

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIA TECNOLÓGICA – CCT
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA – DEE**

VITOR TELLES ODAGUIRI

**CONVERSOR DE IMPEDÂNCIA COM APLICAÇÃO EM
CÉLULAS FOTOVOLTAICAS**

**JOINVILLE
2015**

VITOR TELLES ODAGUIRI

**CONVERSOR DE IMPEDÂNCIA COM APLICAÇÕES EM
CÉLULAS FOTOVOLTAICAS**

Trabalho de conclusão de curso apresentada ao curso engenharia elétrica, no Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para obtenção do grau de graduação.

Orientador: Alessandro Luiz Batschauer

**JOINVILLE – SC
2015**

VITOR TELLES ODAGUIRI

**CONVERSOR DE IMPEDÂNCIA COM APLICAÇÕES
EM CÉLULAS FOTOVOLTAICAS**

Trabalho de conclusão apresentado ao Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito final para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora

Membro: _____
Prof. Me. Luis Mariano Nodari
Instituto Federal de Santa Catarina – IFSC

Membro: _____
Me. Eng. Anderson Alves
Whripool S.A.

Membro: _____
Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerd
Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC

JOINVILLE – SC, (02/07/2015)

AGRADECIMENTOS

À Deus por ter iluminado o meu caminho durante essa jornada.

À minha mãe Claudia Cristina Telles Odaguiri e ao meu pai Walter Norio Odaguiri, por terem me dado todo o apoio psicológico e financeiro e também por nunca deixarem de acreditar em mim durante esse período. Agradeço à minha família por compreenderem todos os momentos de ausência.

Ao meu tio Paulino Kenji Odaguiri por sempre ter incentivado os meus estudos, por ter financiado todos os livros que eu li durante a minha graduação e também por ter financiado todos os eventos culturais que eu participei.

À minha namorada Elaine Girardi pelo carinho, amor, ajuda e paciência durante todo esse período.

Ao meu amigo Rafael Tormena, pela ajuda no desenvolvimento do algoritmo da modulação PWM *boost* simples.

Aos professores Doutores do Núcleo de Processamento de Energia Elétrica (nPEE), Alessandro Luiz Batschauer, Joselito Anastácio Heerd, Marcelo Mezaroba, Sérgio Vidal Garcia, Yales Rómulo Novaes e a todos os professores do departamento de engenharia elétrica que me passaram os conhecimentos necessários para realizar este trabalho.

Aos alunos da pós-graduação, Alvaro Paladino, Chrystian Remes, Daniel Castellain, Felipe Stein, Felipe Zimann, Gustavo Lambert, Ilson Zanata, Jean Carlo, Jefferson Fisher, Marcos Bressan, Menaouar Kattel, Robson Mayer, Rubens Hock Junior e ao Tiago Lemes por terem me passado todos os conhecimentos necessários para realizar esse trabalho.

Aos bolsistas do nPEE, Guilherme Paul, Lauro, Bruno Lodi, Flávio Furlan, Henrique Bruno, Roberto Lima, Sérgio Nava, Alisson Mengato, Maicon Carvalho, Henrique de Souza, Murilo Brunel, Mariana Hirakawa e ao Wendel Rossi por terem me apoiado e me ajudado durante esse período.

Ao professor Doutor Alessandro Luiz Batschauer por ter me orientado no desenvolvimento desse trabalho.

À FAPESC e à FITEJ por terem financiados o desenvolvimento do protótipo que foi utilizado para análise experimental desse trabalho.

RESUMO

O presente trabalho aborda o desenvolvimento e a implementação do Inversor de Impedância, conhecido na literatura como Inversor Fonte Z, podendo ser abreviado como ZSI. Ele é caracterizado por possuir uma malha de impedância que conecta a fonte de alimentação com o principal circuito do inversor. Essa topologia é capaz de fornecer energia à carga na forma de tensão ou de corrente, através dos indutores e capacitores que compõe a malha de impedância. Os inversores tradicionais fornecem energia à carga apenas em forma de tensão (inversor fonte de tensão) ou em forma de corrente (inversor fonte de corrente). Por esse motivo, o ZSI supera as limitações dos inversores tradicionais, trazendo um novo conceito de conversão de energia. Essa topologia é capaz de fornecer na saída, uma tensão maior ou igual à tensão da fonte de entrada. Essa característica o deixou conhecido na literatura como inversor *buck-boost* de apenas um estágio, e vem sendo utilizado em aplicações com células fotovoltaicas. O foco desse trabalho é realizar o estudo detalhado desse inversor e montar um protótipo em laboratório. Serão mostradas as principais técnicas de modulação e os equacionamentos que permitem calcular os esforços sobre os semicondutores, assim como o dimensionamento da malha de impedância. E por fim, os resultados teóricos, simulados e experimentais serão analisados e então comparados, para validar o estudo dessa nova topologia.

Palavras chaves: Inversor Fonte Z, malha de impedância, vetor de curto-circuito, modulação boost simples, cálculo de esforço.

ABSTRACT

The current work employs the development and implementation of an Impedance Source Inverter, known in the literature as Z Source Inverter and it can be abbreviated as ZSI. The Z Source Inverter employs an unique impedance network to couple the main circuit to the power supply. This new inverter is capable to supply the load with voltage and current through their capacitors and inductors that consist in the impedance network. The conventional inverters only are capable to feed the load through voltage (voltage source inverter) or current (current source inverter). The Z Source Inverter overcomes the limitation of traditional inverters, and furthermore, brings a novel concept of energy conversion. The use of shoot-through vector provides to the load, a voltage larger or equal than input supply voltage. This characteristic let it known in the literature as buck-boost inverter with a single stage, and it has been used with photovoltaic system. The main goal of this project is the detailed study of this inverter and making a prototype in the laboratory. It will be shown the main pulse width modulations techniques, the equations that allow to calculate the stress on the switches and the impedance network. Finally, the theoretical, experimental and simulated results will be compared to validate this new topology.

Key words: Z Source Inverter, impedance network, shoot-through state, simple boost modulation.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Arranjo fotovoltaico conectado à um conversor CC-CA que alimenta uma carga isolada.	13
Figura 2 – Arranjo fotovoltaico conectado à um conversor CC-CA com transformador de baixa frequência conectados à uma carga isolada.	14
Figura 3 – Arranjo fotovoltaico com transformador de alta frequência e mais dois estágios de conversão que alimentam uma carga isolada.	15
Figura 4 – Arranjo fotovoltaico com um estágio de conversão CC-CC e um conversor CC-CA conectado à uma carga isolada.	15
Figura 5 – Inversor boost entre o arranjo fotovoltaico e uma carga isolada.	16
Figura 6 – Topologia do inversor <i>boost</i>	17
Figura 7 – Inversor Fonte Z conectado entre o arranjo fotovoltaico e a uma carga isolada.	17
Figura 8 – Estrutura física da célula PV.	21
Figura 9 – Circuito equivalente do (a) DDM e (b) SDM.	22
Figura 10 – Modelo SDM da célula PV.	22
Figura 11 – Esboço do comportamento de uma célula fotovoltaica.	24
Figura 12 – Inversor Fonte Z.	27
Figura 13 – ZSI conectado à uma carga trifásica em estrela.	29
Figura 14 – Sentido da corrente na carga.	30
Figura 15 – 1ª Etapa de operação.	31
Figura 16 – Sinais de comando: (a) S_{u1} , S_{v1} e S_{w1} ; tensões e correntes em: (b) capacitor da malha Z; (c) indutor da malha Z; (d) D_1 ; (e) S_{u1} ; (f) D_{u1}	33
Figura 17 – Sinais de comando: (a) S_{u1} , S_{v1} e S_{w1} ; tensões e correntes em: (b) S_{u2} ; (c) S_{v1} ; (d) S_{v2} ; (e) D_{v2} e (f) S_{w1}	34
Figura 18 – Sinais de comando: (a) S_{u1} , S_{v1} e S_{w1} ; tensões e correntes em: (b) S_{w1} e (c) D_{w2} e tensões de linha: (d) v_{uv} ; (e) v_{uw} e (f) v_{vw}	35
Figura 19 – 2ª Etapa de operação.	36
Figura 20 – 3ª Etapa de operação.	37
Figura 21 – 4ª Etapa de operação.	39
Figura 22 – 5ª Etapa de operação.	40
Figura 23 – 6ª Etapa de operação.	41
Figura 24 – 7ª Etapa de operação.	42
Figura 25 – 8ª Etapa de operação.	42
Figura 26 – 9ª Etapa de operação.	43
Figura 27 – 10ª Etapa de operação.	44

