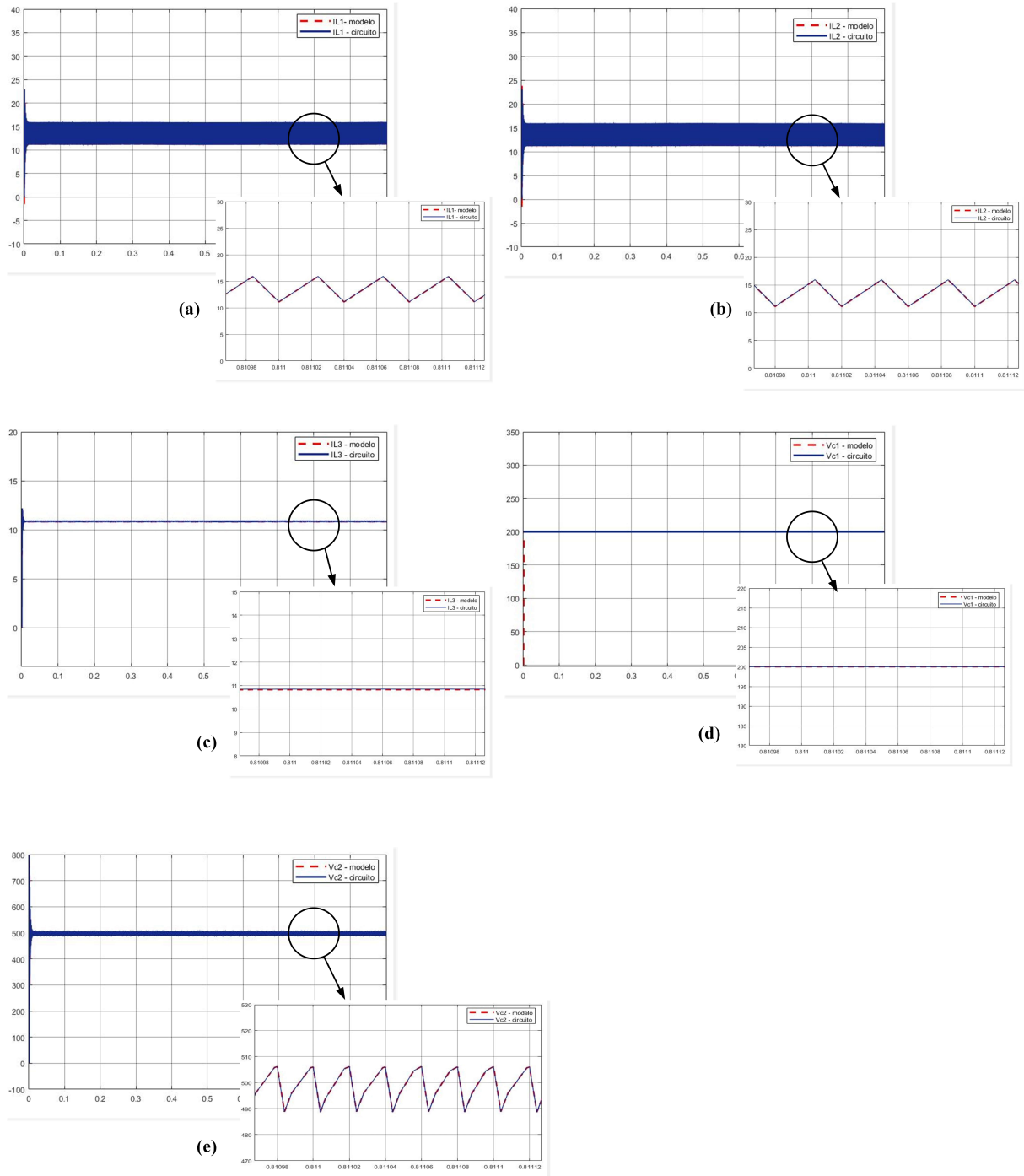
Finalmente, para avaliar o conjunto de funções de transferência encontradas, analise-se a resposta em frequência do sistema utilizando o *AC Sweep* do *software* PSIM. Como as funções de transferência obtidas em (193) e (194) estão relacionadas ao efeito da perturbação no ciclo de trabalho do conversor, foi aplicada uma perturbação de 0,05 nesse ciclo de trabalho. A Figura 52 demonstra os resultados obtidos por meio dessa ferramenta.

Figura 50 – Comparação entre a resposta do modelo matemático para $d < 0,5$ e do circuito (a) corrente no indutor L_1 , (b) corrente no indutor L_2 , (c) corrente no indutor L_3 , (d) tensão no capacitor V_{C1} e (e) tensão no capacitor V_{C2}



Fonte: Próprio autor

Figura 51 – Comparação entre a resposta do modelo matemático para $d > 0,5$ e do circuito
 (a) corrente do indutor L_1 , (b) corrente no indutor L_2 , (c) corrente no indutor L_3 , (d) tensão no capacitor V_{C1} e (e) tensão no capacitor V_{C2}

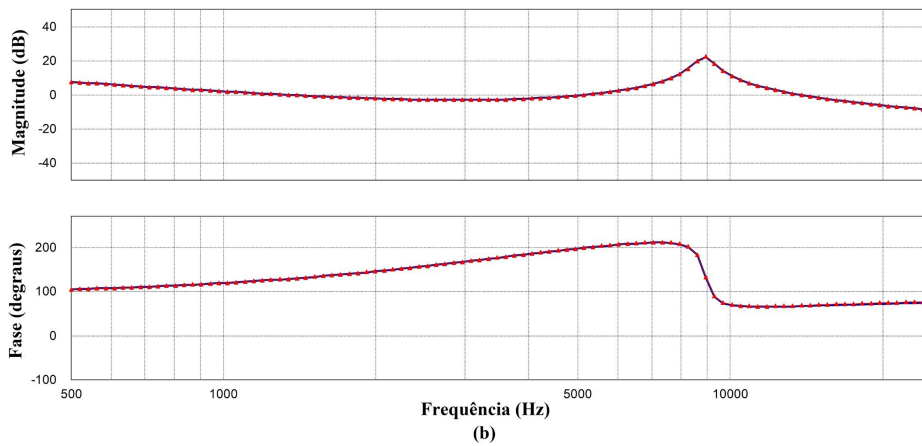
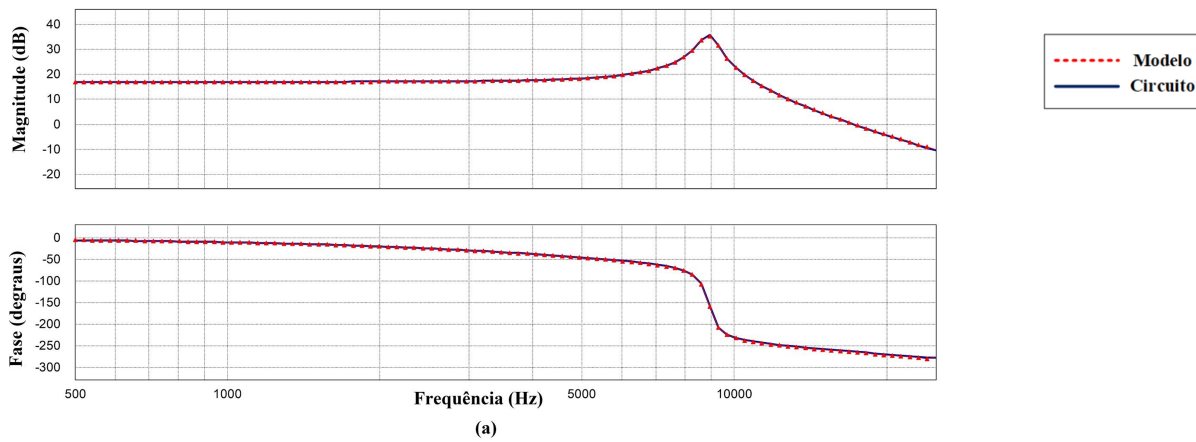


Fonte: Próprio autor

4.4 Considerações Finais

Neste capítulo foi realizada uma breve justificativa sobre as considerações realizadas para a escolha pela topologia de conversor. Em seguida, uma introdução sobre a topologia *Boost-Buck* foi apresentada e, finalmente, apresentou-se a topologia a ser estudada. No

Figura 52 – Comparação entre a resposta em frequência do modelo matemático e do circuito (a) $G_i = \frac{\hat{i}_l(s)}{\hat{d}(s)}$, (b) $G_{fv} = \frac{v_{fv}(s)}{\hat{d}(s)}$



Fonte: Próprio autor

decorrer do capítulo, a operação do conversor e a modelagem em espaço de estados são exibidas e os modelos médios e de pequenos sinais foram obtidos.

Capítulo 5

Análise do Conversor

Nesse capítulo serão desenvolvidas as análises do conversor. Inicialmente será analisado o ganho de tensão do conversor para os modos de operação descritos no capítulo anterior. Em seguida, será feito o dimensionamento dos elementos do circuito para determinadas condições de operação especificadas. A seleção dos componentes deve ser feita de modo que seja possível que o conversor opere no modo *Boost* ou no modo *Buck* separadamente. Finalmente, será realizada uma análise gráfica com o objetivo de demonstrar os efeitos causados pelas perdas inseridas no conversor.

5.1 Ganho de Tensão do Conversor

Antes de realizar a modelagem dos componentes é necessário equacionar o ganho estático do conversor. Uma vez que o conversor opera apenas no modo *Boost* ou apenas no modo *Buck*, a análise do conversor pode ser feita de modo independente.

- **Modo *Boost*.**

O primeiro passo é definir a matriz C_v como sendo a média para as matrizes de saída para a tensão no ramo da carga do circuito. Assim, a função transferência do ganho de tensão para a operação *Boost* pode ser encontrada a partir do modelo médio do conversor pela seguinte equação:

$$\mathbf{M}_{\text{boost}} = \mathbf{C}_v [\mathbf{sI} - \mathbf{A}]^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{E}. \quad (195)$$

Para a análise do conversor, o ganho de tensão em regime permanente é obtido utilizando a resposta da função de transferência, dada por (195), ao degraú unitário para o

tempo tendendo ao infinito. Segundo a propriedade do teorema do valor final, é possível relacionar o comportamento de regime estacionário de uma função temporal $f(t)$ ao comportamento da função $F(s)$ multiplicada pela frequência (s) , nas vizinhanças de (s) tendendo a zero (FUZATO et al., 2016). Matematicamente:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sF(s) \quad (196)$$

Portanto, o ganho de tensão em regime permanente pode ser calculado como:

$$m_{boost} = \lim_{s \rightarrow 0} s\mathbf{M}_{boost}(s) \frac{1}{s} = \lim_{s \rightarrow 0} \mathbf{C}_v [\mathbf{sI} - \mathbf{A}]^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{E} = -\mathbf{C}_v \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{E}. \quad (197)$$

Para encontrar o ganho Boost ideal do conversor proposto, basta aplicar a função limite para as resistências parasitas tendendo a zero. Assim, o ganho ideal do conversor proposto é igual a:

$$m_{boost} = \frac{1}{(1 - D)}. \quad (198)$$

Logo, do mesmo modo que a topologia clássica, o ganho do conversor proposto, para a operação no modo *Boost*, tende ao infinito para ciclos de trabalho próximos ao valor unitário. Entretanto, após a incorporação das resistências parasitas, o ganho do conversor tende a zero para ciclos de trabalho próximos a um. Tal comportamento se justifica devido a limitação no tempo de carga e descarga dos elementos armazenadores de energia que ocorre após a inclusão dessas resistências.

O cálculo do ciclo de trabalho do conversor, para o modo de operação *Boost*, é feito da seguinte forma:

$$D_{boost} = 1 - \frac{V_{in}}{V_0}. \quad (199)$$

Onde $V_0 = 220\sqrt{2} \sin \omega t$, portanto:

$$0 \leq D_{boost} \leq 1 - \frac{V_{in}}{311}. \quad (200)$$

• Modo *Buck*.

O mesmo procedimento pode ser adotado para analisar o ganho estático do conversor para a operação no modo *Buck*. Assim, a função transferência é dada por:

$$\mathbf{M}_{buck} = \mathbf{C}_v [\mathbf{sI} - \mathbf{A}]^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{E}. \quad (201)$$

O ganho de tensão em regime permanente pode ser calculado como:

$$m_{buck} = \lim_{s \rightarrow 0} s\mathbf{M}_{buck}(s) \frac{1}{s} = \lim_{s \rightarrow 0} \mathbf{C}_v [\mathbf{sI} - \mathbf{A}]^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{E} = -\mathbf{C}_v \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{E}. \quad (202)$$

Para encontrar o ganho *Buck* ideal do conversor proposto, basta aplicar a função limite para as resistências parasitas tendendo a zero. Assim, o ganho ideal do conversor proposto é igual a:

$$m_{buck} = D. \quad (203)$$

O cálculo do ciclo de trabalho do conversor, para o modo de operação *Buck*, é feito da seguinte forma:

$$D_{buck} = \frac{V_{in}}{V_0}. \quad (204)$$

5.2 Dimensionamento dos Elementos Passivos

Para o processo de dimensionamento dos dispositivos armazenadores de energia, pode-se utilizar o conceito de ondulação de corrente (I) e de tensão (V). A ondulação de tensão ou corrente é definido como a variação dessas grandezas ao redor do ponto médio e pode ser expresso da seguinte forma:

$$I = I_{med} + \Delta I. \quad (205)$$

$$V = V_{med} + \Delta V. \quad (206)$$

A ondulação de pico, representada pelo fatores ΔV e ΔI , pode ser expressa em duas parcelas proporcionais iguais, ou seja,

$$\Delta V = \frac{\Delta V_{pp}}{2}. \quad (207)$$

$$\Delta I = \frac{\Delta I_{pp}}{2}. \quad (208)$$

Onde ΔI_{pp} e ΔV_{pp} representam a ondulação de corrente e tensão de pico-a-pico, respectivamente. Assim, as equações (205) e (206) podem ser reescritas em função das ondulações de pico-a-pico:

$$I = I_{med} \pm \frac{\Delta I_{pp}}{2}. \quad (209)$$

$$V = V_{med} \pm \frac{\Delta V_{pp}}{2}. \quad (210)$$

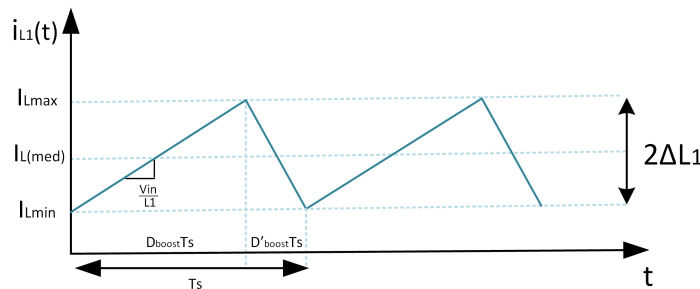
Em um projeto de conversor, a ondulação nas variáveis de estado devem ser muito menores do que os componentes constantes (CC). Portanto, negligenciando as perdas existentes, as formas de onda de tensão e corrente podem ser facilmente analisadas e utilizadas para projetar os indutores e capacitores do circuito em função das ondulações desejadas.

- Dimensionamento dos indutores.

Quando o conversor estiver operando em modo *Buck*, o estágio *Boost* pode ser visto como um filtro de entrada e, dessa forma, a presença de ondulações de corrente nos indutores de entrada será bastante reduzida. Dessa forma, os indutores de entrada do conversor podem ser projetados a partir da análise da operação *Boost*.

Portanto, o primeiro elemento a ser analisado é o indutor L_1 , cujo a forma de onda da corrente teórica é apresentada na Figura 53.

Figura 53 – Forma de onda genérica do Indutor L_1



Fonte: Próprio autor

A partir dessa representação, o valor de ondulação ΔI_{L_1} é dado por:

$$2\Delta i_{L_1} = \frac{V_{in}}{L_1} DT_s. \quad (211)$$

E, portanto, o valor do indutor L_1 pode ser expresso por:

$$L_1 = \frac{V_{in}}{2\Delta i_{L_1}} DT_s. \quad (212)$$

Entretanto, para que exista o balanceamento de corrente entre os dois braços do conversor, é necessário a utilização de indutores e diodos idênticos. Assim:

$$L_1 = \frac{V_{in}}{4\Delta i_{L_1}} DT_s. \quad (213)$$

E,

$$L_1 = L_2. \quad (214)$$

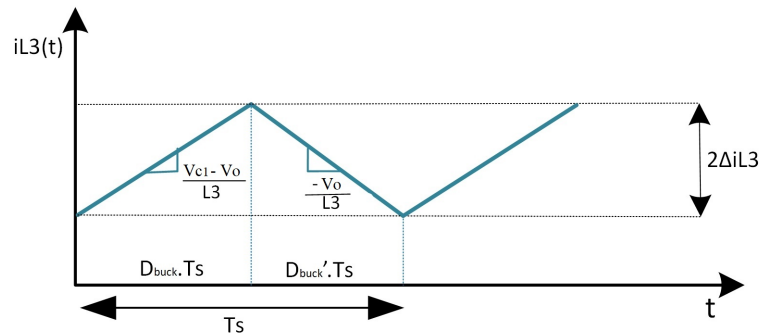
Após a definição do valor da ondulação de corrente e, dado a simetria da corrente durante os períodos de chaveamento, é possível a determinação dos valores mínimos e máximos da corrente.

$$i_{L_{1min}} = I_{L_{1med}} - \frac{\Delta i_{L_1}}{2}. \quad (215)$$

$$i_{L_{1max}} = I_{L_{1med}} + \frac{\Delta i_{L_1}}{2}. \quad (216)$$

Por outro lado, durante a operação *Boost*, o indutor L_3 pode ser analisado como sendo um filtro para a corrente de saída do conversor e, assim, a ondulação presente nesse modo de operação é bastante reduzida. Portanto, o indutor pode ser projetado a partir da operação *Buck*. Assim, a forma de onda da corrente do indutor L_3 , no modo *Buck*, é apresentada na Figura 54.

Figura 54 – Forma de onda genérica dos Indutor L_3



Fonte:Próprio autor

A partir dessa representação, o valor de ondulação ΔI_{L3} é dado por:

$$2\Delta i_{L3} = \frac{V_0}{L_3}(1 - D)T_s. \quad (217)$$

E, portanto, o valor do indutor L_3 pode ser calculado por:

$$L_3 = \frac{V_0}{2\Delta i_{L3}}(1 - D)T_s. \quad (218)$$

- **Dimensionamento dos capacitores.**

Os valores de corrente e tensão provenientes do conjunto fotovoltaico apresentam variações, uma vez que dependem de condições ambientais externas. Assim, os sistemas fotovoltaicos requerem a presença de um capacitor entre a fonte e o conversor CC-CC para realizar a filtragem de harmônicos de corrente produzidos pela operação de chaveamento do conversor e mitigar a presença de ondulação de tensão na saída do arranjo fotovoltaico, que influencia de forma direta no rastreamento do ponto de máxima potência (Maximum Power Point Tracker – MPPT). O tamanho do capacitor definirá a amplitude da ondulação de tensão gerada nos terminais do painel fotovoltaico. Os critérios para o dimensionamento do capacitor C_1 são descritos em KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG (2005) e seu valor pode ser obtido através da seguinte relação:

$$C_1 = \frac{Pot_{Painel}}{4\pi f V_{mpp} \Delta V_{mpp}}. \quad (219)$$

O capacitor C_2 pode ser analisado como sendo o capacitor de saída do estágio *Boost* e, assim, para o seu dimensionamento, será levado em conta a seguinte relação:

$$C_2 = \frac{I_{saída(máx)}D}{\Delta V_{saída}2f_s}. \quad (220)$$

Ainda em relação ao capacitor C_2 , ressalta-se que esse capacitor pode impactar no fator de qualidade do conversor (fator Q) e na frequência de pólo duplo (ZHAO et al., 2012). Além disso, em relação ao desacoplamento de potência, elevados valores de C_2 produzem altos valores de potência de entrada pulsante e, assim, um grande valor de C_1 será necessário para desacoplar a potência.