Figura 28 – Inversor visto pelo barramento CC durante os estados ativos.	44
Figura 29 – Inversor visto pelo barramento durante os estados nulos....	45
Figura 30 – Inversor visto pelo barramento durante <i>shoot-through</i>	45
Figura 31 - Técnica boost simples para ZSI.....	50
Figura 32 – Fator <i>buck-boost</i> em função do índice de modulação.	51
Figura 33 – Tensão sobre os interruptores em função do ganho para modulação boost simples.	52
Figura 34 – Técnica de modulação máximo boost.....	53
Figura 35 – Comportamento da razão cíclica D_{ST} em função de ωt	54
Figura 36 – Fator B_B em função de m para a modulação máximo boost.	56
Figura 37 – Tensão sobre os semicondutores em função do ganho para modulação máximo boost.....	57
Figura 38 – Esboço da técnica de modulação máximo boost constante.	59
Figura 39 – Fator B_B em função de m para a modulação máximo boost constante.....	60
Figura 40 – Tensão sobre os semicondutores em função do ganho para modulação máximo boost constante.....	60
Figura 41 – Comparação entre as técnicas de modulação: esforço de tensão normalizado em relação a tensão do capacitor (V_s/V_C) em função do fator <i>buck-boost</i>	62
Figura 42 – Comparação entre as técnicas de modulação: fator <i>buck-boost</i> em função do índice de modulação m	62
Figura 43 – Esboço da forma de onda da corrente no interruptor S_{u1} : (a) corrente no interruptor S_{u1} ; (b) corrente de curto-circuito i_{ST} e (c) semiciclo positivo da corrente i_u multiplicado pela razão cíclica do interruptor.....	65
Figura 44 – Esboço da corrente de curto-circuito em função do tempo: (a) corrente curto-circuito i_{ST} ; (b) corrente i_{ST1} e (c) corrente i_{ST2}	66
Figura 45 – Resultado da multiplicação entre a corrente i_{ST} e $i_u^+ \cdot d_{S_{u1}}$. ..	70
Figura 46 – Esboço da corrente que circula pelo diodo D_{u1}	72
Figura 47 – Formas de onda: (a) tensão de fase na carga u , (b) corrente nas cargas u , v e w	81
Figura 48 – Formas de ondas: (a) Tensão na saída da malha Z (v_o); (b) corrente no indutor da malha Z (i_L); (c) tensão no capacitor da malha Z (v_C) e no barramento de entrada (v_i).	82
Figura 49 – Protótipo montado em laboratório.	84
Figura 50 – (a) tensão na saída da malha Z (CH1), tensão de entrada (CH2) e tensão no capacitor da malha Z (CH3); (b) corrente no indutor da malha Z (CH4).....	87

Figura 51 – (a) tensão de fase na carga RL , (b) tensão no resistor da carga.	88
Figura 52 – Corrente na carga: fase u (CH1), fase v (CH2) e fase w (CH3).....	89
Figura 53 – Corrente no diodo D_1 (CH4) e tensão do diodo D_1 (CH1)..	90
Figura 54 – Comando nos interruptores complementares de uma fase qualquer do inversor.....	91
Figura 55 – Curto-circuito de braço indesejado devido ao atraso do sinal de comando nos interruptores complementares.	91
Figura 56 – Curto-circuito de braço indesejado com escala de tempo reduzida.	92
Figura 57 – Tensão no interruptor S_{v1}	93
Figura 58 – Resultados na entrada do inversor.	94
Figura 59 – Resultados na saída do inversor.	95

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Vetores do ZSI trifásico.....	28
Tabela 2 – Parâmetros da simulação.	78
Tabela 3 – Resultados da forma de onda v_{un}	80
Tabela 4 – Resultados das formas de ondas i_u , i_v e i_w	80
Tabela 5 – Comparação entre os resultados teóricos e os simulados.	81
Tabela 6 – Análise de esforço: comparação entre os resultados teóricos e simulados.....	83
Tabela 7 – Parâmetros do protótipo.	84
Tabela 8 – Componentes utilizados para a construção do protótipo.	85
Tabela 9 – Parâmetro de ensaio do Inversor Fonte Z.	85
Tabela 10 – Comparação entre os resultados teóricos e experimentais..	86

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
2	CÉLULAS FOTOVOLTAICAS	20
2.1	ESTRUTURA DA CÉLULA FOTOVOLTAICA	20
2.2	MODELAGEM DA CÉLULA FOTOVOLTAICA	21
2.3	CONCLUSÃO.....	25
3	INVERSOR FONTE Z.....	26
3.1	TOPOLOGIA E FUNCIONAMENTO	26
3.1.1	Etapas de operação.....	28
3.1.2	Ganho estático da malha Z	44
3.1.3	Indutância e capacitância da malha Z.....	47
3.2	MODULAÇÃO PWM PARA ZSI TRIFÁSICO	48
3.2.1	Técnica boost simples	48
3.2.2	Técnica máximo boost.....	52
3.2.3	Técnica máximo boost constante.....	57
3.2.4	Comparação entre as três técnicas.....	61
3.3	CONCLUSÃO.....	63
4	CÁLCULO DE ESFORÇOS	64
4.1	ESFORÇOS DE CORRENTE NOS INTERRUPTORES.....	64
4.1.1	Valor médio e eficaz da corrente de curto-circuito	66
4.1.2	Valor médio e eficaz da corrente no interruptor S_{u1}	69
4.2	ESFORÇO DE CORRENTE NOS DIODOS DE RODA LIVRE	71
4.2.1	Valor médio e eficaz da corrente no diodo D_{u1}	71
4.3	ESFORÇOS DE CORRENTE NO DIODO D1	72
4.3.1	Valor médio e eficaz da corrente no Diodo D1.....	72
4.4	ESFORÇOS DE TENSÃO NOS SEMICONDUTORES.....	72
4.5	CONCLUSÃO.....	73
5	ANÁLISE DA MALHA Z.....	74

5.1	DIMENSIONAMENTO DA MALHA Z.....	74
5.2	CONCLUSÃO.....	77
6	SIMULAÇÃO DO INVERSOR	78
6.1	RESULTADOS DA SIMULAÇÃO.....	79
6.2	CONCLUSÃO.....	83
7	ESTUDO EXPERIMENTAL DO INVERSOR	84
7.1	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	85
7.2	CONCLUSÃO.....	95
8	CONCLUSÕES GERAIS	97
	REFERÊNCIAS	100

1 INTRODUÇÃO

Desde o final do século XIX até os dias de hoje, o consumo de energia elétrica vem crescendo ao ponto da sociedade se tornar dependente do seu uso para fins que estendem do transporte à lazer. Sendo que, uma boa parte das usinas geradoras no mundo utilizam a queima de combustíveis fósseis e carvão mineral [1]. A queima dessas fontes primárias, liberam na atmosfera elementos poluentes que danificam a camada de ozônio e aceleram o processo de aquecimento global. Nesse cenário, políticos e pesquisadores procuraram estudar um meio alternativo utilizando fontes renováveis para gerar energia elétrica. Dentre estas fontes, os sistemas fotovoltaicos têm se destacado no cenário mundial [2], sendo que, nos últimos anos, o crescimento esteve perto de 60% na comunidade europeia [3]. Muitos estudos apontam que no futuro, essa fonte renovável representará 4% de toda a potência instalada do Brasil [1].