5.3 Modelo do Conjunto Fotovoltaico

Inicialmente, na Tabela 7 é apresentado os dados referentes ao painel fotovoltaicos do modelo *MaxPower CS6U-340M* da *Canadian Solar*. Ressalta-se que esses valores são definidos para uma condição de irradiação de 1000 W/m^2 e temperatura de $25 \text{ }^\circ\text{C}$.

Tabela 7 – Parâmetros do painel modelo CS6U-340M.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência máxima	P_{max}	340 W
Tensão de operação em P_{max}	V_{MP}	37.9 V
Corrente de operação em P_{max}	I_{MP}	8.79 A
Tensão de circuito aberto	V_{OC}	46.2 V
Corrente de curto-circuito	I_{SC}	9.48 A
Coefficiente de temperatura de V_{OC}	C_v	-0.31 %/°C
Coefficiente de temperatura de I_{SC}	C_i	0.053 %/°C

Fonte – Próprio autor

Para realizar as simulações, foi utilizado um arranjo formado por 8 painéis desse modelo. A Tabela 8 apresenta os valores relativos à essa composição.

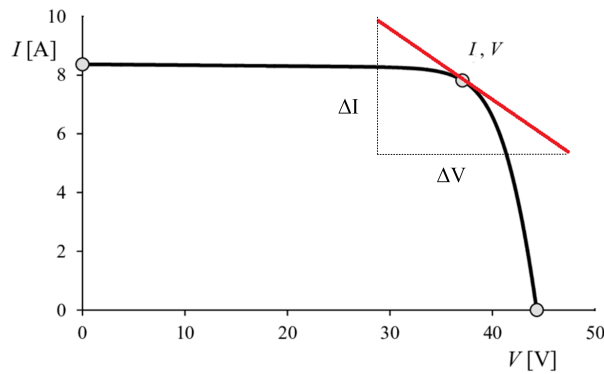
Tabela 8 – Parâmetros para o arranjo fotovoltaico.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência máxima	P_{max}	2720 W
Tensão de operação em P_{max}	V_{MP}	303.2 V
Corrente de operação em P_{max}	I_{MP}	8.79 A
Tensão de circuito aberto	V_{OC}	369.6 V
Corrente de curto-circuito	I_{SC}	9.48 A
Coefficiente de temperatura de V_{OC}	C_v	-0.31 %/°C
Coefficiente de temperatura de I_{SC}	C_i	0.053 %/°C

Fonte – Próprio autor

Como foi dito no Capítulo 2, o modelo para painéis fotovoltaicos apresenta características de não linearidade. Conforme mostrado em VILLALVA (2010) e BASTOS (2013), o modelo pode ser linearizado em qualquer ponto da curva $I_{pv} \times V_{pv}$. Entretanto, por questões de conveniência, tipicamente lineariza-se o modelo ao redor do ponto de máxima potência. A Figura 55 demonstra a linearização da curva $I_{pv} \times V_{pv}$, ao redor desse ponto, para um painel.

Figura 55 – Linearização curva IxV



Fonte: Próprio autor

Portanto, a derivada da reta tangente dessa curva em um ponto escolhido é dado pela seguinte relação:

$$g(V, I) = \frac{-I_0}{aV_t} \exp\left(\frac{V + IR_s}{aV_t}\right) - \frac{1}{R_p}. \quad (221)$$

Logo, o modelo linearizado caracterizado pela reta tangente no ponto escolhido é dado por:

$$i_{pv} = -(gV + I) + gV_{pv}. \quad (222)$$

Onde,

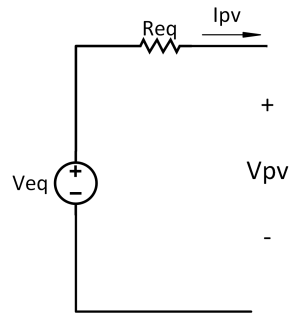
$$g = \frac{di}{dv} = \frac{1}{R_p} \approx \frac{\Delta i}{\Delta v} \quad (223)$$

$$R_{eq} = -\frac{1}{g}. \quad (224)$$

$$V_{eq} = V - \frac{I}{g}. \quad (225)$$

Finalmente, com o auxílio das equações anteriores, pode-se obter o modelo de Thévenin para painéis fotovoltaicos, conforme a Figura 56.

Figura 56 – Equivalente de Thévenin para painel fotovoltaico



Fonte: Próprio autor

5.4 Análise Gráfica

A análise gráfica busca examinar os efeitos ocasionados pela inserção das resistências parasitas no conversor em relação ao seu ganho. Para a aplicação desse método de análise é necessário, inicialmente, definir os parâmetros utilizados. Tais parâmetros estão definidos na Tabela 9.

Tabela 9 – Parâmetros utilizados para dimensionamento e análises.

Parâmetro	Valor
Potência de entrada máxima	2100W
Variação para tensão de entrada	200/450V
Resistência de condução das chaves	3 m Ω
Resistências parasitas dos indutores	10 m Ω
Resistência parasita do capacitor C1	50 m Ω
Resistência parasita do capacitor C2	5 m Ω
Ripple indutores <i>Boost</i> $L_{1,2}$	40%
Ripple indutor <i>Buck</i> L_3	20%
Frequência de chaveamento	50 kHz

Fonte – Próprio autor

Utilizando os parâmetros definidos na tabela anterior e as equações de dimensionamento dos elementos, os valores dos indutores e capacitores necessários estão presentes na Tabela 10.

Tabela 10 – Componentes utilizados para análise.

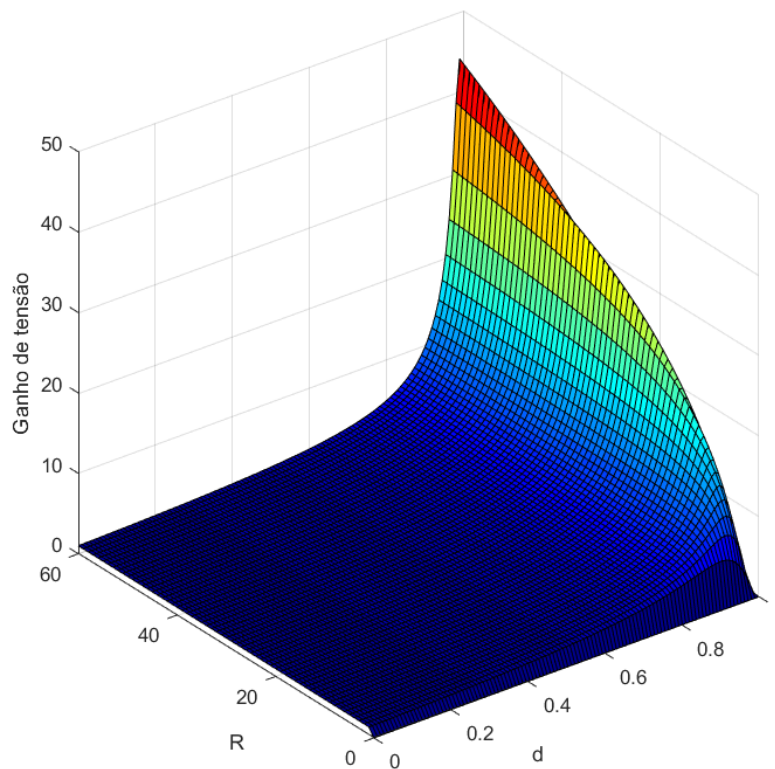
Componente	Valor
Indutor L_1	250 μ H
Indutor L_2	250 μ H
Indutor L_3	1 mH
Capacitor C_1	2 mF
Capacitor C_2	2,5 μ F

Fonte – Próprio autor

Uma vez que o objetivo é analisar graficamente os efeitos provocados pelos elementos parasitas em relação ao ganho do conversor e, devido a operação *Buck* apresentar ganho limitado dentro do intervalo entre zero e um, as análises apresentadas a seguir serão realizadas a partir da operação do conversor no modo *Boost*.

Inicialmente, ressalta-se que as análises realizadas nessa seção são baseadas em (FUZATO, 2015; FUZATO et al., 2016). Na primeira situação, procura-se demonstrar os efeitos no ganho do conversor ocasionados pela carga conectada em seus terminais de saída. Quando se analisa a Figura 57, fica evidente que o ganho de tensão do conversor é atenuado conforme o valor da carga é reduzido. Esse fator permite concluir que o ganho do conversor está diretamente relacionado com a potência requerida.

Figura 57 – Efeito da carga conectada no ganho do conversor

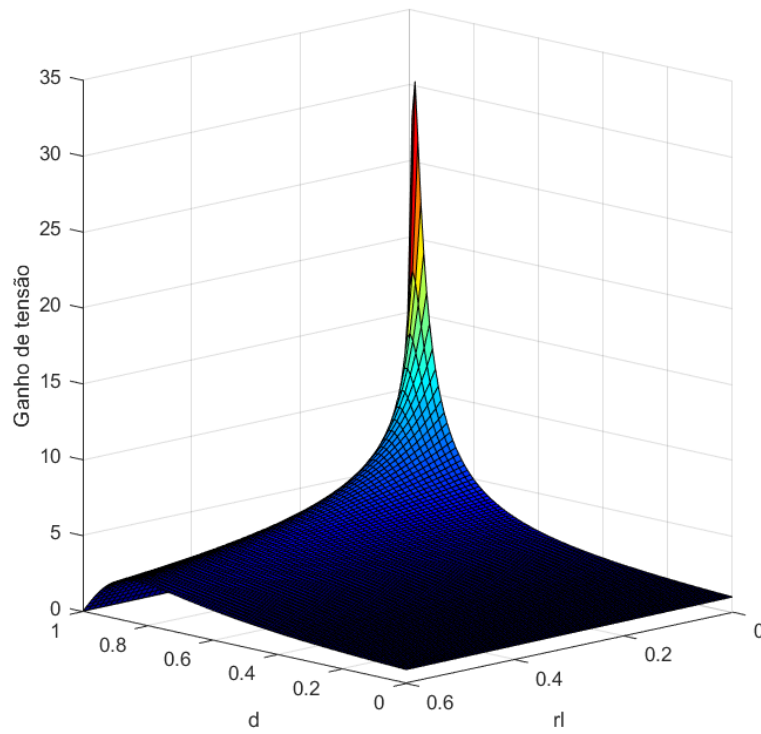


Fonte: Próprio autor

A resistência parasita dos indutores é um elemento que modifica o ganho do conversor de modo bastante acentuado no intervalo que varia de 0 a 0,1, conforme observa-se na Figura 58. O mesmo efeito que ocorre com as resistências parasitas dos indutores pode ser observado no tocante as resistências das chaves semicondutoras. Esse comportamento ocorre em razão de que, quando as chaves permanecem fechadas e os indutores estão sendo carregados, os valores das resistências dos indutores e das chaves são somadas. Tal fato pode ser observado na Figura 59.

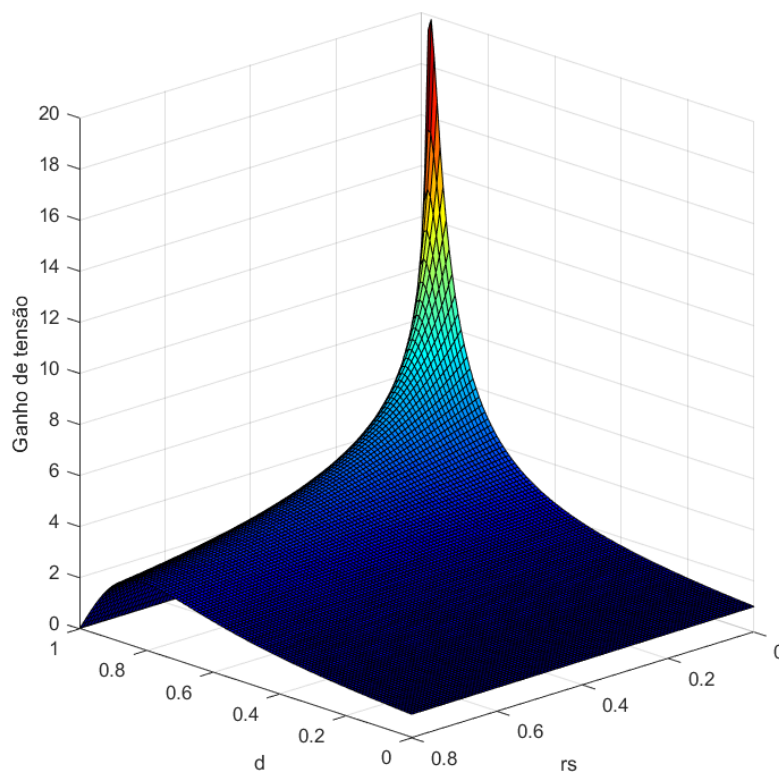
A Figura 60 apresenta os efeitos provocados pelas resistências do capacitor C_1 (capacitor de entrada) do conversor em relação ao seu ganho. Conforme pode ser observado,

Figura 58 – Efeito das resistências parasitas dos indutores no ganho do conversor



Fonte:Próprio autor

Figura 59 – Efeito das resistências das chaves semicondutoras no ganho do conversor

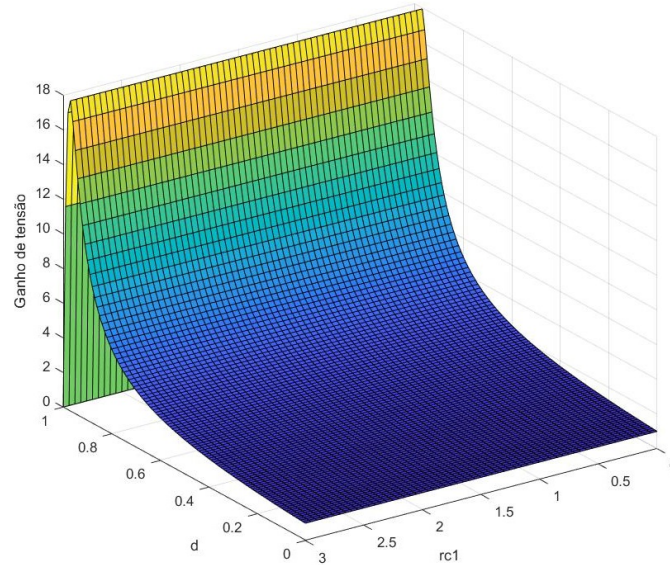


Fonte:Próprio autor

essa resistência não apresenta efeitos diretos no ganho do conversor uma vez que a sua principal função no sistema é atuar como capacitor de desacoplamento.

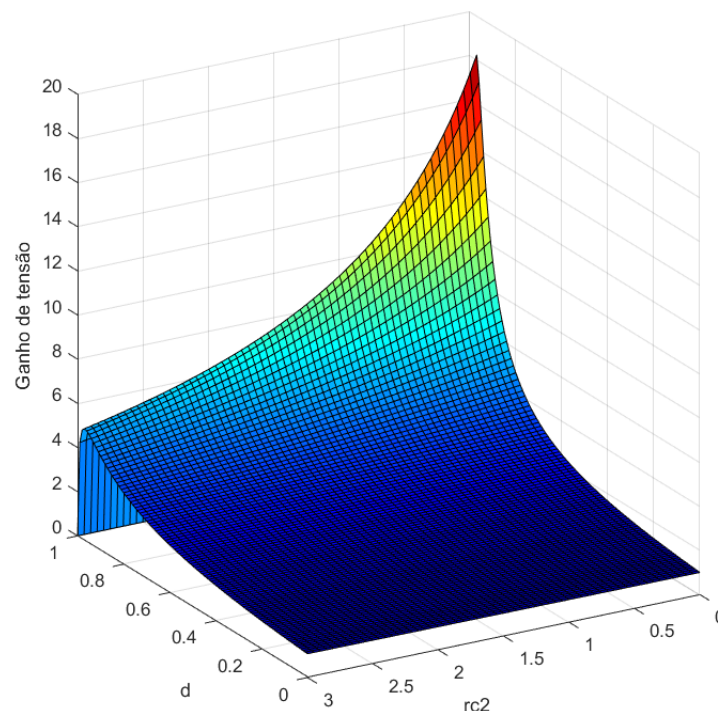
Finalmente, na Figura 61, apresenta-se o impacto da resistência do capacitor intermediário C_2 no ganho do conversor. Diferentemente do que ocorre com o capacitor C_1 , a presença dessa resistência influencia de modo significativo o ganho do conversor.

Figura 60 – Efeito no ganho do conversor devido a resistência do capacitor C_1



Fonte:Próprio autor

Figura 61 – Efeito da resistência do capacitor C_2 no ganho do conversor



Fonte:Próprio autor

5.5 Considerações Finais

Nesse capítulo foram realizadas análises matemáticas do ganho de tensão do conversor para ambos os modos de operação. Para realizar essa análise foram utilizados os modelos médios obtidos no capítulo anterior. Na segunda seção do capítulo foi apresentada uma metodologia para o dimensionamento dos elementos armazenadores de energia do circuito e apresenta as características do arranjo fotovoltaico utilizado. Na terceira seção foram apresentadas as características do arranjo fotovoltaico e o método de linearização do painel para obtenção do modelo de Thévenin desse arranjo. Finalmente, na quarta seção, foi realizado um estudo gráfico sobre o impactos ocasionados no ganho de tensão do conversor devido a inclusão dos elementos parasitas.

Capítulo 6

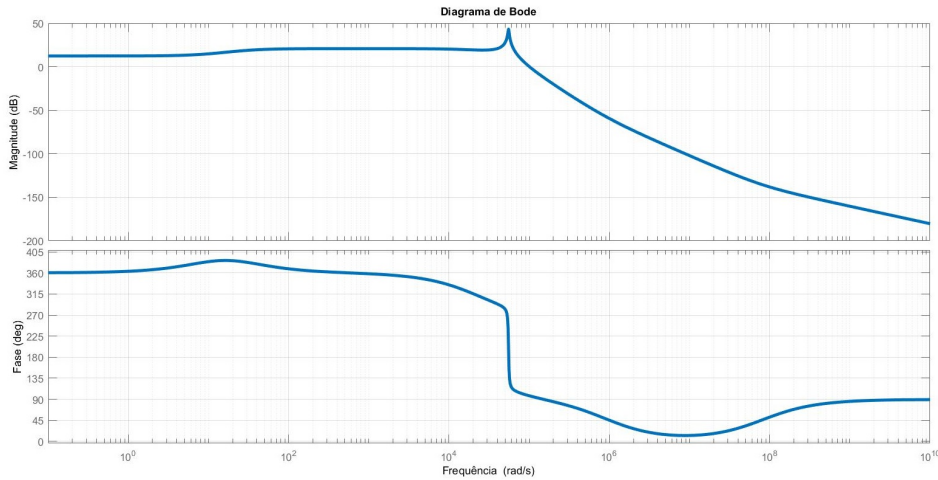
Resultados simulados

Esse capítulo possui como objetivo apresentar o desenvolvimento dos controladores do sistema apresentado, bem como os resultados das simulações realizadas. As simulações que serão apresentadas foram realizadas com o auxílio do *software* PSIM.