Os sistemas fotovoltaicos podem ser classificados em três tipos de acordo com a sua conexão: isolados, conectados à rede elétrica e híbridos [2].

Os sistemas isolados alimentam uma carga que está isolada da rede elétrica, podendo ser um motor elétrico, sistema de iluminação, eletrodomésticos, entre outros. Durante o dia, o arranjo deve fornecer energia à carga através da conversão fotovoltaica e o excedente poderá ser armazenado em baterias para o uso nos períodos noturnos.

O sistema conectado à rede elétrica pode ser do tipo centralizado e distribuído, ambos trabalham como uma fonte auxiliar de geração de energia [1]. O sistema centralizado baseia-se em ligar vários módulos fotovoltaicos em série, e depois essas conexões são associadas em paralelo para atingir uma potência maior. Esse possui uma característica de usina central geradora convencional e geralmente é localizado a uma certa distância do ponto de consumo. Já o sistema distribuído, é mais comum em áreas urbanas, podem ser instaladas de forma integrada a uma edificação, no telhado ou na fachada de um prédio.

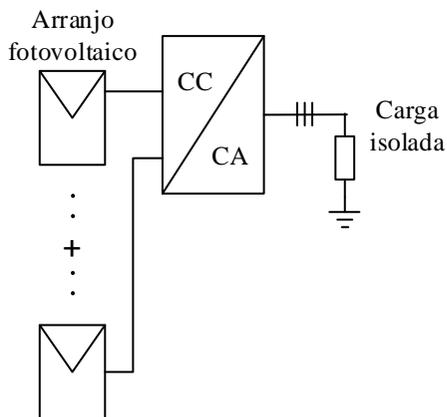
O sistema fotovoltaico híbrido geralmente atende um maior número de usuários, pois é associado com outros sistemas de geração de energia como as turbinas eólicas, geração a diesel, entre outros [2]. Geralmente ele não é conectado à rede elétrica principal, alimentando um grande número de cargas independentes.

Independente do sistema a ser utilizado, este necessita de um conversor CC-CA que converta a tensão CC fornecida pelo arranjo fotovoltaico em uma tensão CA, garantindo que o arranjo sempre opere no seu ponto de máxima potência. Na maioria dos casos, em sistemas

conectados à rede elétrica ou isolados, os conversores necessitam gerar uma tensão CA na saída de 220V eficaz com uma frequência de 60Hz, portanto, a tensão no barramento CC (que corresponde ao nível de tensão no arranjo fotovoltaico) deve ser de pelo menos 600V em sistemas isolados e 750V em sistemas conectados à rede elétrica. A diferença de 150V ocorre porque o conversor deve gerar na saída uma tensão CA um pouco maior que a tensão da rede, para garantir o fluxo de energia do arranjo fotovoltaico para a rede elétrica [2].

Na prática, é possível conectar os painéis em série até atingir um nível de tensão de barramento de 600V, como ilustra a Figura 1. Supondo uma aplicação utilizando o painel da marca *Solarex* do modelo MSX-40, que é capaz de gerar 17,1V em seus terminais, sob uma irradiância de 1000W/m² e uma temperatura de 25°C. Seria necessário de pelo menos 35 painéis em série para atingir um barramento CC de 600V. Essa grande quantidade de painéis em série é desvantajosa por dois motivos:

Figura 1 – Arranjo fotovoltaico conectado à um conversor CC-CA que alimenta uma carga isolada.



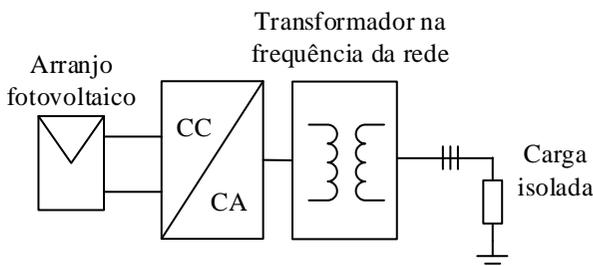
Fonte: produção do próprio autor.

1. Pelo fato que todos os painéis estão conectados em série, caso ocorra o mau funcionamento ou a queima em um deles, isso poderá interromper a circulação de corrente, causando o desacoplamento do sistema fotovoltaico.
2. Quando um painel sofre a influência de sombreamento, o mesmo reduz o fornecimento de corrente entre os seus terminais. Como o sistema está associado em série, a corrente

do arranjo será definida pelo painel que está sofrendo a influência de sombreamento. Isso reduz a capacidade de geração de energia dos painéis restantes.

Devido as desvantagens citadas anteriormente, não é comum associar muitos painéis em série. Uma solução alternativa seria inserir um transformador de baixa frequência entre o conversor CC-CA e a carga, para elevar a tensão ao nível desejado, como ilustra a Figura 2. A adição do transformador é vantajosa pois fornece isolamento galvânico ao sistema, sabendo que, em certos países como Itália e Reino Unido, é uma exigência obrigatória [4]. Entretanto, essa solução traz algumas desvantagens pois, os transformadores de baixa frequência são volumosos, pesados e caros além de possuírem baixo rendimento.

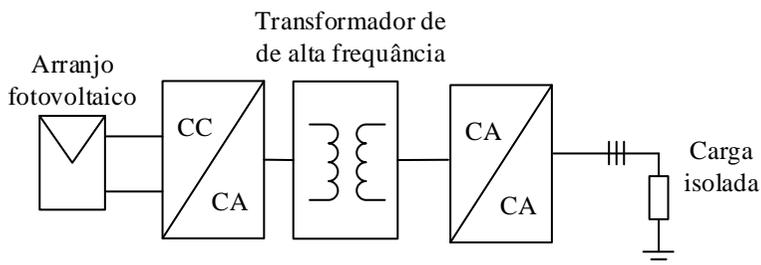
Figura 2 – Arranjo fotovoltaico conectado à um conversor CC-CA com transformador de baixa frequência conectados à uma carga isolada.



Fonte: produção do próprio autor.

Uma solução alternativa seria utilizar um transformador de alta frequência e utilizar um estágio de conversão CC-CA entre o arranjo fotovoltaico e o transformador e um estágio CA-CA entre o transformador e a carga, como ilustra o diagrama de blocos da Figura 3. O transformador de alta frequência eleva a tensão alternada (fornecida pelo conversor CC-CA) ao nível desejado. O conversor CA-CA diminui a frequência da tensão (sem alterar a sua amplitude) para a frequência da carga. Esses transformadores são menores e mais leves comparado com os transformadores de baixa frequência e garantem a isolamento galvânica. Entretanto, nesse caso existe dois estágios de conversão, dessa forma, o sistema se torna mais caro, complexo e menos eficiente.

Figura 3 –Arranjo fotovoltaico com transformador de alta frequência e mais dois estágios de conversão que alimentam uma carga isolada.

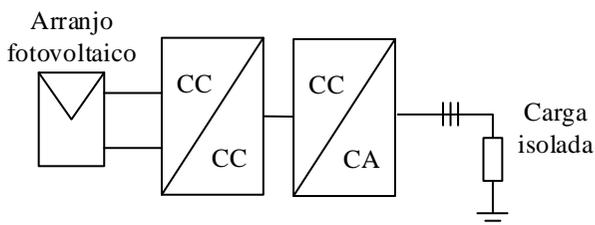


Fonte: produção do próprio autor.

Também é possível utilizar um conversor CC-CC (*boost* ou *buck-boost*) entre o arranjo fotovoltaico e o conversor CC-CA. O estágio CC-CC eleva a tensão do arranjo fotovoltaico a um nível que possibilite conectar o conversor CC-CA à carga. A Figura 4 ilustra o diagrama que representa esse sistema. Embora esse arranjo garanta a tensão nominal na saída do inversor, ele também possui algumas desvantagens como:

- Aumento da complexidade do sistema;
- Aumento do custo do sistema;
- Diminuição da eficiência global.

Figura 4 – Arranjo fotovoltaico com um estágio de conversão CC-CC e um conversor CC-CA conectado a uma carga isolada.



Fonte: produção do próprio autor.

Uma outra solução seria utilizar um inversor *boost* trifásico entre o arranjo fotovoltaico e a carga como ilustra o diagrama de blocos da Figura 5. Esse inversor consiste na associação em paralelo de três conversores CC-CC reversíveis em corrente do tipo *boost* como mostra a Figura 6. A tensão de alimentação CC é comum para os três conversores

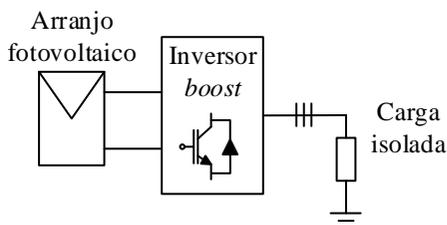
[5]. As saídas do inversor não assumem valores negativos em nenhum instante, mas possuem um valor CC que varia entre um valor máximo e mínimo. As três fases são idênticas, exceto pela defasagem de 120° que existe entre elas. Dessa forma, as tensões de linha possuem valores positivos e negativos, sendo que o valor médio é nulo [5]. A utilização desse inversor traz algumas vantagens como:

- A fonte de entrada possui característica de corrente, proporcionando menores níveis de interferência eletromagnética;
- Esse inversor eleva a tensão ao nível desejado;
- É um inversor *boost* de apenas um estágio;
- Aumenta a eficiência global do sistema;

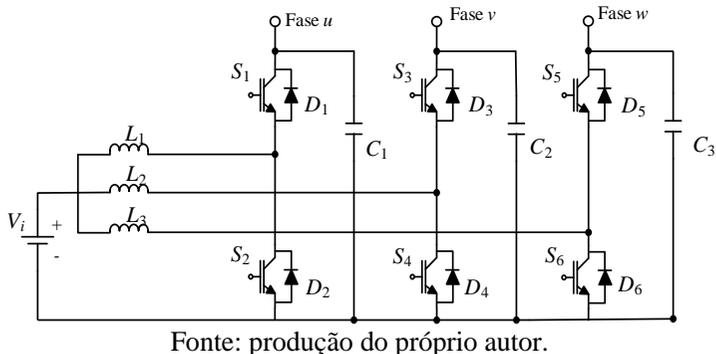
No entanto, a utilização desse inversor também possui algumas desvantagens como:

- Possui característica não linear para ganhos elevados;
- Exige uma corrente eficaz de entrada elevada;
- Necessita de três indutores robustos na entrada, aumentando o volume do sistema;
- Possui nível de estresse de tensão elevado nos semicondutores;

Figura 5 – Inversor boost entre o arranjo fotovoltaico e uma carga isolada.

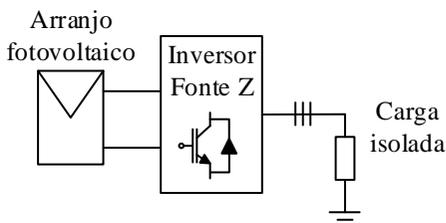


Fonte: produção do próprio autor

Figura 6 – Topologia do inversor *boost*.

Uma outra alternativa seria empregar o Inversor Fonte Z, em inglês *Z Source Inverter* (podendo ser abreviado como ZSI), para conectar o arranjo fotovoltaico à carga, como ilustra o diagrama de blocos da Figura 7. O Inversor Fonte Z é um conversor CC-CA *buck-boost* de um único estágio, ou seja, ele consegue fornecer na sua saída, uma tensão maior que a tensão do barramento de entrada, sem o uso de um elemento semiconductor controlável adicional. Além disso, o ZSI dispensa a utilização do transformador entre o arranjo fotovoltaico e a carga. Essas duas características reduzem o custo, volume e o peso além de aumentar a eficiência do sistema global. Outra vantagem desse inversor é a possibilidade que ele fornece em aplicar o curto-circuito de braço (fechamento simultâneo dos interruptores de um mesmo braço do inversor), tornando-o mais robusto comparado com os inversores de tensão tradicionais, e consequentemente, aumentando a confiabilidade do sistema.

Figura 7 – Inversor Fonte Z conectado entre o arranjo fotovoltaico e a uma carga isolada.



Por todas essas vantagens em aplicações em sistemas fotovoltaicos, julgou-se importante o desenvolvimento e o conhecimento desse inversor. Apesar desse conversor ser uma ótima opção nesse tipo de aplicação, este trabalho será limitado apenas no estudo e no desenvolvimento do Inversor Fonte de Impedância. Dessa forma, os objetivos específicos desse trabalho são:

- Estudar o princípio de funcionamento da topologia do ZSI;
- Estudar as principais técnicas de modulação empregadas nesse inversor;
- Mostrar os cálculos de esforços de corrente e de tensão sobre os semicondutores que compõe o inversor;
- Dimensionar os semicondutores e os principais componentes que compõe a malha de impedância;
- Analisar as principais formas de ondas do inversor através de simulação em software de interação numérica;
- Construir um protótipo em laboratório com potência aproximada de 1500W.
- Realizar o ensaio experimental do protótipo alimentando uma carga do tipo RL .
- Analisar as principais formas de ondas do inversor, através de ensaio experimental.

Portanto, esse trabalho está organizado nas seguintes seções:

Seção 2: É apresentado uma breve revisão bibliográfica sobre células fotovoltaicas: estrutura da célula, os principais materiais utilizados na sua fabricação, modelo matemático e curvas que descrevem o seu funcionamento.

Seção 3: É mostrado as vantagens do Inversor Fonte Z, o circuito equivalente que ele compõe, o seu princípio de funcionamento, a característica *buck-boost*, uma abordagem detalhada das etapas de operação, o ganho estático da malha Z, as três principais técnicas de modulação empregado nesse inversor, a relação entre esforço de tensão e ganho na saída para cada modulação.

Seção 4: É proposto o equacionamento dos esforços de corrente nos principais semicondutores que compõe o inversor utilizando a técnica

de modulação *boost* simples. Também é mostrado o cálculo de esforço de tensão sobre os semicondutores para essa modulação.

Seção 5: É mostrado a análise e dimensionamento dos componentes da malha *Z* utilizando a técnica de modulação *boost* simples.

Seção 6: É realizado a simulação do inversor utilizando software de interação numérica, sendo que, as principais formas de onda serão analisadas com o objetivo de validar o estudo teórico.

Seção 7: É realizado a análise experimental das principais formas de onda do protótipo montado em laboratório para fins de validar os estudos realizados na teoria e na simulação.

Seção 8: São apresentadas as conclusões gerais desse trabalho e as sugestões de trabalhos futuros.