6.1 Projeto dos Controladores

Conforme citado, durante a operação do conversor no modo *Buck*, a corrente do indutor L_3 pode ser analisada como sendo a corrente de saída normal de um conversor *Buck*. Contudo, durante a operação no modo *Boost*, a corrente do indutor L_3 é a corrente de saída de filtro do conversor e, assim, é fundamental controlar essa corrente nesse modo de operação. Dessa forma, conforme (ZHAO et al., 2012), os controladores para o modo *Boost* necessitam ser projetados primeiramente e, posteriormente, aplicados ao modo *Buck*. E, conseqüentemente, se a operação no modo *Boost* apresentar estabilidade e estiver bem projetado, o modo *Buck* também irá operar de maneira estável e bem controlada. Isto posto, os controladores para o conversor serão projetados, a partir das funções de transferência encontradas na modelagem *Boost* do conversor presentes Capítulo 4. A expressão dada por $G_i = \hat{i}_l(s)/\hat{d}(s)$ representa a planta de corrente do indutor L_3 a ser controlada. A Figura 62 demonstra a resposta em frequência para essa função de transferência no modo de operação *Boost*.

Antes de iniciar o projeto dos controladores do conversor, deve-se estabelecer alguns critérios para garantir a estabilidade e a correta resposta do sistema. Geralmente, o projeto dos controladores é feito segundo a margem de fase e a frequência de corte que se deseja. A estabilidade relativa de um sistema é assinalada pela margem de fase. De forma geral, valores reduzidos para a margem de fase provocam valores elevados de *overshoot*.

Figura 62 – Resposta em frequência da planta de corrente para o modo *Boost*.

Fonte: Próprio autor

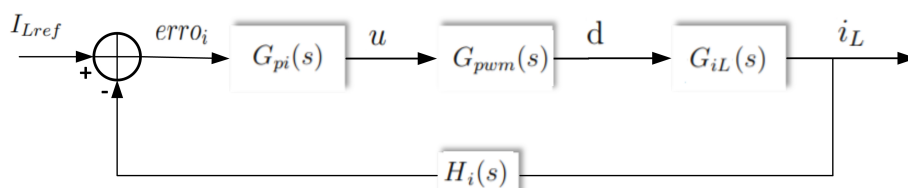
Por outro lado, em sistemas com elevada margem de fase, a tendência é de que o sistema apresente um comportamento estável, porém com uma resposta transitória lenta. Dessa forma, para assegurar a estabilidade e a resposta apropriada do sistema, procura-se conservar a margem de fase do conversor entre 45° e 90° .

Em relação a frequência de corte, valores elevados fazem com que o controlador responda de maneira mais agressiva a variações em frequências mais altas oriundas da retroalimentação (FUZATO, 2015). Entretanto, quando a frequência de corte se assemelha a frequência de chaveamento, o conversor não poderá mais ser considerado um sistema contínuo. Assim, recomenda-se limitar a frequência de corte do conversor (BARBI, 2002).

6.1.1 Controle de corrente

Inicialmente, uma malha de controle para a corrente do indutor L_3 é proposta. O diagrama de blocos dessa malha é apresentado na Figura 63. No diagrama apresentado, o bloco de PWM simboliza o modulador por largura de pulso e sua função de transferência está representada na equação (226), onde c_{pk} equivale a tensão pico a pico da onda portadora. O bloco do controlador PI representa o compensador e sua função de transferência é dada por $G_{pi}(s)$ e sua equação é representada pela equação (227).

Figura 63 – Malha de controle de corrente.



Fonte: Próprio autor

$$G_{pwm}(s) = \frac{1}{c_{pk}}. \quad (226)$$

$$G_{pi}(s) = K_p + \frac{K_i}{s}. \quad (227)$$

As funções de transferência em malha aberta (FTMA), na ausência e na presença do controlador, são exibidas pelas relações dada em (228) e (229), respectivamente. Na Figura 63, $H_i(s)$ representa o sensor de corrente e seu valor é dado pelo ganho do sensor.

$$FTMA = \frac{1}{c_{pk}} G_{iL} H_i(s). \quad (228)$$

$$G_{pi}(s) FTMA = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{1}{c_{pk}} G_{iL} H_i(s). \quad (229)$$

Tabela 11 – Parâmetros para projeto dos controladores da malha de corrente.

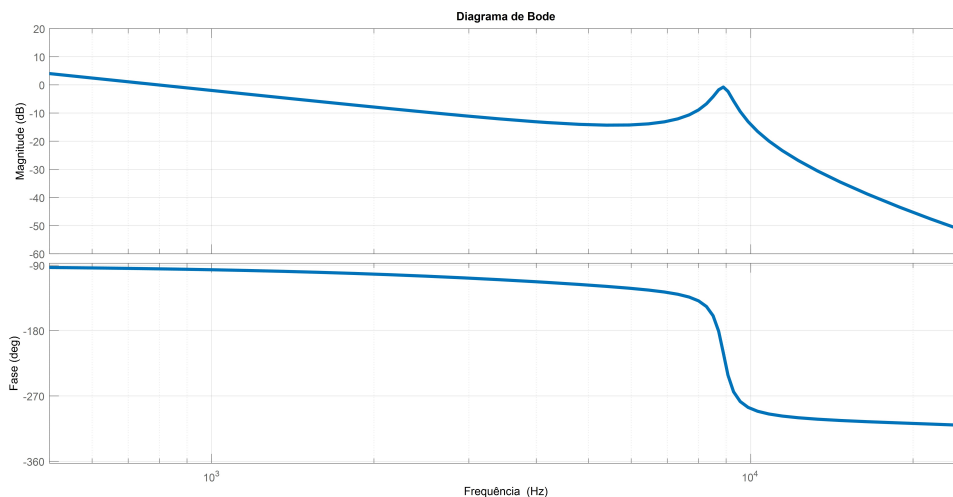
Parâmetro	Valor
Margem de fase	85 °
Frequência de corte	2.5 kHz
Ganho de realimentação H_i	1

Fonte – Próprio autor

Assim, a função de transferência do controlador é dada em (230). A Figura 64 demonstra o diagrama de bode da malha aberta de corrente após a inclusão do compensador.

$$G_{pi}(s) = 0,007 + \frac{702}{s}. \quad (230)$$

Figura 64 – Diagrama de bode da malha aberta de corrente após inclusão de compensador

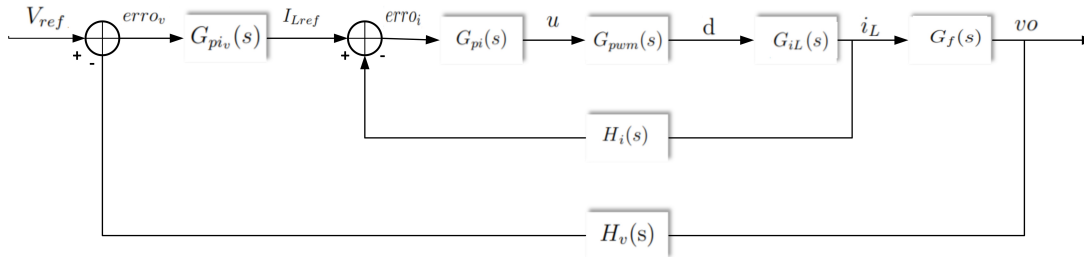


Fonte: Próprio autor

6.1.2 Controle em cascata de tensão e corrente

O controle em cascata se caracteriza por apresentar duas malhas de controle, uma malha de corrente (malha interna) e uma malha de tensão (malha externa), conforme apresentado na Figura 65.

Figura 65 – Malha de controle em cascata.



Fonte: Próprio autor

Essa malha de controle pode ser explicada da seguinte forma: a diferença entre o valor de corrente (I_{Lref}) e o sinal proveniente da realimentação do indutor (i_L) acrescido do ganho de sensor de corrente $H_i(s)$ produz um sinal de erro de corrente ($erro_i$) que é utilizado como entrada do controlador de corrente $G_{pi}(s)$. Em seguida, o sinal de controle (u), produzido pelo controlador de corrente, é contrastado com o sinal da onda portadora para produzir o sinal de PWM (d). Analisando a malha externa, a diferença existente entre a referência de tensão (V_{ref}), que é obtido a partir do MPPT do arranjo fotovoltaico, e o sinal oriundo de realimentação (vo) adicionado do ganho do sensor de tensão $H_v(s)$, produz um erro de tensão ($erro_v$) que é utilizado como sinal de entrada do controlador de tensão $G_{piv}(s)$, resultando em um valor de referência de corrente (I_{ref}).

Nesse tipo de controle, a malha interna deve ser projetada inicialmente e, nesse caso, a função de transferência em malha aberta é análoga aquela apresentada em 6.2.1. Já função de transferência em malha fechada (FTMF) da planta de corrente é pela seguinte relação:

$$FTMF_i(s) = \frac{G_{pi}(s)G_{pwm}(s)G_{iL}(s)}{1 + G_{pi}(s)G_{pwm}(s)G_{iL}(s)H_i(s)}. \quad (231)$$

Além disso, a planta $G_f(s)$ é dada pela seguinte equação:

$$G_f(s) = \frac{G_{fv}(s)}{G_{iL}(s)}. \quad (232)$$

Portanto, a função transferência de malha aberta para a malha de tensão é apresentada pela seguinte relação:

$$FTMA_v(s) = G_{piv}(s)FTMF_i(s)G_f(s)H_v(s). \quad (233)$$

Finalmente, a função transferência completa é dada por:

$$\frac{V_o(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{G_{piv}(s)FTMF_i(s)G_f(s)}{1 + G_{piv}(s)FTMF_i(s)G_f(s)H_v(s)}. \quad (234)$$

Tabela 12 – Parâmetros para projeto dos controladores da malha externa.

Parâmetro	Valor
Margem de fase	60 °
Frequência de corte	50 Hz
Ganho de realimentação H_v	1

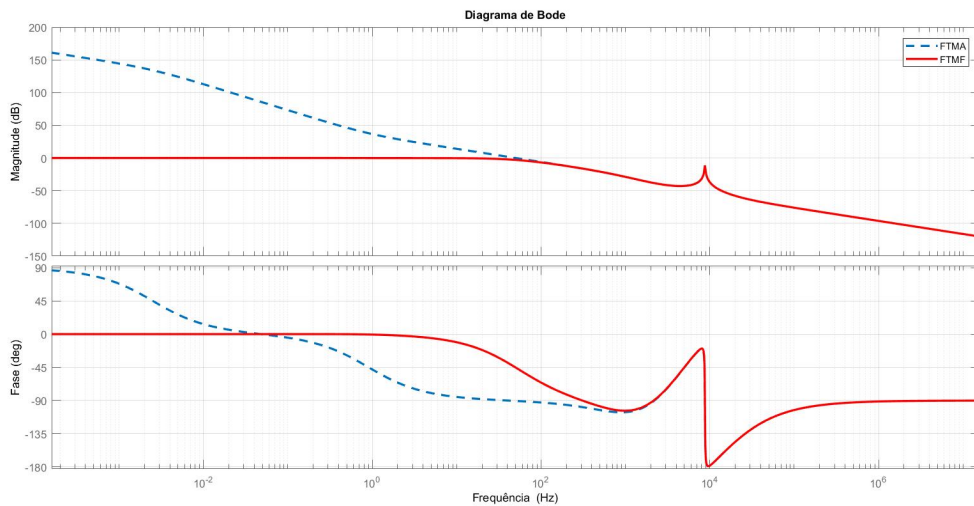
Fonte – Próprio autor

A função de transferência do controlador PI externo é dada em (235),

$$G_{pi}(s) = -0,1 + \frac{40}{s}. \quad (235)$$

A ocorrência do sinal negativo presente na equação (235) decorre da referência de tensão do MPPT. A Figura 66 apresenta o diagrama de bode, da malha aberta e da malha fechada, em cascata de controle após a inclusão dos compensadores.

Figura 66 – Diagrama de Bode de malha em cascata aberta (linha azul tracejada) e malha fechada (linha vermelha) de controle após a inclusão dos compensadores.



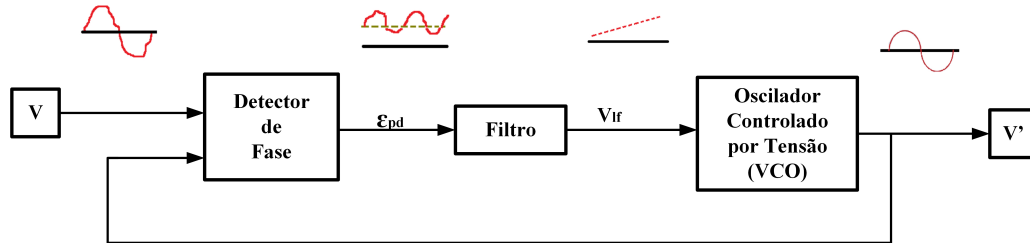
Fonte: Próprio autor

6.2 Algoritmo de Sincronização

O PLL (em inglês *Phase Locked Loop* - PLL) é um circuito de controle de *feedback* sensível à frequência e fase cujo o principal objetivo é realizar a sincronização de um sinal do oscilador de saída com um sinal de referência. O PLL possui três componentes

principais: um detector de fase, um filtro e um oscilador controlado por tensão (VCO). A Figura 67 mostra a estrutura de um PLL.

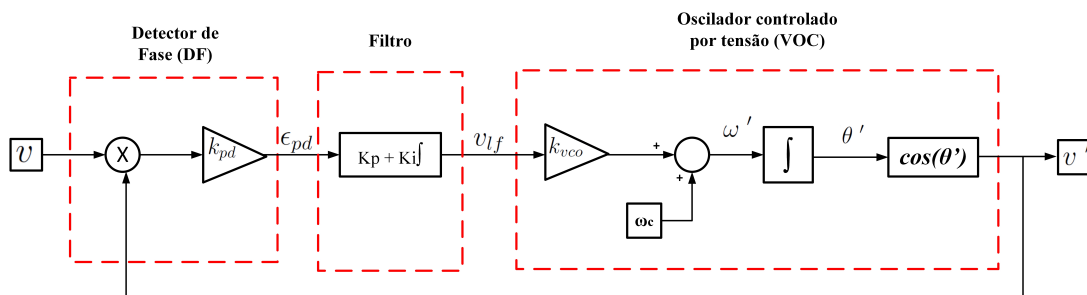
Figura 67 – Estrutura de um PLL



Fonte: Próprio autor baseado em (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011)

O funcionamento do PLL pode ser explicado da seguinte forma: O sinal de realimentação proveniente do oscilador é comparado ao sinal de entrada. Caso exista uma diferença de frequência (ou fase) entre os dois, um sinal de erro será gerado. Este sinal de erro será a entrada do bloco de filtro onde está presente o controlador do PLL e, em condições de regime permanente, a entrada desse bloco é nula. Esse sinal de erro será filtrado e o resultado desse processo será utilizado para o controle da frequência do oscilador de tensão. Se a frequência do VCO for diferente da frequência do sinal de referência de entrada, o detector de fase irá considerar isso como uma mudança de fase. O valor de tensão utilizado como controle faz com que a frequência de VCO se desloque de tal forma a reduzir o sinal de erro. Desse modo, a frequência do oscilador mudará até ser similar à frequência do sinal de entrada referência. Quando isso acontece, os dois sinais são sincronizados ou “bloqueados” (FRENZEL, 2017).

Figura 68 – Diagrama de blocos do PLL



Fonte: Próprio autor baseado em (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011)

Analisando a Figura 68, pode-se considerar que o sinal de entrada do bloco de detecção de fase (DF) é dado pela seguinte expressão:

$$v = V \sin(\theta) = V \sin(\omega t + \phi). \quad (236)$$

Já a saída do bloco VCO é expressa por:

$$v' = V \cos(\theta') = V \cos(\omega' t + \phi'). \quad (237)$$

Dessa forma, o sinal de erro gerado é expresso por:

$$\epsilon_{pd} = V k_{pd} \sin(\omega t + \phi) \cos(\omega' t + \phi'). \quad (238)$$

Ou, a partir de identidades trigonométricas,

$$\epsilon_{pd} = \frac{V k_{pd}}{2} \{ \sin[(\omega - \omega')t + (\phi - \phi')] + \sin[(\omega + \omega')t + (\phi + \phi')] \}. \quad (239)$$

O compensador PI, presente no bloco de filtragem, é ajustado de modo a que os componentes de alta frequência sejam atenuados, levando em consideração o efeito na resposta dinâmica. Portanto, o termo de alta frequência da equação anterior é filtrado, resultando em:

$$\bar{\epsilon}_{pd} = \frac{V k_{pd}}{2} \sin[(\omega - \omega')t + (\phi - \phi')]. \quad (240)$$

A sincronia do PLL ocorre quando $\omega \approx \omega'$ e a expressão dada em 240 será dada por:

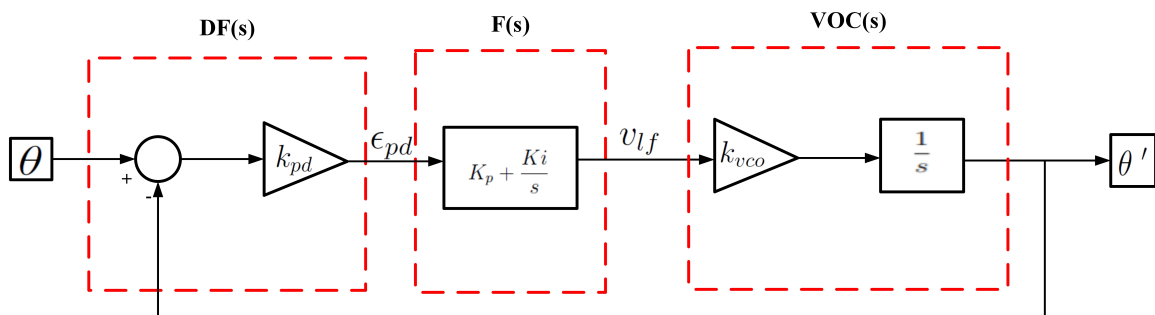
$$\bar{\epsilon}_{pd} = \frac{V k_{pd}}{2} \sin(\phi - \phi'). \quad (241)$$

A condição para que o PLL esteja em regime é $v_{lf} = 0$, em outros termos, $\sin(\phi - \phi') = 0$. Na situação onde a diferença de fase seja muito reduzida ($\phi \approx \phi'$), a saída do bloco DF pode ser linearizada ao redor dessa região, pois $\sin(\phi - \phi') \approx \sin(\theta - \theta') \approx (\theta - \theta')$. Assim,

$$\bar{\epsilon}_{pd} = \frac{V k_{pd}}{2} (\theta - \theta'). \quad (242)$$

Ressalta-se que o equacionamento apresentado é realizado considerando uma estrutura básica e que existem outras diversas estruturas de PLL. As equações apresentadas podem ser reescritas no domínio da frequência por meio da aplicação da transformada de Laplace. Se for considerado que $k_{pd} = k_{vco} = 1$, a Figura 68 é simplificada conforme Figura 69.