2 CÉLULAS FOTOVOLTAICAS

Atualmente, o interesse pela questão ambiental vem aumentando no mundo, assim como o aquecimento global causado pelo dióxido de carbono. Em dezembro de 1997, durante a Conferência de Kyoto Sobre Mudanças Climáticas (CPO3) foi feito um acordo que até 2012 os países desenvolvidos deveriam reduzir em pelo menos 5% dos gases causadores do efeito estufa comparado com 1990 [6].

O governo e as organizações públicas estão atualmente preocupados em produzir energias a partir de fontes renováveis [3]. Como resultado, tecnologias de geração de energia utilizando como fonte primária a água, o vento, o sol, a biomassa e a geotérmica vem crescendo. Essas fontes alternativas, vem substituindo o uso de energias não renováveis como as do carvão mineral, petróleo, urânio, gás natural e etc.

Entre as fontes renováveis, a energia fotovoltaica é a que mais tem crescido nos últimos anos, na Europa quase que 60%. Na literatura, a palavra fotovoltaica é abreviada pelo termo PV. Segundo Romero, apresentado em [3], o custo por watt das plantas PV vem caindo de US\$1,5/W em 2009 para US\$0,6/W em 2013. Essas plantas estão ficando economicamente viáveis, assim como a sua eficiência. A geração de energia a partir de sistemas fotovoltaicos está alcançando valores de centenas de megawatts, tornando-os indispensáveis no futuro do sistema de energia elétrica.

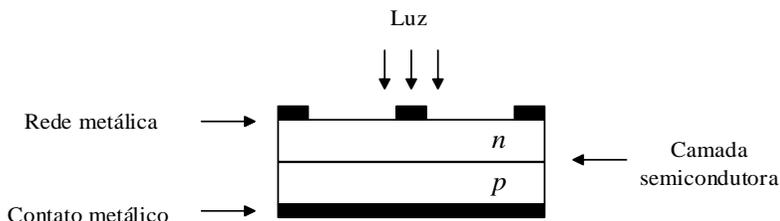
2.1 ESTRUTURA DA CÉLULA FOTOVOLTAICA

“A célula fotovoltaica é um diodo semicondutor no qual a junção $p-n$ está sob a exposição da luz” [7]. Ela gera energia elétrica a partir de fótons que incidem sobre sua superfície. O nome desse processo físico é dado como efeito fotovoltaico. Existem muitos tipos de materiais semicondutores que podem ser empregados na produção de célula fotovoltaica. As células disponíveis em grande escala no mercado são feitas de silício mono-cristalino e poli-cristalino, pois esses materiais estão disponíveis em grande escala na natureza.

As células no geral, consistem numa junção $p-n$ conectada ao terminal elétrico como está sendo ilustrado na Figura 8. A rede metálica é conectada junto a junção n e o contato metálico é conectado a junção p . A junção n é dopada de elétrons livres enquanto que, a junção p é dopada de lacunas. Na fronteira entre as duas regiões ocorre a recombinação de cargas, que é o deslocamento de alguns elétrons livres da região n para a

região p e deslocamento de lacunas da região p para região n . Isso resulta na criação de um campo elétrico que impede a recombinação das demais cargas. Essa região é chamada de camada de depleção. Para que ocorram mais deslocamento de elétrons e lacunas entre as junções, a energia incidente sobre os átomos da junção $p-n$ deve ser maior que a energia necessária para deslocar um elétron da ligação covalente [7]. Essa energia é conhecida como *Energy Gap* (E_g) e depende do material semiconductor. Esses deslocamentos resultam no acúmulo de elétrons na região n e acúmulo de lacunas na região p , esse excesso de carga é captado pelos eletrodos e entregue a carga. Os fótons com energia superior a E_g contribuem para o processo de geração de energia e os fótons com energia inferior a E_g são dissipados em forma de calor.

Figura 8 – Estrutura física da célula PV.

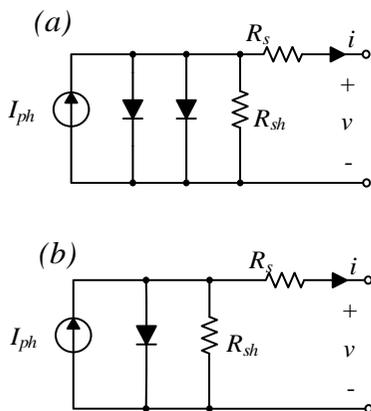


Fonte: produção do próprio autor.

2.2 MODELAGEM DA CÉLULA FOTOVOLTAICA

O dispositivo PV possui uma característica não linear entre corrente e tensão (I-V), a qual é fornecida pelo *datasheet* do fabricante. O comportamento elétrico de uma célula fotovoltaica depende de parâmetros ambientais tal como temperatura e irradiação solar. Atualmente, na literatura existem duas formas de levantar o modelo matemático de uma célula PV: modelo com diodo duplo (*double diode model* – DDM) [8] e o modelo com único diodo (*single diode model* – SDM) [7], ambas podem ser visualizadas na Figura 9.

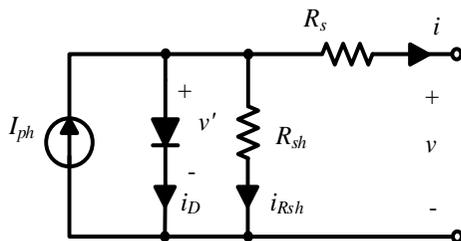
Figura 9 – Circuito equivalente do (a) DDM e (b) SDM.



Fonte: produção do próprio autor.

Neste trabalho será apresentado o estudo apenas do modelo SDM da Figura 10. Esse modelo foi proposto para representar os módulos de silício. Idealmente, a célula se comporta como se fosse uma fonte de corrente I_{ph} com um diodo intrínseco D_{ph} em antiparalelo. No entanto, no modelo real, deve-se levar em consideração a corrente de fuga do diodo D_{ph} e a potência perdida nos eletrodos que conectam as células. Sabendo disso, é adicionado no modelo ideal um resistor shunt “ R_{sh} ” que representa a fuga de corrente do diodo, e um resistor série “ R_s ” que representa a perda de potência nos eletrodos. E, por fim, v e i são respectivamente a tensão e a corrente na saída da célula PV.

Figura 10 – Modelo SDM da célula PV.



Fonte: produção do próprio autor.

A partir da Figura 10 é possível aplicar uma análise nodal e chegar na expressão abaixo:

$$I_{ph} = i_D + i_{Rsh} + i \quad (1)$$

Isolando a corrente i :

$$i = I_{ph} - i_D - i_{Rsh} \quad (2)$$

A corrente i_D pode ser representada pela equação da corrente do diodo *Schokley* [7] [9], assim a equação (2) assume a forma abaixo:

$$i = I_{ph} - I_o \cdot \left[\exp\left(\frac{v'}{a \cdot V_t}\right) - 1 \right] - \frac{v'}{R_{sh}} \quad (3)$$

Sabendo que:

$$v' = v + i \cdot R_s \quad (4)$$

E, substituindo (4) em (3) chega-se em:

$$i = I_{ph} - I_o \cdot \left[\exp\left(\frac{v + i \cdot R_s}{a \cdot V_t}\right) - 1 \right] - \frac{v + i \cdot R_s}{R_{sh}} \quad (5)$$

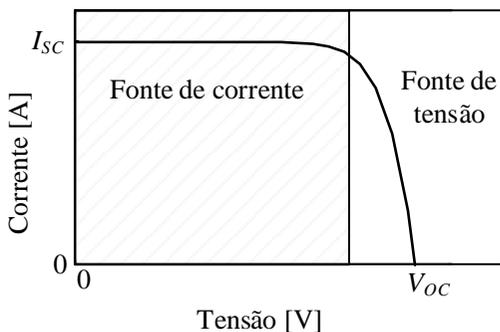
Onde:

- a : Constante de idealidade do diodo ($1 < a < 2$);
- i : Corrente na saída da célula PV [A];
- I_o : Corrente de saturação do diodo [A];
- I_{ph} : Fonte de corrente ideal [A];
- R_s : Resistor série [Ω];
- R_{sh} : Resistor shunt [Ω];
- v : Tensão na saída da célula PV [V];
- V_t : Tensão térmica do diodo [V];

A Figura 11 ilustra a curva que descreve a relação não linear entre tensão e corrente, que é derivada da equação (5). É possível observar a existência de uma região onde a corrente permanece constante mesmo quando há variação de tensão. Neste caso, a célula se comporta como uma fonte de corrente. Entretanto, existe uma região onde a tensão sofre pequenas variações em função da corrente. Nessa região, a célula se comporta como uma fonte de tensão [7]. No ponto onde a tensão é igual à

V_{OC} e a corrente é nula é dado o nome de circuito-aberto, e a variável V_{OC} recebe o nome de tensão de circuito-aberto. Também existe um ponto onde a corrente é igual à I_{SC} e a tensão é zero, esse fenômeno recebe o nome de curto-circuito, e essa corrente é conhecida como corrente de curto-circuito [7].