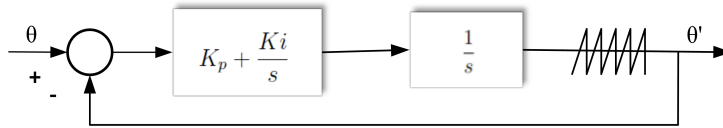
Figura 69 – Diagrama de pequenos sinais para o PLL



Fonte: Próprio autor baseado em (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011)

O diagrama de blocos para o controlador do algoritmo PLL é apresentado, na Figura 70.

Figura 70 – Diagrama de controle para o PLL



Fonte: Próprio autor baseado em (AGUIAR, 2016)

Portanto, a função transferência de malha fechada do algoritmo PLL pode ser comparada com a equação característica de uma função de transferência de 2º grau, conforme:

$$H_{CL} = \frac{PI_{PLL}}{s} = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (243)$$

$$s^2 + k_p s + k_i = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2. \quad (244)$$

$$k_p = 2\xi\omega_n. \quad e \quad k_i = \omega_n^2. \quad (245)$$

Na Tabela 13 são apresentados os parâmetros utilizados para o projeto do controlador PI do PLL.

Tabela 13 – Parâmetro do controlador PLL.

ω_n (rad/seg)	ξ	k_p	k_i
19,09	0,707	27	360

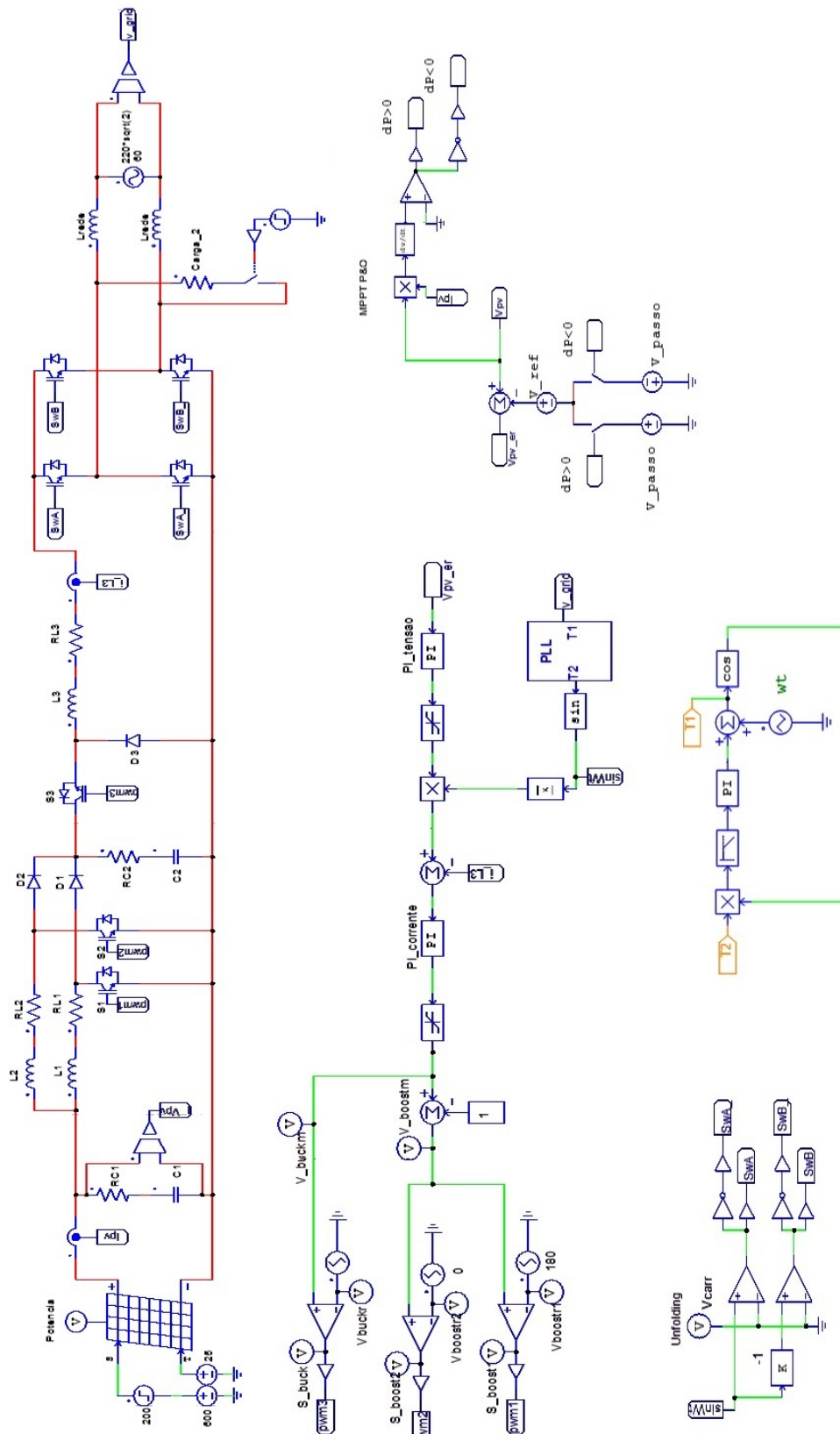
Fonte – Próprio autor

6.3 Modulação do Estágio CC-CC

Para realizar o chaveamento do estágio CC-CC do conversor, será utilizado um método baseado na modulação por largura de pulso senoidal (*SPWM – Sinusoidal Pulse Width Modulation*) com dupla portadora. Conforme (ZHAO; LAI; CHO, 2013), esse método de modulação permite que exista uma transição suave entre os modos de operação (*Boost* e *Buck*) e evita a comparação entre os valores de tensão de entrada e saída. Dessa forma, conforme mostrado na Figura 71(a), duas portadoras defasadas em 180 graus são utilizadas para a operação no modo *Boost*. As portadoras do *Boost* tem um deslocamento CC, variando as amplitudes entre 1 e 2, sendo que 2 é a amplitude máxima que a referência pode adotar. Por sua vez, para o modo de operação *Buck* é utilizado uma portadora única, com variação de amplitude CC entre 0 e 1.

Para situações onde processadores digitais (como o DSP) sejam utilizados, utiliza-se a comparação da portadora com a referência para chaveamento do *Buck* e um deslocamento da referência para o chaveamento do *Boost*, subtraindo-se uma unidade de amplitude da

Figura 73 – Esquema completo implementado no PSIM



Fonte: Próprio autor

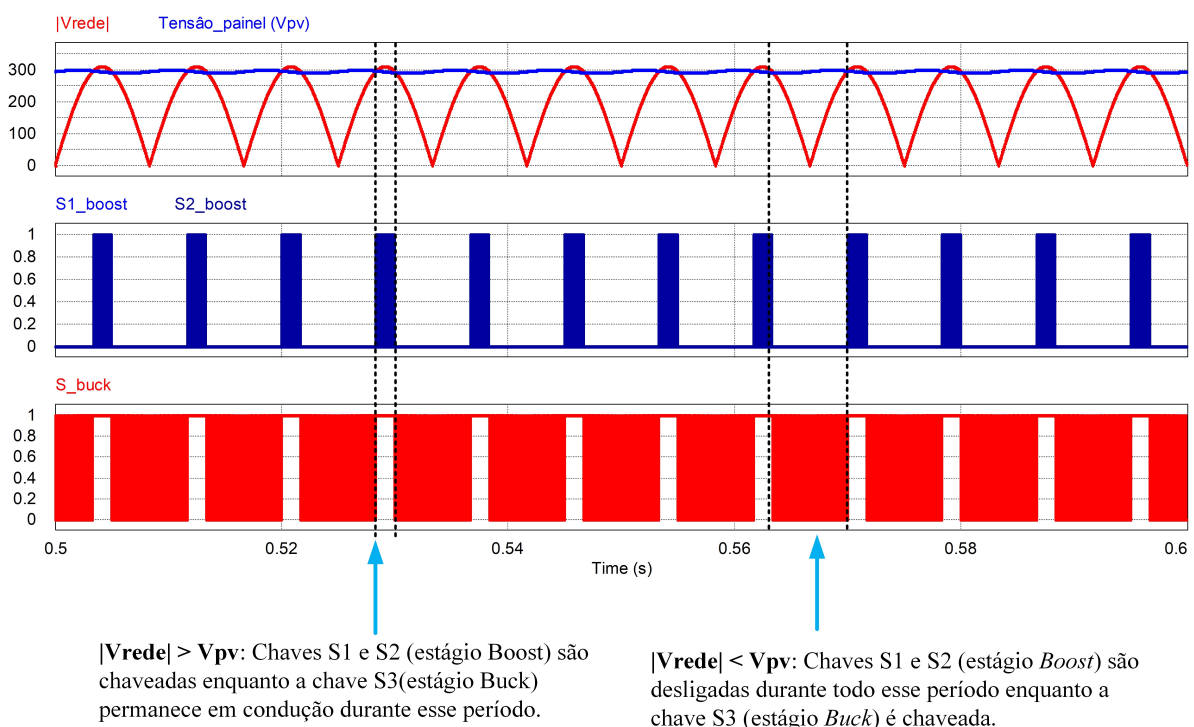
6.4 Resultados Simulados

Na Figura 73, o bloco que é utilizado e que representa o arranjo de painéis fotovoltaicos têm seus parâmetros já definidos anteriormente na Tabela 7. Já os valores dos elementos passivos (indutores e capacitores), dos elementos parasitas e da frequência de chaveamento do conversor foram definidos nas Tabelas 8 e 9. Em relação ao lado CA do esquema apresentado, observa-se a presença de indutores (L_{rede}) que representam a impedância da rede e o valor utilizado é de 0,5 mH para cada um deles. A rede elétrica apresenta frequência de 60 Hz, tensão de $220 V_{rms}$ e tensão de pico de $220\sqrt{2} V$.

6.4.1 Ensaio com carga resistiva

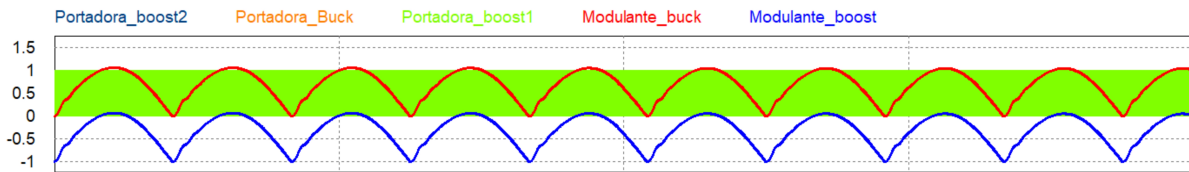
Em um primeiro ensaio, analisa-se o sistema e os efeitos da conexão de uma carga resistiva nos terminais do inversor, no ponto de acoplamento comum. A Figura 74 representa o princípio básico de operação do conversor. Observa-se que, conforme descrito, as chaves do estágio *Boost* e a chave do estágio *Buck* operam de forma independente. As chaves S1 e S2 estão em operação quando a tensão no painel é menor do que a tensão instantânea da rede. A chave S3 opera quando a tensão do painel é maior do que a tensão instantânea da rede. Ainda em relação ao princípio de operação, a Figura 75 mostra a estratégia de modulação empregada.

Figura 74 – Acionamento das chaves do conversor



Fonte: Próprio autor

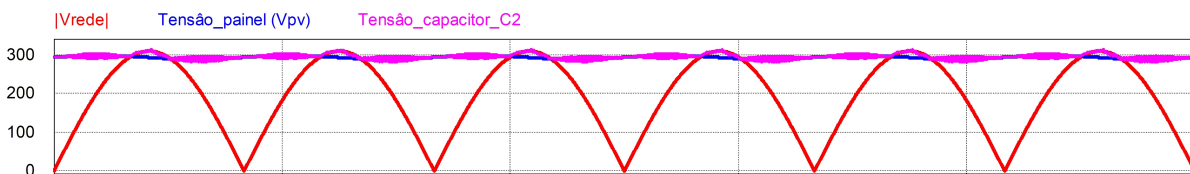
Figura 75 – Modulação do conversor



Fonte: Próprio autor

A Figura 76 demonstra o comportamento da tensão sobre o capacitor intermediário C2. Analisando a Figura 76, quando a tensão do painel for maior que a tensão instantânea da rede, a tensão sobre esse capacitor será igual a própria tensão do painel. Por outro lado, a tensão sobre esse capacitor irá variar com a tensão da rede quando o conversor estiver operando no modo *Boost*.

Figura 76 – Tensão no capacitor intermediário C2



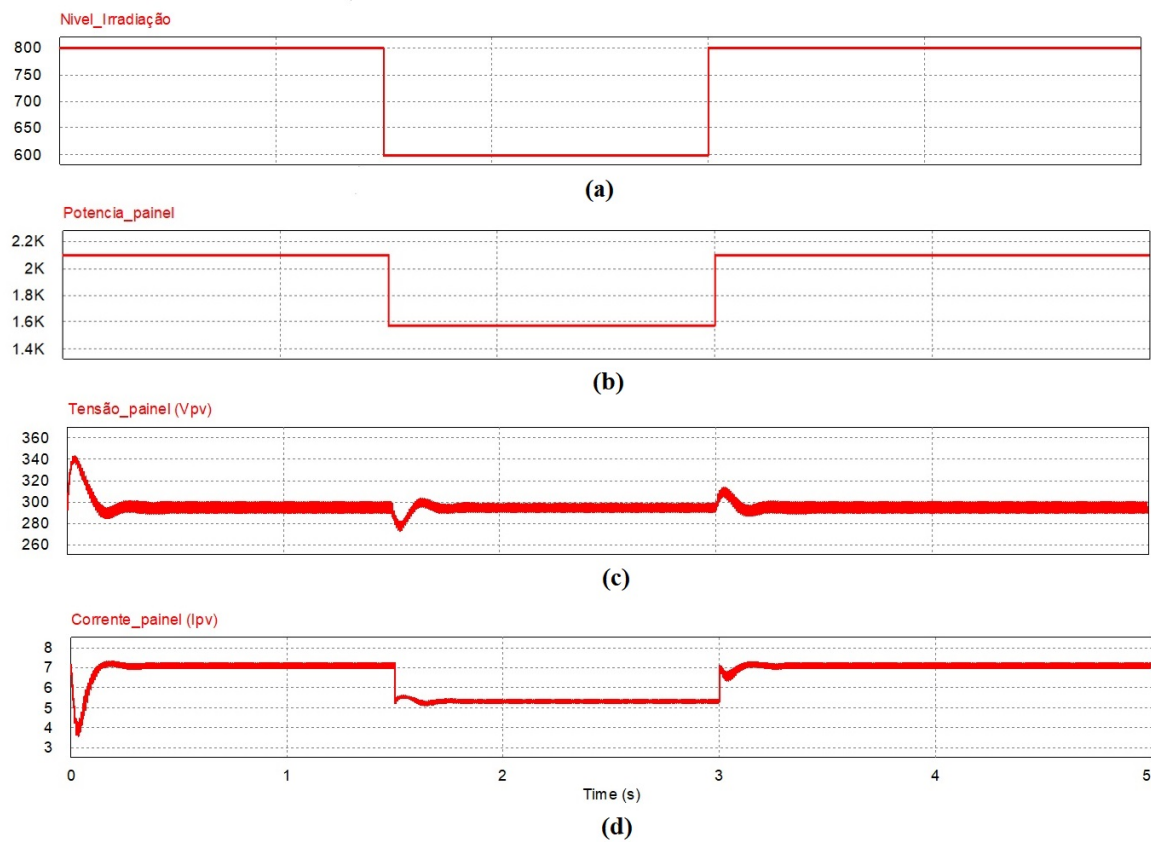
Fonte: Próprio autor

Na Figura 77 são apresentadas as características do arranjo fotovoltaico. Inicialmente, esse arranjo opera na condição onde a irradiação é de 800 W/m^2 . No instante $t = 1,5 \text{ s}$ é aplicado um degrau negativo na irradiação para 600 W/m^2 e, conseqüentemente, a potência fornecida pelo arranjo cai para 1600 W (corrente I_{pv} diminui de $7,12 \text{ A}$ para enquanto a tensão V_{pv} permanece em 295 V). Em $t = 3,0 \text{ s}$, a irradiação volta ao seu patamar inicial de 800 W/m^2 e a potência fornecida pelo arranjo é elevada, novamente, para 2100 W .

Na Figura 78 são apresentados os perfis da corrente no lado CA do sistema. A Figura 78(a) demonstra a corrente na saída do inversor. Conforme a potência fornecida pelo conjunto fotovoltaico diminui (em $t = 1,5 \text{ s}$), a corrente injetada na rede também é reduzida até o momento em que a potência fornecida volta ao patamar anterior ($t = 3,0 \text{ s}$). O perfil dessa corrente será analisado em mais detalhes na Figura 79. A Figura 78 (b) mostra a corrente na carga resistiva (no valor de 90Ω e que consome 543 W) conectada ao sistema.