Figura 11 – Esboço do comportamento de uma célula fotovoltaica.



Fonte: Produção do próprio autor.

A tensão térmica da equação (5) pode ser representada em função de outros fatores como segue abaixo:

$$V_t = \frac{k \cdot T}{q} \quad (6)$$

Onde:

k : Constante de Boltzmann [$1,3806503 \times 10^{-23}$ J/K];

q : Carga de um elétron [$1,6021765 \times 10^{-19}$ C]

T : Temperatura atual [K].

De acordo com [7], a fonte de corrente I_{ph} depende linearmente da irradiação solar e também da temperatura na célula de acordo com a equação (7).

$$I_{ph} = (I_{ph_n} \cdot K_I \cdot (T - T_n)) \frac{G}{G_n} \quad (7)$$

Onde:

- I_{ph_n} : Corrente I_{ph} nominal [A];
- K_T : Coeficiente de temperatura da célula [A/K];
- G : Irradiação na superfície da célula [W/m^2];
- G_n : Irradiação nominal [W/m^2];
- T_n : Temperatura nominal [K];
- T : Temperatura atual [K].

A corrente de saturação do diodo (I_o) pode ser representada pela equação (8).

$$I_o = I_{o_n} \cdot \left(\frac{T_n}{T}\right)^3 \cdot \exp\left[\frac{q \cdot E_g}{a \cdot k} \left(\frac{1}{T_n} - \frac{1}{T}\right)\right] \quad (8)$$

Onde:

- E_g : Energy gap [eV];
- I_{o_n} : Corrente de saturação nominal [A]
- k : Constante de Boltzmann [$1,3806503 \times 10^{-23}$ J/K];
- T_n : Temperatura nominal [K].
- T : Temperatura atual [K]

Os valores de I_{ph_n} , K_T , G_n , T_n , E_g e I_{o_n} são parâmetros fornecidos pelo *datasheet* do fabricante.

2.3 CONCLUSÃO

Foi visto que a célula fotovoltaica é capaz de gerar energia a partir de fótons que incidem sobre a sua superfície. Foram estudadas as principais estruturas que compõe uma célula PV e também explicado como ocorre o efeito fotovoltaico dentro dela. Foi deduzida a expressão matemática que descreve o comportamento da célula PV, baseado no modelo SDM (*Single Diodo Model*). Achou-se necessário demonstrar a curva que caracteriza o comportamento da célula fotovoltaica. Notou-se que essa curva possui uma relação não linear entre tensão e corrente, e de alguma forma, essa relação depende da temperatura e da irradiação solar que incide sobre a superfície da célula. Foi possível concluir que, dependendo do ponto de operação, a célula fotovoltaica pode se comportar como fonte de corrente ou fonte de tensão.

3 INVERSOR FONTE Z

Na literatura, existem dois tipos tradicionais de conversores CC-CA, sendo eles o VSI (Voltage Source Inverter – Inversor Fonte de Tensão) e o CSI (Current Source Inverter – Inversor Fonte de Corrente).

Geralmente, no inversor VSI, a tensão CA na saída é limitada à tensão de barramento CC de entrada. Logo, o inversor fonte de tensão é um inversor do tipo *Buck*, ou seja, abaixador de tensão. Para aplicações onde se deseja implementar uma tensão na saída com amplitude maior que a tensão de barramento CC, geralmente, é utilizado um conversor *Boost* CC-CC entre o painel fotovoltaico e o inversor de tensão. Esse conversor adicional aumenta o custo do projeto assim como diminui a eficiência do sistema.

No inversor CSI, a tensão CA na saída deve ser superior a tensão de barramento CC que alimenta o indutor de entrada. Sendo assim, Inversor Fonte de Corrente é um conversor *Boost* CC-CA. Quando se deseja uma tensão na saída menor que a tensão de entrada, geralmente se coloca um conversor *Buck* entre a fonte de entrada e o estágio de potência de saída. Esse procedimento aumenta o volume mais o custo do inversor além de diminuir a eficiência do mesmo.

O inversor fonte Z é uma topologia que não necessita desses estágios adicionais, pois ele consegue aplicar qualquer tensão na saída, independente da tensão de entrada. Logo, ele tem característica *Buck-Boost* permitindo a operação como elevador ou abaixador de tensão. Dessa forma é de extrema importância entender como essa topologia funciona.

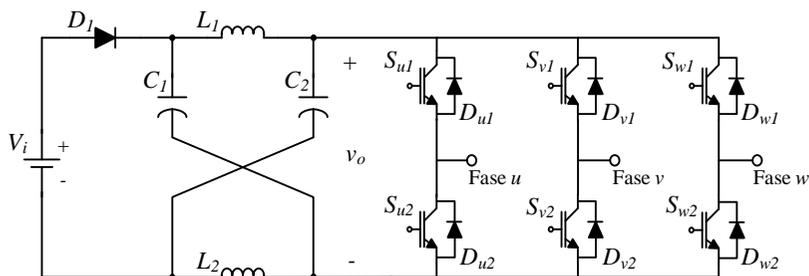
3.1 TOPOLOGIA E FUNCIONAMENTO

Para resolver os problemas dos inversores tradicionais, este trabalho apresenta o Inversor Fonte Z, em inglês *Z-Source Inverter* (Podendo ser abreviado como ZSI), proposto por Peng em [10] e [11]. Esta topologia pode ser vista na Figura 12, a qual possui uma malha de impedância “Z” que acopla o barramento CC de entrada (V_i) com a estrutura de potência do inversor. Esse barramento pode ser um banco de baterias, células fotovoltaicas, capacitores, fonte de tensão ou até mesmo uma fonte de corrente. A malha Z é constituída pelos indutores L_1 , L_2 e os capacitores C_1 e C_2 . O diodo D_1 que está conectado em série com V_i serve para garantir uma corrente em um único sentido. Esse diodo chega a conduzir corrente e bloquear tensão diversas vezes em um período de

comutação, dessa forma, ele precisa ter um baixo tempo de recuperação reversa.

A principal característica do ZSI é que a sua tensão alternada de saída pode assumir qualquer valor entre zero e infinito independentemente do barramento CC de entrada [10]. Assim, pode se dizer que, esse inversor tem característica *Buck-Boost*. Os inversores tradicionais, em sua grande maioria, são do tipo *Buck*, e não possuem essa vantagem.

Figura 12 – Inversor Fonte Z.



Fonte: produção do próprio autor.