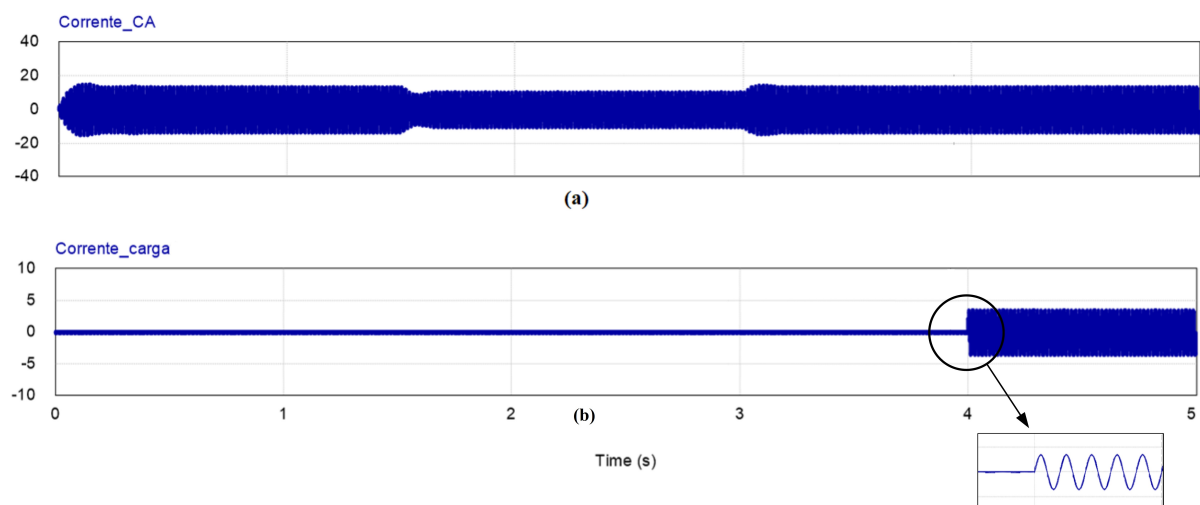
Na Figura 79 são apresentadas a corrente no indutor L_3 (indutor do estágio *Buck*) e, novamente, a corrente na saída no inversor. Analisando a taxa de distorção harmônica total da corrente CA, verifica-se que o sistema analisado gera uma THD de corrente de $3,63 \%$ enquanto o sistema opera sem a carga nos terminais do inversor e o arranjo fotovoltaico opera em seu ponto de máxima potência. Observa-se que o sistema está

Figura 77 – Arranjo fotovoltaico: (a) Variação de irradiação, (b) Variação da potência, (c) Variação de tensão e (d) Variação de corrente



Fonte: Próprio autor

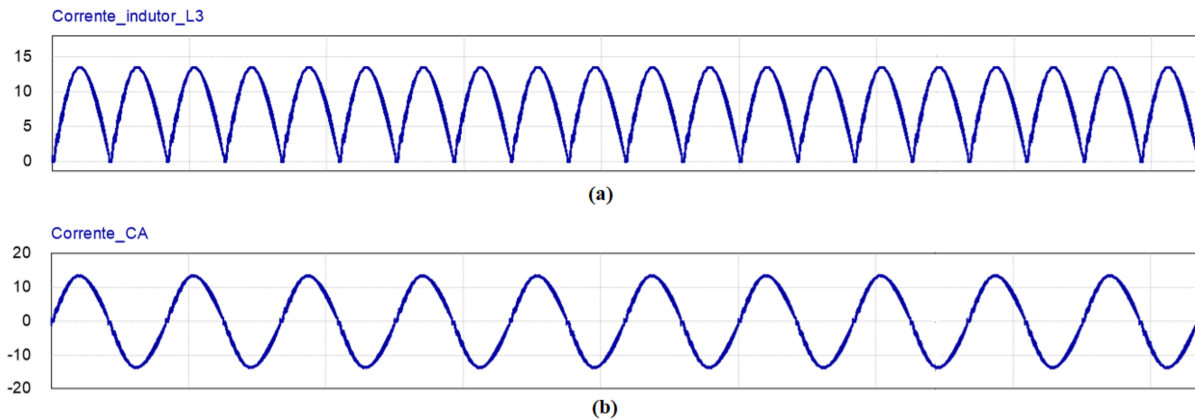
Figura 78 – Perfil de corrente no lado CA: (a) Corrente na saída do inversor, (b) Corrente na carga (conectada ao sistema em $t = 4,0$ s).



Fonte: Próprio autor

trabalhando com fator de potência unitário, ou seja, corrente do inversor em fase com a tensão no ponto de acoplamento.

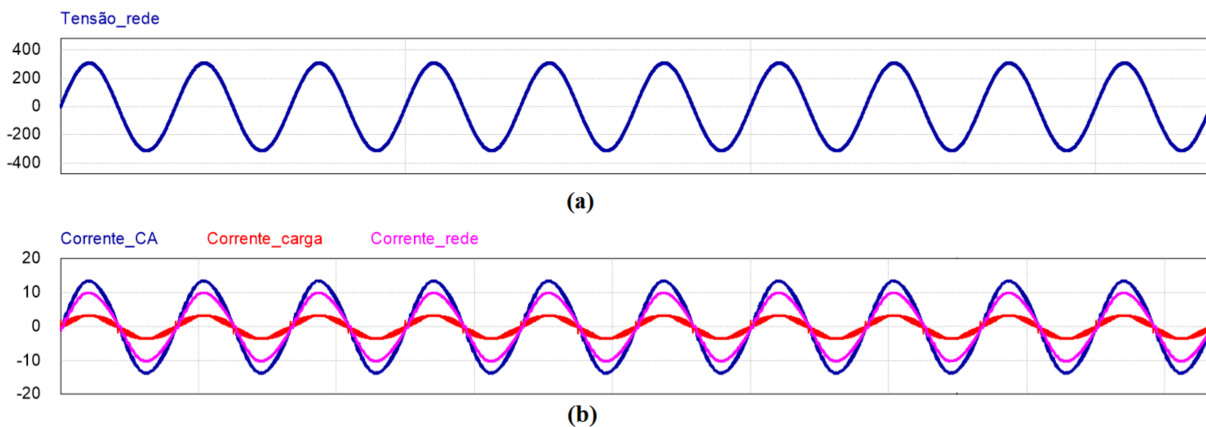
Figura 79 – Corrente: (a) indutor L_3 , (b) Corrente na saída do inversor.



Fonte: Próprio autor

A Figura 80 (a) apresenta a tensão na rede elétrica. Já a Figura 80 (b) apresenta as correntes na saída no inversor, na carga conectada e a corrente transferida para a rede. Analisando a taxa de distorção harmônica total da corrente CA, verifica-se que o sistema analisado permaneceu com uma THD de corrente de 3,63 %.

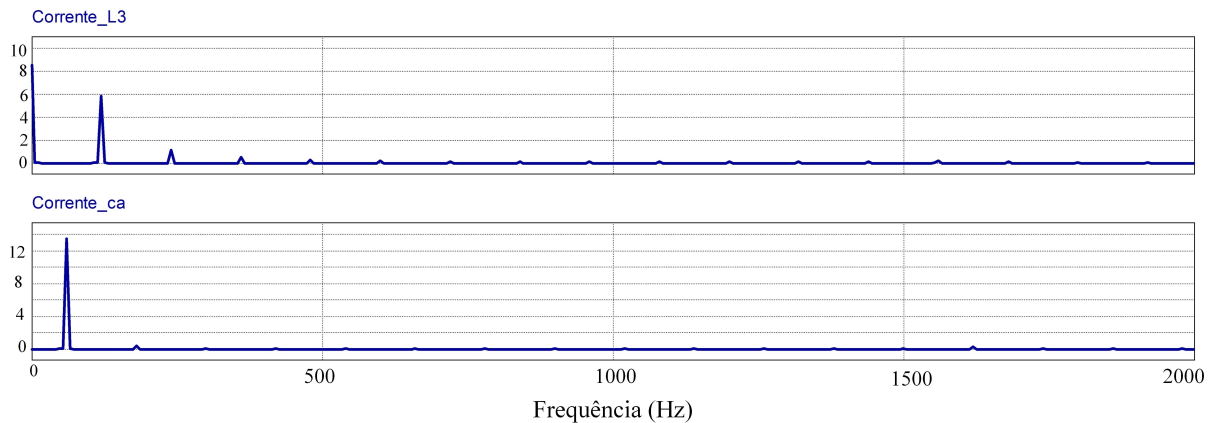
Figura 80 – (a) Tensão na rede elétrica (b) Corrente CA (saída do inversor), corrente na carga e corrente da rede.



Fonte: Próprio autor

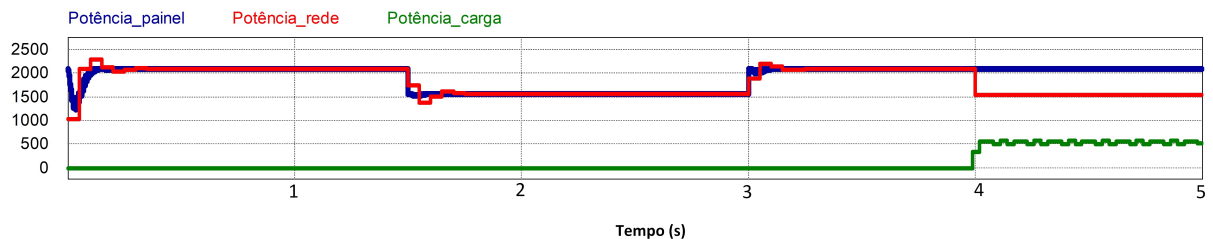
A Figura 81 apresenta a FFT (*Fast Fourier Transform*) dos sinais de corrente na entrada e na saída do inversor. Nota-se, na corrente L_3 , a presença de harmônicas nas frequências de 120 Hz, 240 Hz, 360 Hz, e assim sucessivamente, o que naturalmente era esperado, pois as distorções produzidas no lado CA são ímpares e múltiplas de 60 Hz.

A Figura 82 apresenta o balanço de potência do sistema. Conforme pode ser observado, até $t = 4$ s toda a potência produzida pelos painéis fotovoltaicos é transferida para a rede elétrica. Após a conexão da carga em $t = 4$ s, parte da potência produzida é utilizada na carga ($\approx 500W$), enquanto o restante é transferida para a rede elétrica ($\approx 1500W$).

Figura 81 – FFT dos sinais de corrente L_3 e corrente C_a .

Fonte: Próprio autor

Figura 82 – Transferência de potência do sistema



Fonte: Próprio autor

6.4.2 Ensaio com carga indutiva

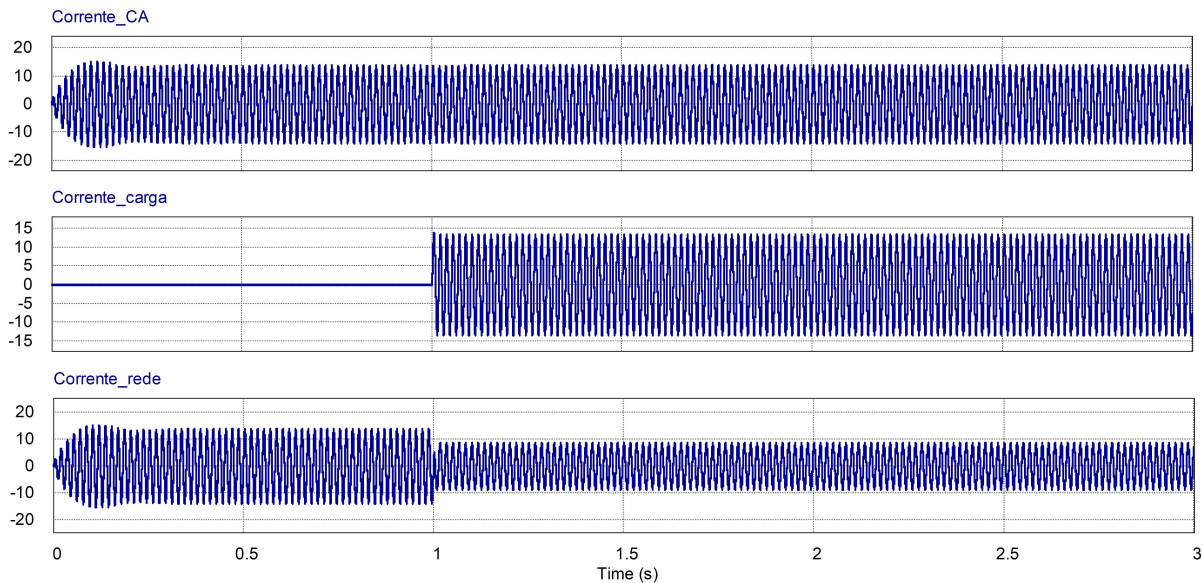
Para analisar os impactos da conexão de uma carga indutiva, a carga resistiva utilizada na seção anterior foi substituída por uma carga RL série, formada por um resistor de $18,43 \Omega$ e um indutor $36,685 \text{ mH}$. Essa carga consome 1680 W de potência ativa e apresenta um fator de potência de $0,8$. Como a potência aparente do sistema é de 2100 VA (painéis operando na condição onde a irradiação é de 800 W/m^2), essa carga irá consumir uma potência reativa de 1260 VAR . Devido as características do sistema desenvolvido, o mesmo fornece apenas potência ativa, cabendo à rede elétrica o fornecimento da potência reativa demandada por essa carga.

Dessa forma, conforme Figura 83, observa-se que a carga indutiva foi chaveada em $t = 1 \text{ s}$. Portanto, a corrente fornecida, a partir dos painéis, antes do chaveamento fluía, em sua totalidade, para a rede elétrica. Após o chaveamento, parte dessa corrente é direcionada para a carga e a potência restante é transferida para a rede.

Na Figura 84, as correntes são apresentadas de forma mais detalhada, próximas ao instante de conexão da carga.

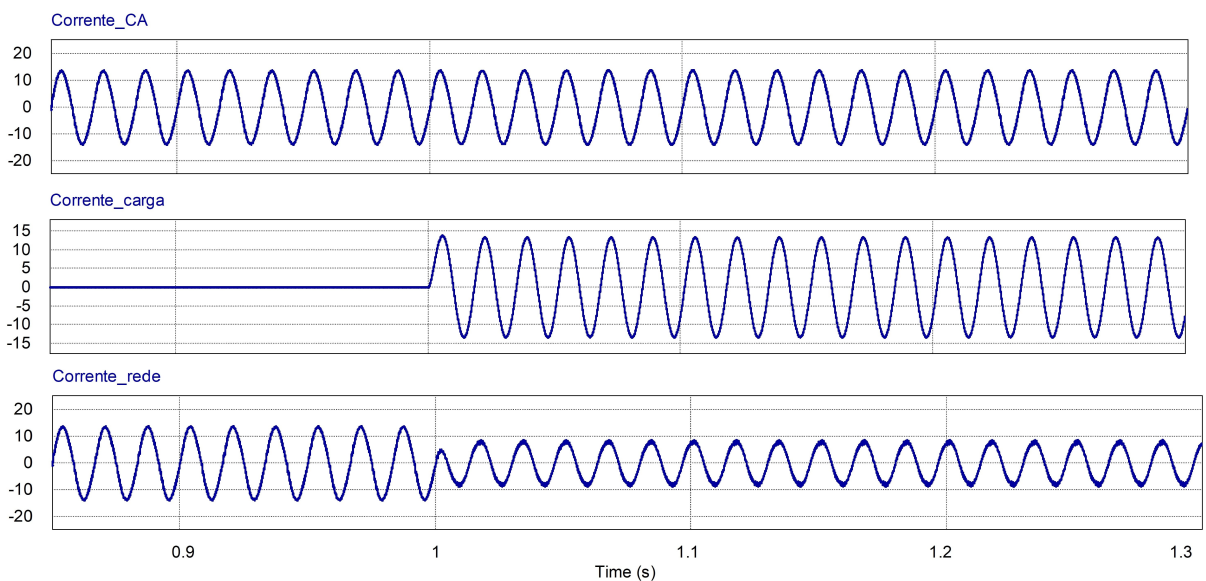
Através da Figura 85, é possível observar que a corrente na saída do inversor (Corrente CA) está em fase com a tensão da rede, enquanto que a corrente está defasada, uma vez que é a rede que fornece a potência reativa para a carga. A THD da corrente na saída do

Figura 83 – Correntes na saída do inversor, na carga e na rede antes e após o chaveamento da carga



Fonte: Próprio autor

Figura 84 – Correntes na saída do inversor, na carga e na rede

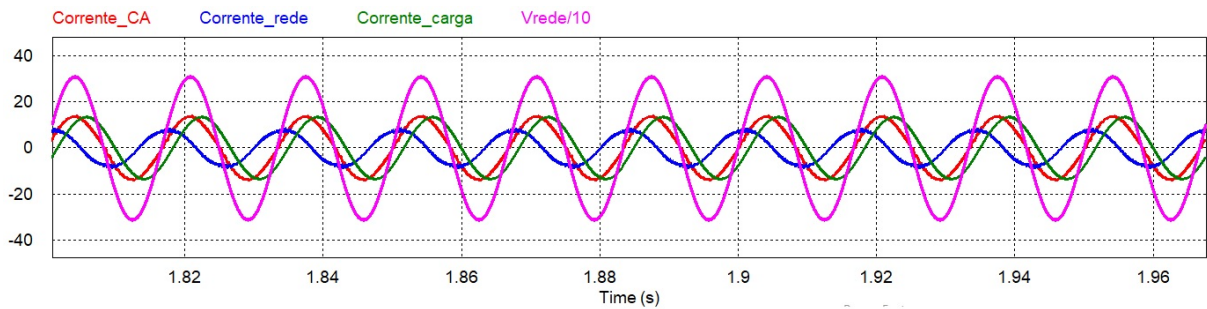


Fonte: Próprio autor

inversor permaneceu em 3,63%.

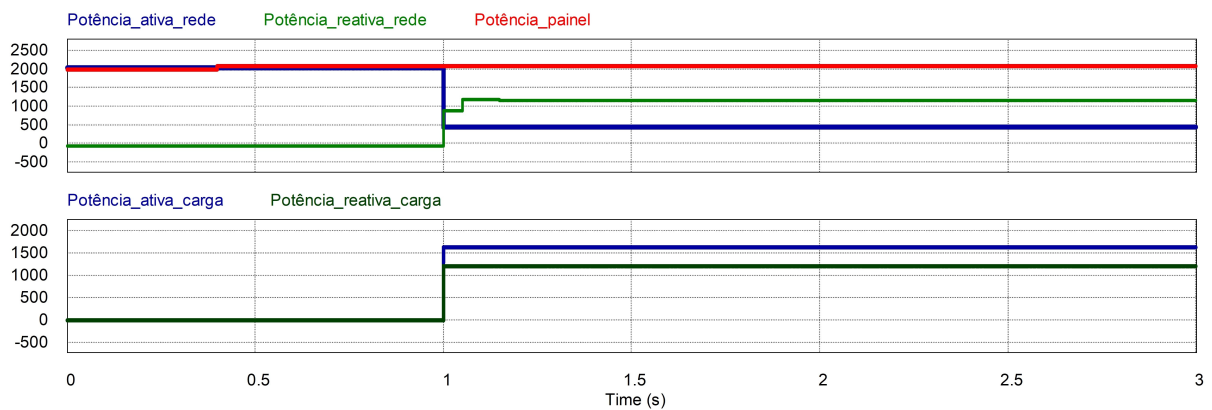
Finalmente, a Figura 86 apresenta a transferência de potência entre os painéis, a carga e a rede elétrica. Conforme pode ser observado, antes da conexão da carga, toda potência produzida pelos painéis fotovoltaicos é fornecida para a rede. Após a conexão da carga, os painéis passam a fornecer a potência ativa requerida pela carga (1680 W), enquanto o excedente (420 W) é transferido para a rede. Já a potência reativa é fornecida pela a rede, como mencionado.

Figura 85 – Comparação da tensão (escala 1:10) no ponto de conexão contra as correntes na saída do inversor, na carga e na rede



Fonte: Próprio autor

Figura 86 – Correntes na saída do inversor, na carga e na rede



Fonte: Próprio autor

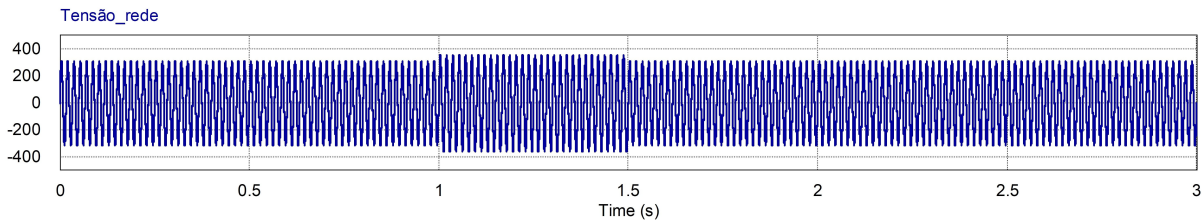
6.4.3 Ensaio com variações de tensão na rede

Nessa seção são realizadas alterações de tensão na rede elétrica de forma a observar o comportamento do sistema. Para a realização dos ensaios propostos, será adotado como premissa que os painéis fotovoltaicos permanecerão operando na condição de máxima potência. O objetivo é analisar a capacidade do sistema proposto de ajustar a corrente para garantir que a injeção de potência na rede permaneça inalterada.

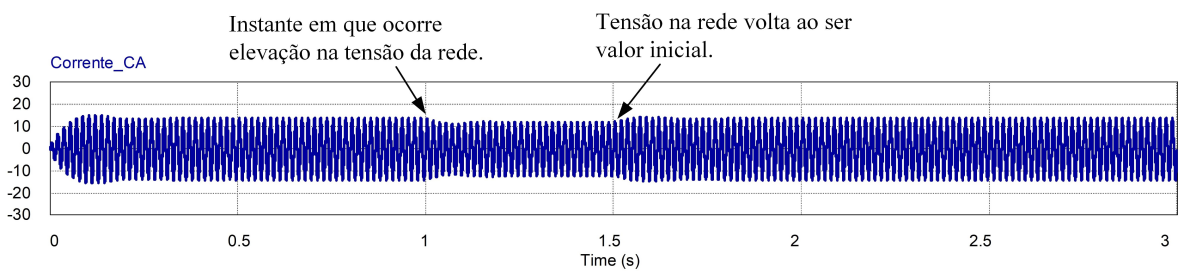
- **Elevação de tensão.**

Em um primeiro ensaio, aplica-se uma elevação de tensão de 15%, entre $t = 1$ s e $t = 1,5$ s, em relação ao valor de tensão nominal da rede. Esse aumento pode ser observado na Figura 87.

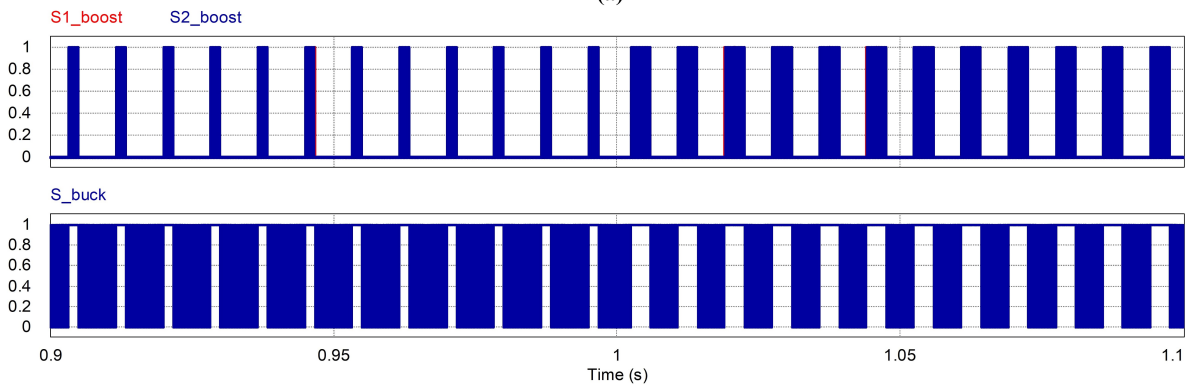
Para manter a injeção de potência constante, o sistema passa a injetar menos corrente na rede. Portanto, para obter uma corrente menor, o estágio *Boost* passa a operar por um maior período e, conseqüentemente, o estágio *Buck* opera por um menor período. Esse processo ocorre até $t = 1,5$ s quando a tensão da rede volta ao seu valor normal. A Figura 88 mostra a corrente na saída do inversor e a variação do período de chaveamento do estágio de alta frequência antes e após a elevação de tensão na rede.

Figura 87 – Tensão na rede com elevação de tensão entre $t=1$ s e $t=1,5$ s

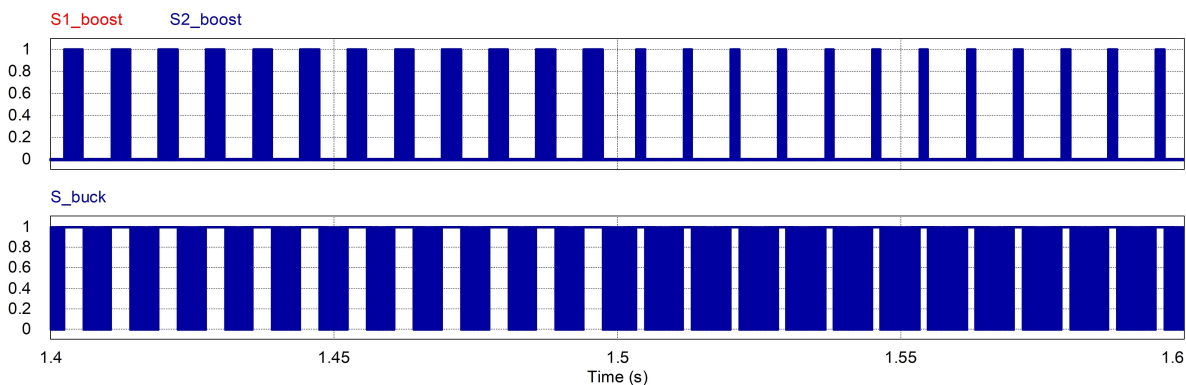
Fonte: Próprio autor

Figura 88 – (a) Corrente na saída do inversor e atuação das chaves do estágio de alta frequência em torno de (b) $t = 1$ s e (c) $t = 1.5$ s.

(a)



(b)



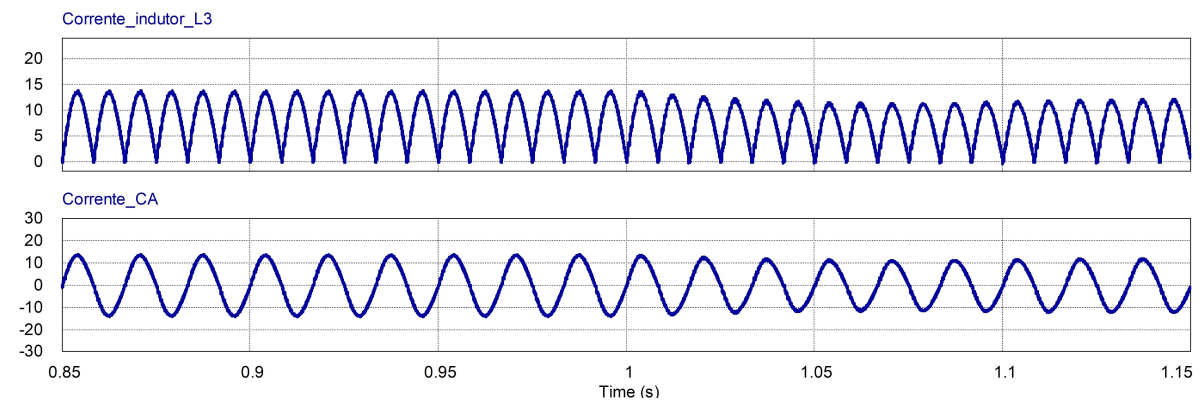
(c)

Fonte: Próprio autor

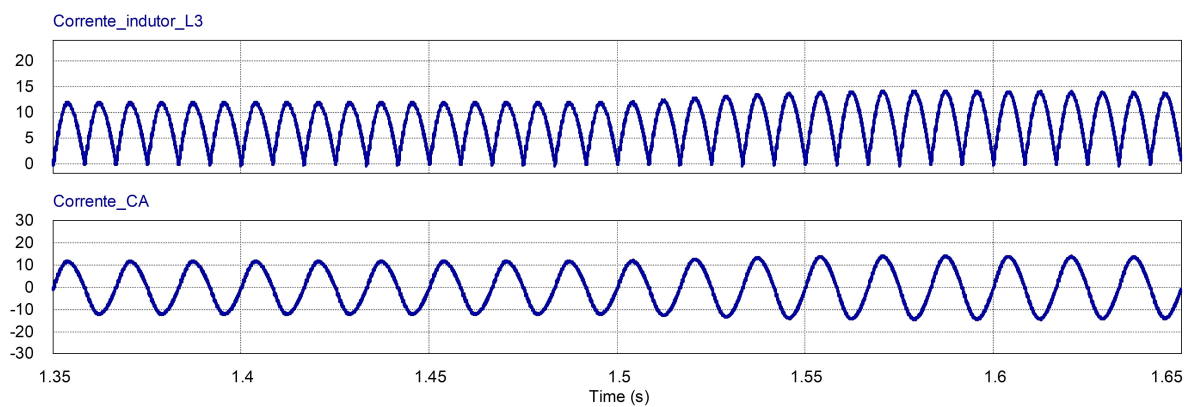
A Figura 89 apresenta, com maiores detalhes, a corrente no indutor L_3 e a corrente na saída do inversor em um período imediatamente anterior (a) e posterior (b) a ocorrência

de elevação de tensão na rede.

Figura 89 – Correntes no indutor L_3 e na saída do inversor (a) antes e (b) depois da elevação de tensão.



(a)

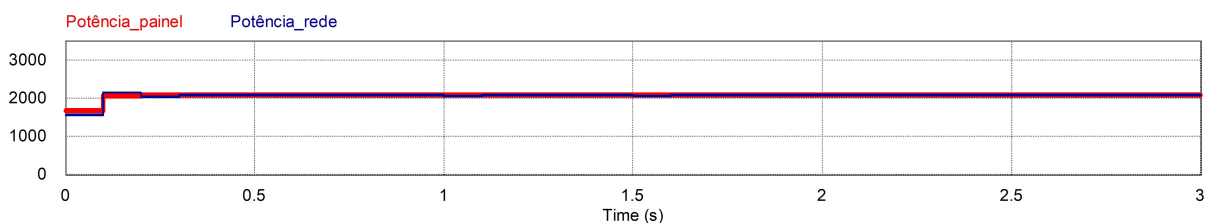


(b)

Fonte: Próprio autor

A Figura 90 demonstra que a potência fornecida pelos painéis foi totalmente transferida para a rede elétrica.

Figura 90 – Potência do conjunto fotovoltaico e da rede em ensaio com elevação de tensão

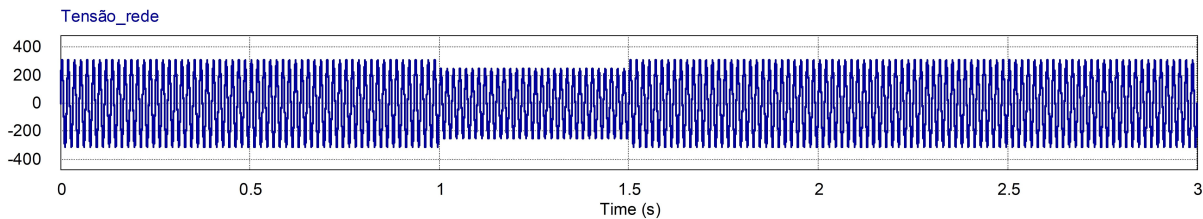


Fonte: Próprio autor

- Afundamento de tensão.

Em um segundo ensaio, aplica-se um afundamento de tensão de 20%, entre $t = 1$ s e $t = 1,5$ s, em relação ao valor de tensão nominal da rede. Essa diminuição no valor de tensão pode ser observado na Figura 91.

Figura 91 – Tensão na rede com afundamento de tensão entre $t=1$ s e $t=1,5$ s



Fonte: Próprio autor

Para manter a injeção de potência constante, o sistema passa a injetar mais corrente na rede. Portanto, para obter uma corrente maior, o estágio *Buck* passa a operar por um maior período e, conseqüentemente, o estágio *Boost*, no caso apresentado, deixou de atuar, ou seja, o conversor só opera como um conversor *Buck*. Esse processo ocorre até $t = 1,5$ s quando a tensão da rede volta ao seu valor normal. A Figura 92 mostra a corrente na saída do inversor e a variação do período de chaveamento do estágio de alta frequência antes e após a diminuição de tensão na rede.

A Figura 93 apresenta, detalhadamente, a corrente no indutor L_3 e a corrente na saída do inversor em um período imediatamente anterior (a) e posterior (b) a ocorrência de afundamento de tensão na rede.

Finalmente, a Figura 94 mostra que a potência fornecida pelos painéis foi totalmente transferida para a rede elétrica.

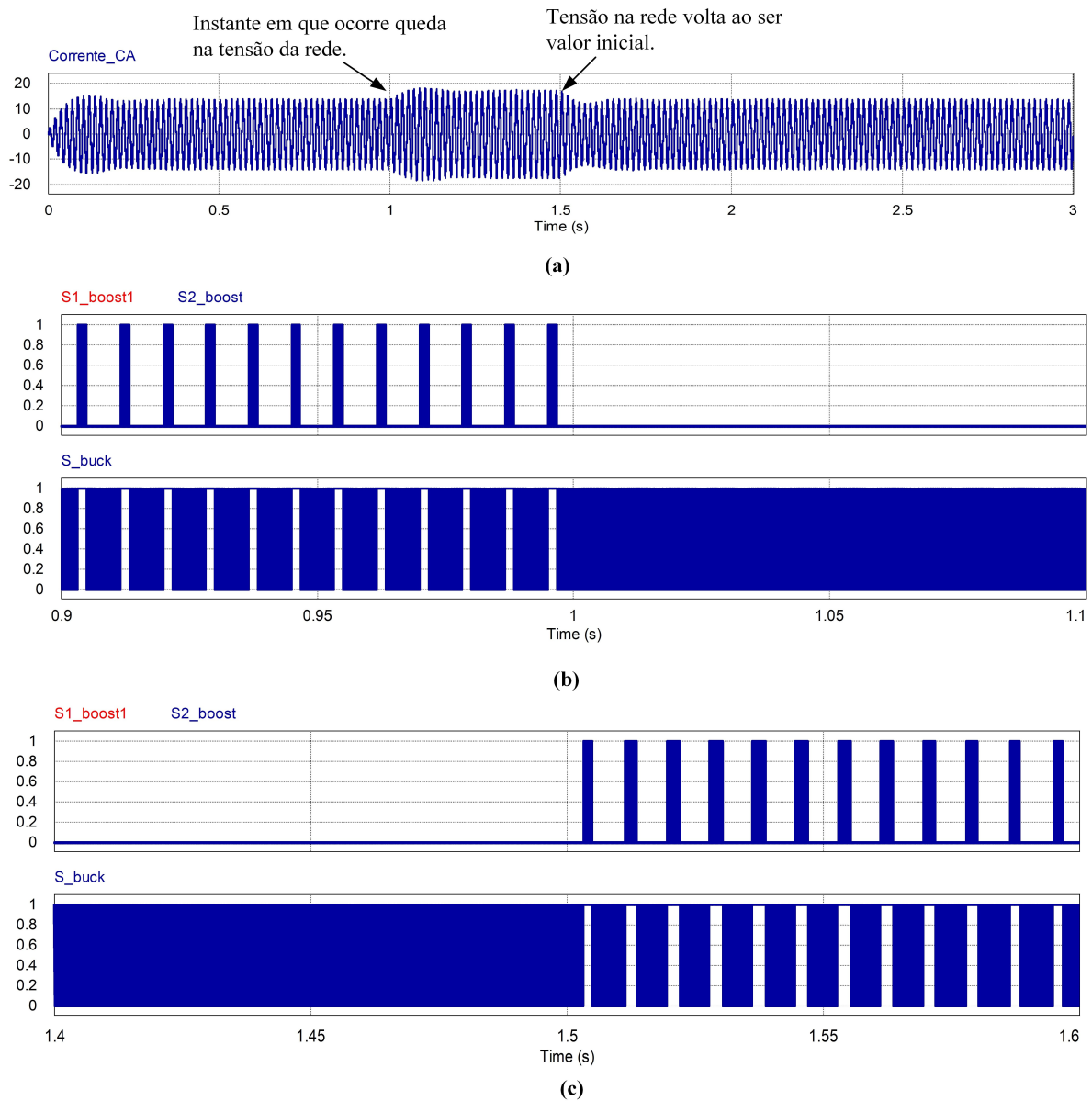
6.4.4 Ensaio para diferentes valores de tensão de entrada

Como último ensaio, o sistema será analisado por meio de diferentes valores de tensão de entrada. Em um primeiro momento, será introduzido mais um painel no arranjo fotovoltaico (aumento de 8 painéis para 9). Com essa nova configuração, a tensão no ponto de máxima potência é de 331,9 V, que é maior do que a tensão de pico da rede elétrica. Dessa forma, o conversor irá operar apenas no modo *Buck*, conforme pode ser observado na Figura 95.

Portanto, analisando a Figura 95, é possível observar que as chaves do estágio *Boost* (S_1 e S_2) permaneceram desligadas durante todo período, enquanto que a chave S_3 (estágio *Buck*) esteve sempre em operação, o que caracteriza o conversor operando sempre no modo *Buck*.

A Figura 96 mostra a tensão no capacitor intermediário C_2 . Nota-se que a tensão nesse capacitor é igual ao valor da tensão de entrada (V_{pv}). Além disso, a Figura também apresenta a corrente no indutor L_3 e a corrente na saída do inversor (corrente CA). No

Figura 92 – (a) Corrente na saída do inversor para situação de diminuição da tensão da rede e atuação das chaves do estágio de alta frequência em torno de (b) $t = 1$ s e (c) $t = 1,5$ s.



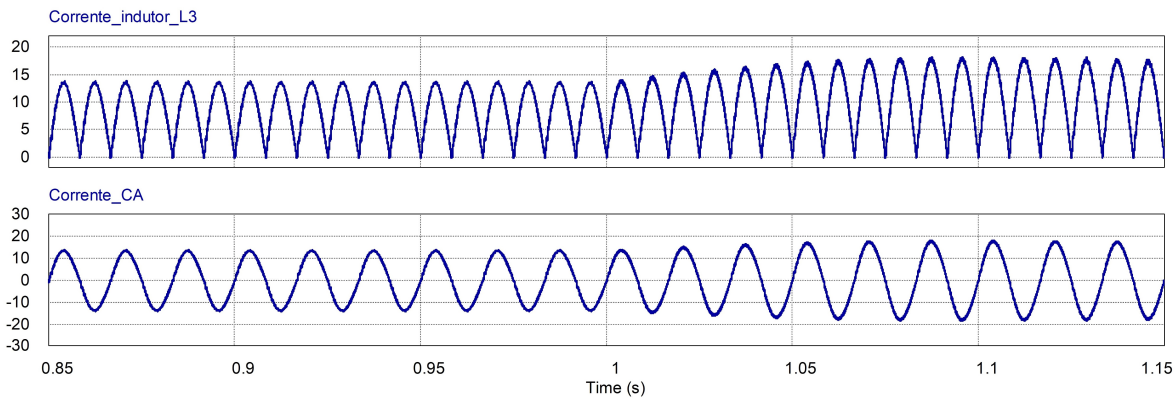
Fonte: Próprio autor

caso apresentado, a THD total medida na corrente de saída do inversor é de 3,4 %. Uma vez que não há carga conectada, o THD da corrente injetada na rede também apresenta o valor de 3,4%.