Em um conversor de tensão convencional, a técnica de modulação por vetores espaciais define oito possíveis combinações dos interruptores do inversor, nos quais geram tensões de referência na carga representadas por vetores que assumem valores de 0 à 7. Sendo que, o VSI possui seis vetores ativos e dois nulos [2]. Os vetores ativos, representados na Tabela 1, por V_1 à V_6 geram tensão na carga. E os vetores nulos, representados por V_0 e V_7 geram tensão nula na carga.

O ZSI por sua vez, além desses oito vetores, possui outros estados conhecidos como *shoot-through* (curto-circuito). Esse novo vetor consiste no fechamento simultâneo dos interruptores superiores e inferiores de um braço do ZSI. É impossível reproduzi-lo no VSI, pois causaria um curto-circuito no barramento CC de entrada. Por outro lado, como o ZSI possui a malha Z entre o barramento CC e os interruptores, esse curto circuito de braço não danifica o barramento CC do inversor. O *shoot-through* pode ocorrer de três maneiras distintas: fechando-se apenas um braço, fechando-se simultaneamente dois braços quaisquer ou fechando-se três braços simultaneamente. Sendo assim, o ZSI possui mais sete vetores que aplicam tensão zero na saída. Eles estão representados na Tabela 1 como V_{ST} . O subscrito *ST* significa *shoot-through*.

Tabela 1 – Vetores do ZSI trifásico.

Vetor	S_{u1}	S_{v1}	S_{w1}	S_{u2}	S_{v2}	S_{w2}	V_{un}	V_{vn}	V_{wn}
V_0	0	0	0	1	1	1	0	0	0
V_1	1	0	0	0	1	1	$\frac{2}{3}\hat{v}_o$	$-\frac{1}{3}\hat{v}_o$	$-\frac{1}{3}\hat{v}_o$
V_2	1	1	0	0	0	1	$\frac{1}{3}\hat{v}_o$	$\frac{1}{3}\hat{v}_o$	$-\frac{2}{3}\hat{v}_o$
V_3	0	1	0	1	0	1	$-\frac{1}{3}\hat{v}_o$	$\frac{2}{3}\hat{v}_o$	$-\frac{1}{3}\hat{v}_o$
V_4	0	1	1	1	0	0	$-\frac{2}{3}\hat{v}_o$	$\frac{1}{3}\hat{v}_o$	$\frac{1}{3}\hat{v}_o$
V_5	0	0	1	1	1	0	$-\frac{1}{3}\hat{v}_o$	$-\frac{1}{3}\hat{v}_o$	$\frac{2}{3}\hat{v}_o$
V_6	1	0	1	0	1	0	$\frac{1}{3}\hat{v}_o$	$-\frac{2}{3}\hat{v}_o$	$\frac{1}{3}\hat{v}_o$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0
V_{ST}^u	1	S_{v1}	S_{w1}	1	S_{v2}	S_{w2}	0	0	0
V_{ST}^v	S_{u1}	1	S_{w1}	S_{u2}	1	S_{w2}	0	0	0
V_{ST}^w	S_{u1}	S_{v1}	1	S_{u2}	S_{v2}	1	0	0	0
$V_{ST}^{u,v}$	1	1	S_{w1}	1	1	S_{w2}	0	0	0
$V_{ST}^{u,w}$	1	S_{v1}	1	1	S_{v2}	1	0	0	0
$V_{ST}^{v,w}$	S_{u1}	1	1	S_{u2}	1	1	0	0	0
$V_{ST}^{u,v,w}$	1	1	1	1	1	1	0	0	0

Fonte: produção do próprio autor.

Os sobrescritos u , v e w em V_{ST} representam os braços que estão em curto-circuito. E a letra \hat{v}_o representa a tensão de pico na saída da malha Z. Estes vetores são responsáveis pela ação *buck-boost* do ZSI.

3.1.1 Etapas de operação

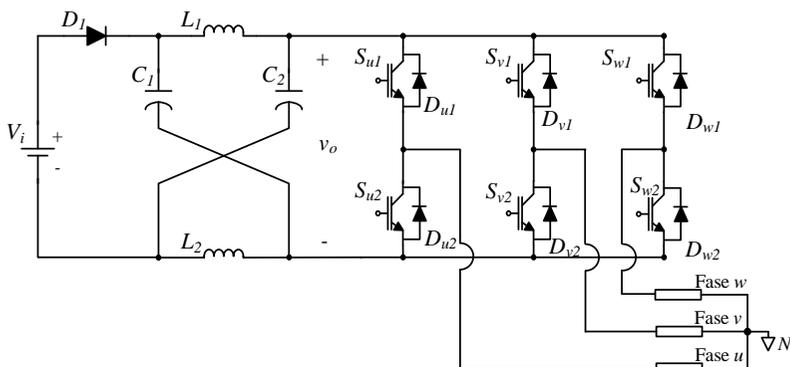
Esta seção tem como objetivo descrever o funcionamento do inversor baseando-se nas etapas de operação. Será visto o fluxo de energia entre os principais componentes do inversor. As etapas de operação serão analisadas dentro de um período de comutação, para isso, algumas considerações deverão ser realizadas:

1. O comando nos interruptores segue uma lógica de modulação *PWM boost simples*.
2. Os capacitores C_1 e C_2 são idênticos e possuem uma capacitância C , assim como os indutores L_1 e L_2 possuem a mesma indutância L .
3. A tensão nos capacitores C_1 e C_2 da malha Z é constante e maior que a tensão V_i do barramento CC.
4. Os semicondutores assim como os componentes passivos são ideais.
5. A carga é trifásica e está conectada em estrela como ilustrada a Figura 13. O neutro da carga não está conectado a nenhum ponto do conversor.
6. A corrente na carga é constante dentro de um período de comutação, considera-se que a carga possui característica indutiva e resistiva;
7. As correntes I_u , I_v e I_w obedecem ao sentido da Figura 14. O sentido positivo é dado pela corrente que entra na carga. Sendo assim, a corrente I_u é negativa e as correntes I_v e I_w são positivas.
8. O valor absoluto da corrente de cada fase obedece a equação abaixo:

$$|I_u| > |I_v| > |I_w| \quad (9)$$

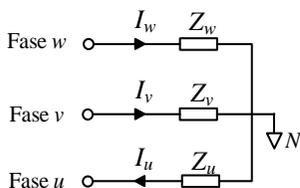
9. A análise é feita em regime permanente dentro de um ponto específico de trabalho do inversor.

Figura 13 – ZSI conectado à uma carga trifásica em estrela.



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 14 – Sentido da corrente na carga.



Fonte: produção do próprio autor.

A modulação *boost simples* será estudada com detalhe nas próximas seções, o objetivo desta seção é explicar o fluxo de energia do ZSI, sendo assim, essa seção abordará as formas de onda das correntes e das tensões em cada um dos componentes do inversor. Essas formas de onda podem ser visualizadas com detalhe na Figura 16, Figura 17 e Figura 18.

1ª Etapa de operação (t_0-t_1)

A Figura 15 ilustra a primeira etapa de operação do inversor. Neste momento está sendo aplicado o vetor V_3 (0,1,0), indicando que os interruptores S_{u2} , S_{v1} e S_{w2} recebem comando para conduzir. A chave S_{w2} não conduz pelo fato do sentido da corrente I_w , dessa forma, o diodo D_{w2} entra em condução. As correntes I_u , I_v e I_w passam respectivamente pelos semicondutores S_{u2} , S_{v1} e D_{w2} , como mostram as equações em (10).

$$\begin{aligned} i_{S_{u2}} &= I_u \\ i_{S_{v1}} &= I_v \\ i_{D_{w2}} &= I_w \end{aligned} \quad (10)$$

O vetor V_3 produz tensão não-nula na saída do inversor, ou seja, existe consumo de energia pela carga. Essa energia é entregue pelo barramento CC (V_i) e pelos indutores L_1 e L_2 , na forma de uma corrente i_o positiva. A tensão na fonte é menor que a tensão nos capacitores C_1 e C_2 , no entanto a corrente nos indutores L_1 e L_2 da malha Z é positiva e o diodo D_1 está em condução. A fonte entrega apenas uma parcela da energia para a carga, o restante é entregue pelos indutores. Os capacitores estão armazenando energia, pois i_{C1} e i_{C2} entram no polo positivo de C_1 e C_2 .