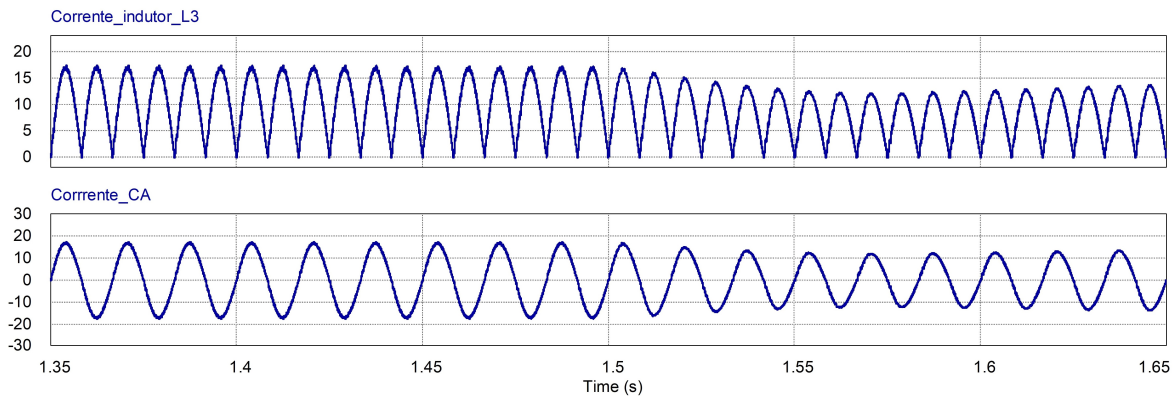
Em um segundo momento, será subtraído um painel no arranjo fotovoltaico (diminuição de 8 painéis para 7). Com essa nova configuração, a tensão no ponto de máxima potência é de 258,16 V. O resultado obtido pode ser observado na Figura 97.

Quando compara-se os resultados obtidos na Figura 97 com o resultado da Figura 74, fica evidente que as chaves S_1 e S_2 passaram a operar por um maior período de tempo, enquanto a chave S_3 operou por menos tempo, nessa comparação. Isso significa que o

Figura 93 – Correntes no indutor L_3 e na saída do inversor (a) antes e (b) depois do afundamento de tensão.



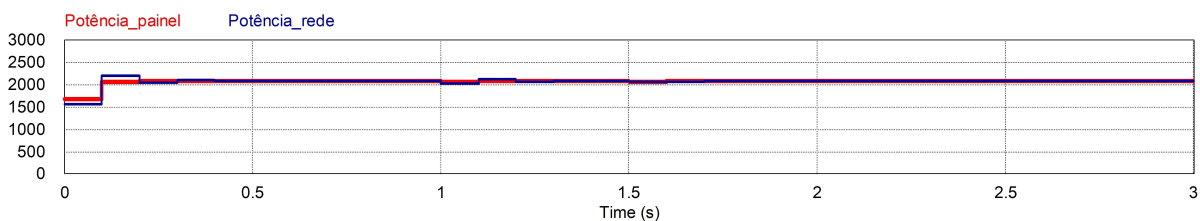
(a)



(b)

Fonte: Próprio autor

Figura 94 – Potência do conjunto fotovoltaico e da rede em ensaio com elevação de tensão

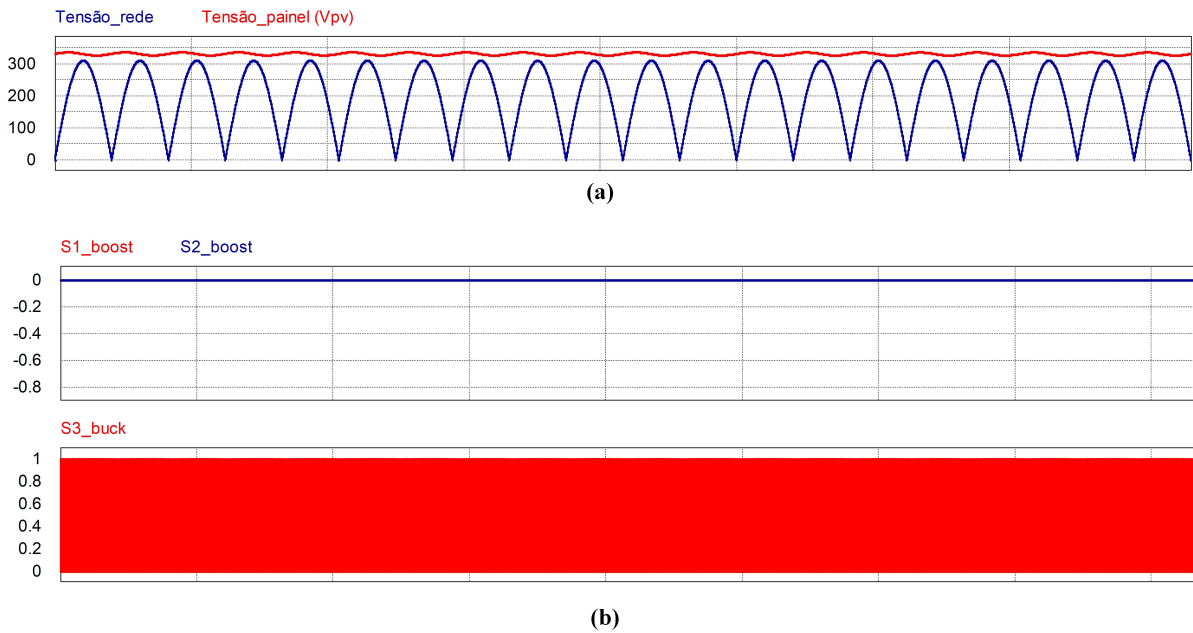


Fonte: Próprio autor

estágio *Boost* atua por mais tempo quando a tensão de entrada foi reduzida.

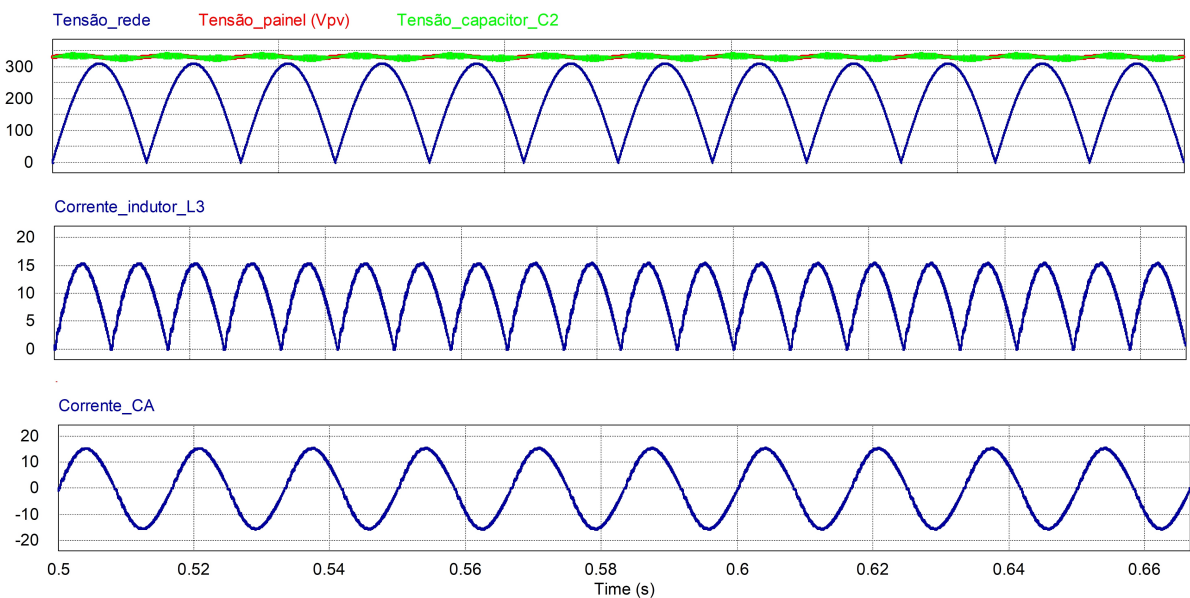
A Figura 98 mostra a tensão no capacitor intermediário C_2 . Nota-se, novamente, que a tensão nesse capacitor é igual ao valor da tensão de entrada (V_{pv}) durante o modo de operação *Buck* e igual a tensão da rede no modo de operação *Boost*. Além disso, a Figura também apresenta a corrente no indutor L_3 e a corrente na saída do inversor (corrente CA). No caso simulado, a THD total de corrente medido, na corrente de saída do inversor, é de 3,9 %. Uma vez que não há carga conectada nessa simulação, o THD da corrente injetada na rede também apresenta o valor de 3,9%.

Figura 95 – Operação quando tensão de entrada é maior do que a tensão da rede: (a) Tensão da rede e tensão dos painéis e (b) Chaveamento do estágio de alta frequência.



Fonte: Próprio autor

Figura 96 – Tensão no capacitor intermediário, corrente do indutor L_3 e corrente na saída do inversor.

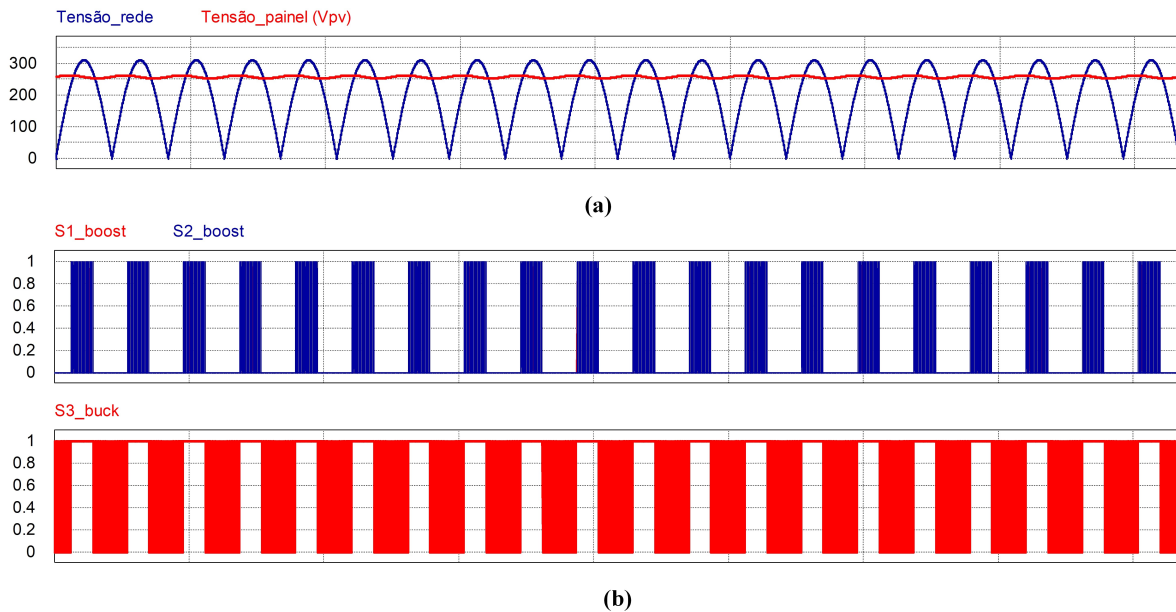


Fonte: Próprio autor

6.5 Considerações Finais

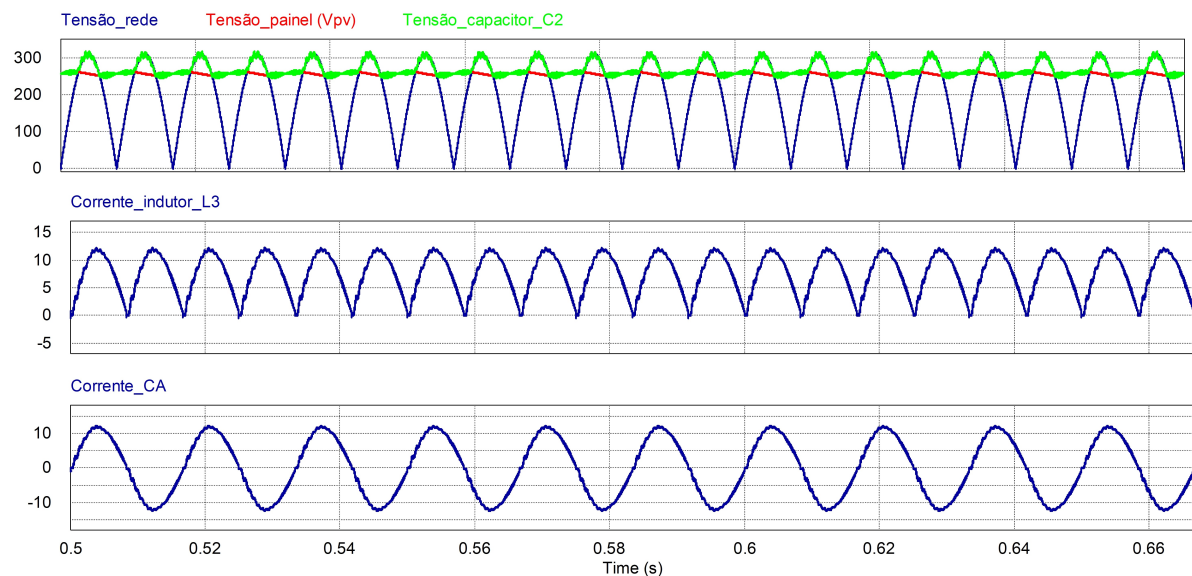
Neste capítulo foram apresentados o projeto dos controladores do sistema analisado. Além disso, a técnica de modulação foi mostrada. Em seguida foram abordados os resulta-

Figura 97 – Operação com menos painéis conectados: (a) Tensão da rede e tensão dos painéis e (b) Chaveamento do estágio de alta frequência.



Fonte: Próprio autor

Figura 98 – Tensão no capacitor intermediário, corrente do indutor L_3 e corrente na saída do inversor.



Fonte: Próprio autor

dos obtidos por meio de simulação, com o objetivo de analisar o desempenho do conversor *Boost-Buck* para aplicações em sistemas fotovoltaicos conectados à rede monofásica.

Os resultados obtidos demonstraram o funcionamento do conversor operando em diferentes condições de carga (sem carga e com cargas resistivas e indutivas) e com variações de tensão de entrada (através do aumento e da diminuição do número de painéis) e na tensão da rede elétrica. De modo geral, o conversor apresentou desempenho satisfatório

para as condições citadas, com THD de corrente dentro dos limites estabelecidos pelas normas nacionais e internacionais.

Capítulo 7

Conclusões e Continuidade do Trabalho

7.1 Conclusões

Referente aos conversores CC-CC, essa dissertação apresentou a modelagem de um conversor *Boost* entrelaçado cascadeado com um conversor *Buck* para aplicações em sistemas fotovoltaicos. Para esse tipo de aplicação, a topologia analisada apresenta algumas vantagens, como a capacidade de operar com uma grande variação na tensão de entrada. Ao mesmo tempo, devido ao processamento de energia ocorrer apenas no estágio de alta frequência e, de modo independente no estágio *Boost* e no estágio *Buck*, pode-se atingir alta eficiência.

A modelagem média e em pequenos sinais considerou as resistências parasitas dos componentes do conversor de modo a fornecer um modelo mais preciso para análise dessa topologia, sendo essa a principal contribuição da dissertação. Ademais, foram realizadas análises sobre a influência, em relação ao ganho, dessas resistências e as equações utilizadas para o dimensionamento dos elementos passivos do conversor. Conforme foi observado, as resistências parasitas presentes nas chaves semicondutoras e nos indutores afetam o ganho do conversor de maneira bastante similar. Em relação aos capacitores, o ganho do conversor é afetado pela resistência parasita do capacitor intermediário, enquanto que o capacitor na entrada, ou capacitor de desacoplamento, não afeta o ganho.

Após a realização de análises no estágio de alta frequência, foi projetado um sistema de controle baseado no conceito de *time-sharing*. Neste modo, o estágio elevador só estará operando no caso da tensão CC ser inferior ao valor instantâneo da tensão da rede elétrica. No caso da tensão CC ser maior que valor instantâneo da tensão da rede, o estágio elevador

está inativo e apenas o estágio abaixador estará operando em alta frequência. Assim, o ciclo de trabalho para a chave do estágio *Buck* será igual a 1 (estará sempre ligada), caso o conversor esteja operando no modo *Boost*. Já o ciclo de trabalho para as chaves semicondutoras do estágio *Boost* será igual a zero (estão sempre desligadas), se o inversor estiver operando no modo *Buck*.

Finalmente, o sistema proposto foi analisado por meio de alguns ensaios, tais como: ausência e presença de cargas (resistiva e indutiva) conectadas e com variações de tensão de entrada e na rede. Os resultados obtidos demonstraram o comportamento do conversor para os ensaios realizados e, nas condições impostas para as simulações, o sistema apresentou resultados satisfatórios para a conexão de cargas e para variações de tensão na rede e de tensão na entrada, desde que respeitados os limites utilizados no dimensionamento dos elementos e projetos dos controladores.

7.2 Trabalhos Futuros

- Utilizando o modelo proposto, realizar testes em bancada por meio da implementação de um protótipo;
- De modo geral, controladores PI apresentam resposta satisfatória para sinais estacionários. Na presença de sinais oscilatórios, como tensão ou corrente, controladores ressonantes podem ser aplicados, uma vez que apresentam capacidade para compensação de componentes harmônicos presentes. Portanto, controladores como o controlador P+RES (proporcional + ressonante) e o controlador PIR (proporcional-integral-ressonante) podem auxiliar a reduzir harmônicos no sistema analisado;
- Analisar outras técnicas de modulação com o intuito de aumentar o rendimento do sistema ou a largura de banda;
- Modelar e analisar o conversor em cascata com o inversor, considerando todos os estados de chaveamento possíveis.

Referências

ADEFARATI, T.; BANSAL, R. C. Integration of renewable distributed generators into the distribution system: a review. **IET Renewable Power Generation**, v. 10, n. 7, p. 873–884, 2016.

AGUIAR, C. R. Contribuição ao gerenciamento e controle de células a combustível e armazenadores de energia para a operação em geração distribuída. **Tese de Doutorado - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo**, 2016.

ALHARBI, B. M.; ALHOMIM, M. A.; MCCANN, R. A. An efficient high voltage gain using two-stage cascaded interleaved boost converter for solar pv system with mppt technique. **2020 IEEE Power Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)**, p. 1–4, 2020.

ALI, A. et al. Investigation of mppt techniques under uniform and non-uniform solar irradiation condition—a retrospection. **IEEE Access**, v. 8, p. 127368–127392, 2020.

ALMALAQ, Y.; MARTIN, M. Three topologies of a non-isolated high gain switched-inductor switched-capacitor step-up cuk converter for renewable energy applications. **Electronics**, v. 7, n. 6, 2018.

ALZHRANI, A.; FERDOWSI, M.; SHAMSI, P. A family of scalable non-isolated interleaved dc-dc boost converters with voltage multiplier cells. **IEEE Access**, v. 7, p. 11707–11721, 2019.

ALZHRANI, A.; SHAMSI, P.; FERDOWSI, M. An interleaved non-isolated dc-dc boost converter with diode-capacitor cells. **2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)**, p. 216–221, 2017.

ANEEL. In: **Retrospectiva 2019**. ANEEL, 2020. Disponível em: <<https://www.aneel.gov.br/documents/15217372/0/Retrospectiva+ANEEL+2020.pdf>>. Acesso em: 15.03.2020.

ANURADHA, C. et al. Analysis of non-isolated multi-port single ended primary inductor converter for standalone applications. **Energies**, v. 11, n. 3, 2018.

BARBI, I. **Eletrônica de Potência: Projeto de Fontes Chaveadas**. Edição do autor. Florianópolis - SC, 2002.

_____. **Modelagem de Conversores CC-CC Empregando Modelo Médio em Espaço de Estados**. Edição do autor. Florianópolis - SC, 2015.

BASTOS, R. F. Sistema de gerenciamento para carga e descarga de baterias (chumbo-ácido) e para busco do ponto de máxima potência gerada em painéis fotovoltaicos empregados em sistemas de geração distribuída. **Dissertação de Mestrado - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo**, 2013.

BELLINASO, L. V. et al. Cascade control with adaptive voltage controller applied to photovoltaic boost converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 55, n. 2, p. 1903–1912, 2019.

BHASKAR, M.; GANESAN, R.; NARAYANAN, K. Interleaved hybrid boost converter with switched capacitor technique. **2019 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT Asia)**, p. 3890–3895, 2019.

BLAABJERG, F. (Ed.). **Control of Power Electronic Converters and Systems**. Academic Press, 2018.

BLAABJERG, F. et al. Distributed power-generation systems and protection. **Proceedings of the IEEE**, v. 105, n. 7, p. 1311–1331, 2017.

CALDERON-LOPEZ, G.; FORSYTH, A. J.; NUTTALL, D. R. Design and performance evaluation of a 10-kw interleaved boost converter for a fuel cell electric vehicle. **2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference**, v. 2, p. 1–5, 2006.

CARSTENS, J. H.; GUHMANN, C. Adaptive control of a boost-buck converter for thermoelectric generators. **2014 European Control Conference (ECC)**, p. 2121–2126, 2014.

CHANDRA MOULI, G. R. et al. Design and comparison of a 10-kw interleaved boost converter for pv application using si and sic devices. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 2, p. 610–623, 2017.

COELHO, R. F.; CONCER, F.; MARTINS, D. C. A study of the basic dc-dc converters applied in maximum power point tracking. **2009 Brazilian Power Electronics Conference**, p. 673–678, 2009.

COELHO, R. F.; SANTOS, W. M. dos; MARTINS, D. C. Influence of power converters on pv maximum power point tracking efficiency. **2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications**, p. 1–8, 2012.

COSTER, E. J. et al. Integration issues of distributed generation in distribution grids. **Proceedings of the IEEE**, v. 99, n. 1, p. 28–39, 2011.

DHOTE, V. P.; MODAK, G. P. Analysis and study of zeta converter fed by solar photovoltaic array. **2017 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT)**, p. 1–6, 2017.

DIAZ, J. et al. Driving piezoelectric-transformer-based dc/dc converters using pulse density modulation. **2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, p. 5698–5703, 2017.

DIXON, L. H. **Average Current Mode Control of Switching Power Supplies**. 1990.

ELGENDY, M. A.; ZAHAWI, B.; ATKINSON, D. J. Assessment of perturb and observe mppt algorithm implementation techniques for pv pumping applications. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 3, n. 1, p. 21–33, 2012.

EMADI, A. (Ed.). **Advanced Electric Drive Vehicles**. Hamilton: CRC Press, 2014.

EPE. In: **Plano Decenal de Expansão de Energia 2026**. EPE, 2017. Disponível em: <<https://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-40/PDE2026.pdf>>. Acesso em: 18.03.2020.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. Kluwer Academic, 2001.

EYDI, M.; HOSSEINI, S. H.; GHAZI, R. A new high gain dc-dc boost converter with continuous input and output currents. **2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)**, p. 224–229, 2019.

FARRET, F. A.; SIMÕES, M. G. **Integration of Alternative Sources of Energy**. Wiley-IEEE Press, 2006.

FOROUZESH, M. et al. Step-up dc–dc converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 12, p. 9143–9178, 2017.

FREITAS, A. A. A. et al. High-voltage gain dc–dc boost converter with coupled inductors for photovoltaic systems. **IET Power Electronics**, v. 8, n. 10, p. 1885–1892, 2015.

FRENZEL, L. **Electronics Explained: Fundamentals for Engineers, Technicians, and Makers**. Elsevier Science, 2017. 1-378 p.

FU, M.; MA, C.; ZHU, X. A cascaded boost–buck converter for high-efficiency wireless power transfer systems. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 10, n. 3, p. 1972–1980, 2014.

FUZATO, G. H. F. Análise de um conversor boost interleaved com multiplicador de tensão para sistemas de geração distribuída que utilizam células a combustível como fonte primária. **Dissertação de Mestrado - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo**, 2015.

FUZATO, G. H. F. et al. Evaluation of an interleaved boost converter powered by fuel cells and connected to the grid via voltage source inverter. **IET Power Electronics**, v. 11, n. 10, p. 1–12, 2018.

_____. Voltage gain analysis of the interleaved boostwith voltage multiplier converter used aselectronic interface for fuel cells systems. **IET Power Electronics**, v. 9, n. 9, p. 1842–1851, 2016.

GAGWARI, D.; BHATIA, R. S. A brief analysis of recent developments in smart grid. **2015 IEEE International Conference on Signal Processing, Informatics, Communication and Energy Systems (SPICES)**, p. 1–5, 2015.

- GORJIAN, S.; SHUKLA, A. (Ed.). **Photovoltaic Solar Energy Conversion**. Academic Press, 2020.
- GREEN, M. Community power. **Nature Energy**, n. 1, p. 16014, 2016.
- GUARNIERI, M. More light on information [historical]. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, n. 4, p. 58–61, 2015.
- HAROUN, R. et al. Impedance matching in photovoltaic systems using cascaded boost converters and sliding-mode control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 6, p. 3185–3199, 2015.
- HART, D. W. **Power Electronics**. McGraw-Hill, 2011.
- HEGAZY, O.; MIERLO, J. V.; LATAIRE, P. Analysis, modeling, and implementation of a multidevice interleaved dc/dc converter for fuel cell hybrid electric vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 11, p. 4445–4458, 2012.
- HIRSCH, A.; PARAG, Y.; GUERRERO, J. Microgrids: A review of technologies, key drivers, and outstanding issues. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 90, p. 402–411, 2018.
- HOSSAIN, M. Z.; RAHIM, N. A.; SELVARAJ, J. Recent progress and development on power dc-dc converter topology, control, design and applications: A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 81, p. 205–230, 2018.
- HU, X. et al. A three-winding coupled-inductor dc–dc converter topology with high voltage gain and reduced switch stress. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 2, p. 1453–1462, 2018.
- HUBER, L.; JOVANOVIĆ, M. M. A design approach for server power supplies for networking applications. **APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.00CH37058)**, v. 2, p. 1163–1169 vol.2, 2000.
- IRENA. In: **Renewable Energy Statistics 2021**. IRENA, 2021. Disponível em: <https://www.irena.org/-/media/Files/IRENA/Agency/Publication/2021/Apr/IRENA_RE_Capacity_Statistics_2021.pdf>. Acesso em: 18.04.2021.
- JUNG, W.; SYLVESTER, D.; BLAAUW, D. 12.1 a rational-conversion-ratio switched-capacitor dc-dc converter using negative-output feedback. **2016 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)**, p. 218–219, 2016.
- KAZIMIERCZUK, M. **Pulse-Width Modulated DC-DC Power**. John Wiley Sons, 2009.
- KIM, R.; LAI, J. A seamless mode transfer maximum power point tracking controller for thermoelectric generator applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 5, p. 2310–2318, 2008.
- KISLOVSKI, A. S.; REDL, R.; SOKAL, N. O. **Dynamic Analysis of Switching-Mode DC/DC Converters**. Lexington, Massachusetts: Design Automation, Inc., 1997.

- KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, 2005.
- KROICS, K.; ZAKIS, J.; SIRMELIS, U. Multiphase interleaved dc-dc converter with directly and inversely coupled inductors. **2016 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)**, p. 1–6, 2016.
- KUMAR, N. M. et al. Annual energy prediction of roof mount pv system with crystalline silicon and thin film modules. **Spec. Sect. Curr. Res. Top. Power, Nucl. Fuel Energy, SP-CRTPNFE**, p. 24–31, 2016.
- KUMAR, R. et al. Solar pv array fed water pumping using bldc motor drive with boost-buck converter. **2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, p. 5741–5748, 2015.
- LINCOT, D. The new paradigm of photovoltaics: From powering satellites to powering humanity. **Comptes Rendus Physique**, v. 18, p. 381–390, 2017.
- LUSIJARTO, T. T. et al. Modelling and simulation of closed loop buck converter to supply constant dc load for single solar pv panel. **2018 International Conference on Sustainable Energy Engineering and Application (ICSEEA)**, p. 57–63, 2018.
- MAKSIMOVIC, D. et al. Modeling and simulation of power electronic converters. **Proceedings of the IEEE**, v. 89, n. 6, p. 898–912, 2001.
- MAO, P. et al. Boost-buck power factor correction converter with integrated different current control methods. **2013 IEEE ECCE Asia Downunder**, p. 826–828, 2013.
- MARKVART, T. **Solar Electricity, 2th edition**. John Wiley Sons, 1994.
- MASTERS, G. M. **Renewable and Efficient Electric Power Systems**. John Wiley Sons, Inc., Hoboken, NJ, USA, 2004.
- MENESES, D. et al. Review and comparison of step-up transformerless topologies for photovoltaic ac-module application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 6, p. 2649–2663, 2013.
- MESSENGER, R.; ABTAHI, H. A. **Photovoltaic Systems Engineering, 4th edition**. CRC Press, USA, 2017.
- MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. **1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference**, p. 18–34, 1976.
- MISHRA, A. K.; SINGH, B. Low cost pv based irrigation pump using sr motor with cascaded 'bo-bu' converter. **2016 IEEE 7th Power India International Conference (PIICON)**, p. 1–6, 2016.
- MURESAN, V. A. Control of grid connected pv systems with grid support functions. **Masters thesis, Department of Energy Technology - Pontoppidanstræde 101, Aalborg University, Denmark**, 2012.

- NAVAMANI, J.; VIJAYAKUMAR, K.; JEGATHEESAN, R. Non-isolated high gain dc-dc converter by quadratic boost converter and voltage multiplier cell. **Ain Shams Engineering Journal**, v. 9, p. 1397–1406, 2018.
- NGUYEN, M.; CHOI, Y. Voltage multiplier cell-based quasi-switched boost inverter with low input current ripple. **Electronics**, v. 8, n. 2, 2019.
- OBEIDAT, F. A comprehensive review of future photovoltaic systems. **Solar Energy**, v. 163, p. 545–551, 2018.
- OGURA, K. et al. Time-sharing boost chopper cascaded dual mode single-phase sinewave inverter for solar photovoltaic power generation system. In: **2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 6, p. 4763–4767 Vol.6.
- PARHIZI, S. et al. State of the art in research on microgrids: A review. **IEEE Access**, v. 3, p. 890–925, 2015.
- PAWELLEK, A.; DUERBAUM, T. Analysis and design of a boost-buck single stage topology for led lighting applications. **2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications**, p. 1–10, 2014.
- PERLIN, J. **From Space to Earth: the Story of Solar Electricity**. AATEC Publications (Ann Arbor, Michigan, 1999), 1999.
- PIRES, V. et al. A single-switch dc/dc buck-boost converter with extended output voltage. **2018 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)**, p. 791–796, 2018.
- PIRES, V. F.; FOITO, D.; CORDEIRO, A. Bidirectional boost/buck quadratic converter for distributed generation systems with electrochemical storage systems. **2016 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)**, p. 879–884, 2016.
- POMILIO, J. A. Topologias básicas de conversores com isolação. In: **Fontes chaveadas**. Campinas: [s.n.], 2018. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/it505/CAP2.pdf>>. Acesso em: 18.03.2020.
- POORALI, B.; ADIB, E.; FARZANEHFARD, H. Soft-switching dc–dc cuk converter operating in discontinuous-capacitor-voltage mode. **IET Power Electronics**, v. 10, n. 13, p. 1679–1686, 2017.
- PRABHALA, V. A. K. et al. A dc–dc converter with high voltage gain and two input boost stages. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 6, p. 4206–4215, 2016.
- PRADHAN, A.; PANDA, B. Design of dc-dc converter for load matching in case of pv system. **2017 International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS)**, p. 1002–1007, 2017.
- PRANEETH, A. V. J. S.; WILLIAMSON, S. S. A soft switched boost cascaded-by-buck power factor correction converter for on-board battery charger application. **2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, p. 567–572, 2019.

- PRUDENTE, M. et al. Voltage multiplier cells applied to non-isolated dc–dc converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 2, p. 871–887, 2008.
- PUTRI, R. I.; WIBOWO, S.; RIFA'I, M. Maximum power point tracking for photovoltaic using incremental conductance method. **Energy Procedia**, v. 68, p. 22–30, 2015.
- QIN, S. et al. Comparative analysis of incremental conductance and perturb-and-observation methods to implement mppt in photovoltaic system. **2011 International Conference on Electrical and Control Engineering**, p. 5792–5795, 2011.
- RASHID, M. **Power Electronics Handbook**. Academic Press, 2006.
- SAADAT, P.; ABBASZADEH, K. A single-switch high step-up dc–dc converter based on quadratic boost. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 12, p. 7733–7742, 2016.
- SARIF, M. S. M.; PEI, T. X.; ANNUAR, A. Z. Modeling, design and control of bidirectional dc-dc converter using state-space average model. **2018 IEEE Symposium on Computer Applications Industrial Electronics (ISCAIE)**, p. 416–421, 2018.
- SERA, D. et al. On the perturb-and-observe and incremental conductance mppt methods for pv systems. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 3, n. 3, p. 1070–1078, 2013.
- SINGH, V.; TIWARI, A. N. Study and comparison of various types of converters used for solar pv: A review. **2018 International Conference on Power Energy, Environment and Intelligent Control (PEEIC)**, p. 658–664, 2018.
- SIVARAJ, D.; AROUNASSALAME, M. High gain quadratic boost switched capacitor converter for photovoltaic applications. **2017 IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI)**, p. 1234–1239, 2017.
- SPIER, D. W.; OGGIER, G. G.; da SILVA, S. A. O. Modeling and analysis of a dc-dc boost-buck converter for renewable energy applications. **2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**, p. 1–9, 2017.
- _____. Dynamic modeling and analysis of the bidirectional dc-dc boost-buck converter for renewable energy applications. **Sustainable Energy Technologies and Assessments**, v. 34, p. 133–145, 2019.
- SURYANARAYANA, K. et al. Analysis and modeling of digital peak current mode control. **2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)**, p. 1–6, 2012.
- TAGHVAAE, M. H. et al. A current and future study on non-isolated dc–dc converters for photovoltaic applications. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 17, p. 216–227, 2013.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. John Wiley Sons, Ltd, 2011.
- THEUNISSE, T. A. F. et al. Robust global stabilization of the dc-dc boost converter via hybrid control. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 62, n. 4, p. 1052–1061, 2015.

- TOFOLI, F. L. et al. Survey on non-isolated high-voltage step-up dc–dc topologies based on the boost converter. **IET Power Electronics**, v. 8, n. 10, p. 2044–2057, 2015.
- TRIKI, Y. et al. A smart battery charger based on a cascaded boost-buck converter for photovoltaic applications. **IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, p. 3466–3471, 2018.
- TURHAN, M.; HENDRIX, M. A. M.; DUARTE, J. L. Step-up switched-capacitor quasi-resonant converter with continuous conversion ratio. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 6, n. 1, p. 120–128, 2018.
- ULABY, F. T.; RAVAIOLI, U. **Fundamentals of Applied Electromagnetics, 8th Edition**. Pearson, 2020.
- VASILAKIS, A. et al. The evolution of research in microgrids control. **IEEE Open Access Journal of Power and Energy**, v. 7, p. 331–343, 2020.
- VEERACHARY, M.; SUDHAKAR, S. B. Stability analysis of cascaded dc-dc power electronic system. **2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems**, p. 1422–1426, 2007.
- VERLINDEN, P. et al. **Photovoltaic Solar Energy: From Fundamentals to Applications**. Wiley Son, 2016.
- VILLALVA, M. G. Conversor eletrônico de potência trifásico para sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica. **Tese de Doutorado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC), Universidade Estadual de Campinas**, 2010.
- WALLING, R. A. et al. Summary of distributed resources impact on power delivery systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 23, n. 3, p. 1636–1644, 2008.
- WANG, H. et al. Design for reliability in power electronics in renewable energy systems – status and future. **4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives**, p. 1846–1851, 2013.
- WANG, X.; BLAABJERG, F. Harmonic stability in power electronic-based power systems: Concept, modeling, and analysis. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 10, n. 3, p. 2858–2870, 2019.
- WENG, X. et al. Comprehensive comparison and analysis of non-inverting buck boost and conventional buck boost converters. **The Journal of Engineering**, v. 2019, n. 16, p. 3030–3034, 2019.
- WIJERATNE, D. S.; MOSCHOPOULOS, G. Quadratic power conversion for power electronics: Principles and circuits. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 59, n. 2, p. 426–438, 2012.
- XIAO, W. **Photovoltaic Power System: Modeling, Design, and Control**. Australia: John Wiley Sons Ltd, 2017.
- XINGHUO, Y. et al. The new frontier of smart grids. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 5, n. 3, p. 49–63, 2011.

- YANG, G. et al. A three-level boost-buck converter for the ultracapacitor applications. **2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)**, p. 700–704, 2019.
- YANG, Y. et al. (Ed.). **Advances in Grid-Connected Photovoltaic Power Conversion Systems**. Woodhead Publishing, 2019.
- ZHANG, Y. et al. A switched-capacitor bidirectional dc–dc converter with wide voltage gain range for electric vehicles with hybrid energy sources. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 11, p. 9459–9469, 2018.
- _____. Analysis and implementation of a high-performance-integrated ky converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 12, p. 9051–9064, 2017.
- ZHAO, Q.; LEE, F. C. High-efficiency, high step-up dc-dc converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 1, p. 65–73, 2003.
- ZHAO, Z.; LAI, J.; CHO, Y. Dual-mode double-carrier-based sinusoidal pulse width modulation inverter with adaptive smooth transition control between modes. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 5, p. 2094–2103, 2013.
- ZHAO, Z. et al. Derivation, analysis, and implementation of a boost–buck converter-based high-efficiency pv inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 3, p. 1304–1313, 2012.