A equação (12) mostra que a corrente nos indutores decresce em função do tempo, com uma taxa de variação que depende da tensão de entrada e a tensão nos capacitores. Esse fenômeno pode ser visto na Figura 16 – (c). A corrente i_o é igual a corrente no interruptor S_{v1} , ou seja:

$$i_o = I_v \quad (14)$$

Nesse instante as correntes nos capacitores C_1 e C_2 pode ser escrita pela equação (15):

$$\begin{aligned} i_{C1} &= i_{L2} - i_o = \frac{V_i - V_{C1}}{L_2} \cdot t + I_{M2} - i_o \\ i_{C2} &= i_{L1} - i_o = \frac{V_i - V_{C2}}{L_1} \cdot t + I_{M1} - i_o \end{aligned} \quad (15)$$

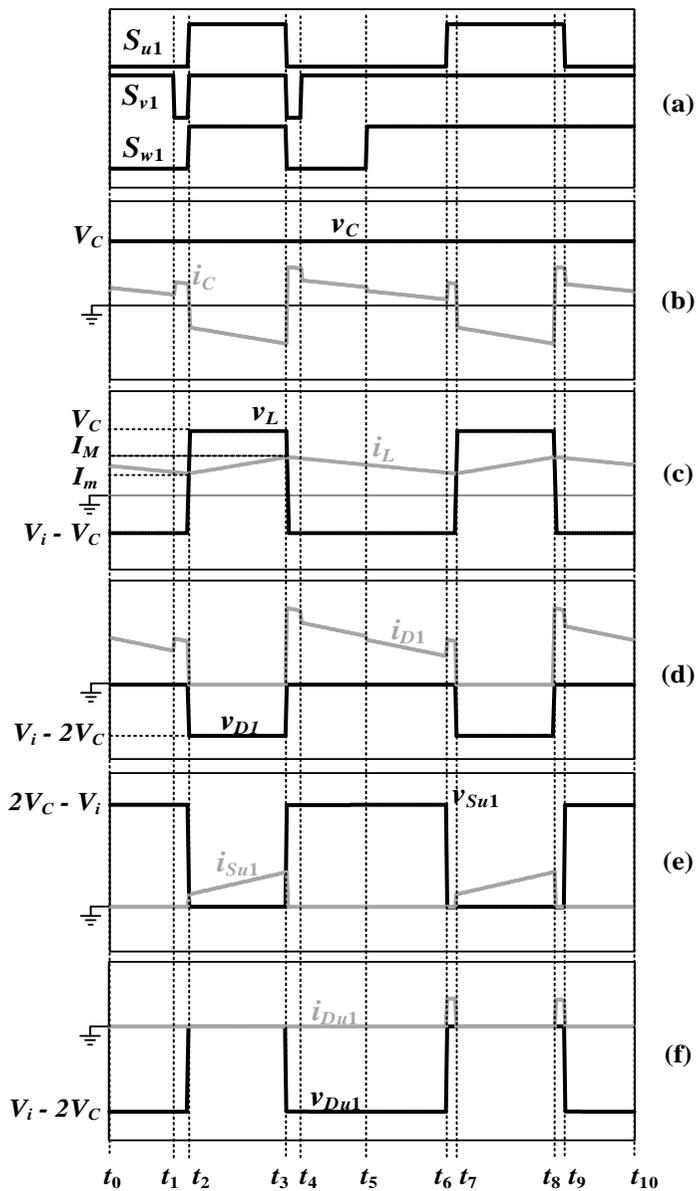
Substituindo (14) em (15), tem-se:

$$\begin{aligned} i_{C1} &= \frac{V_i - V_{C1}}{L_2} \cdot t + I_{M2} - I_v \\ i_{C2} &= \frac{V_i - V_{C2}}{L_1} \cdot t + I_{M1} - I_v \end{aligned} \quad (16)$$

A corrente no diodo D_1 é a soma de i_{C1} com i_{L1} :

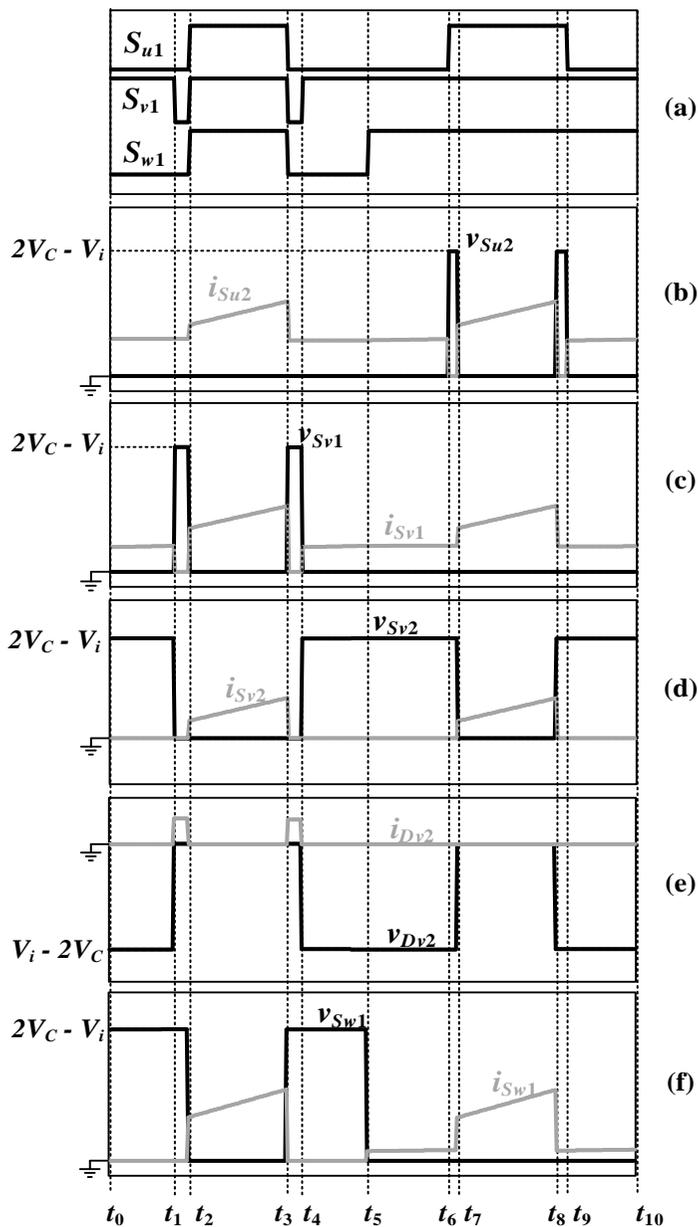
$$\begin{aligned} i_{D1} &= i_{C1} + i_{L1} \\ i_{D1} &= \frac{V_i - V_{C1}}{L_2} \cdot t + I_{M2} - I_v + \frac{V_i - V_{C2}}{L_1} \cdot t + I_{M1} \end{aligned} \quad (17)$$

Figura 16 – Sinais de comando: (a) S_{u1} , S_{v1} e S_{w1} ; tensões e correntes em: (b) capacitor da malha Z; (c) indutor da malha Z; (d) D_1 ; (e) S_{u1} ; (f) D_{u1} .



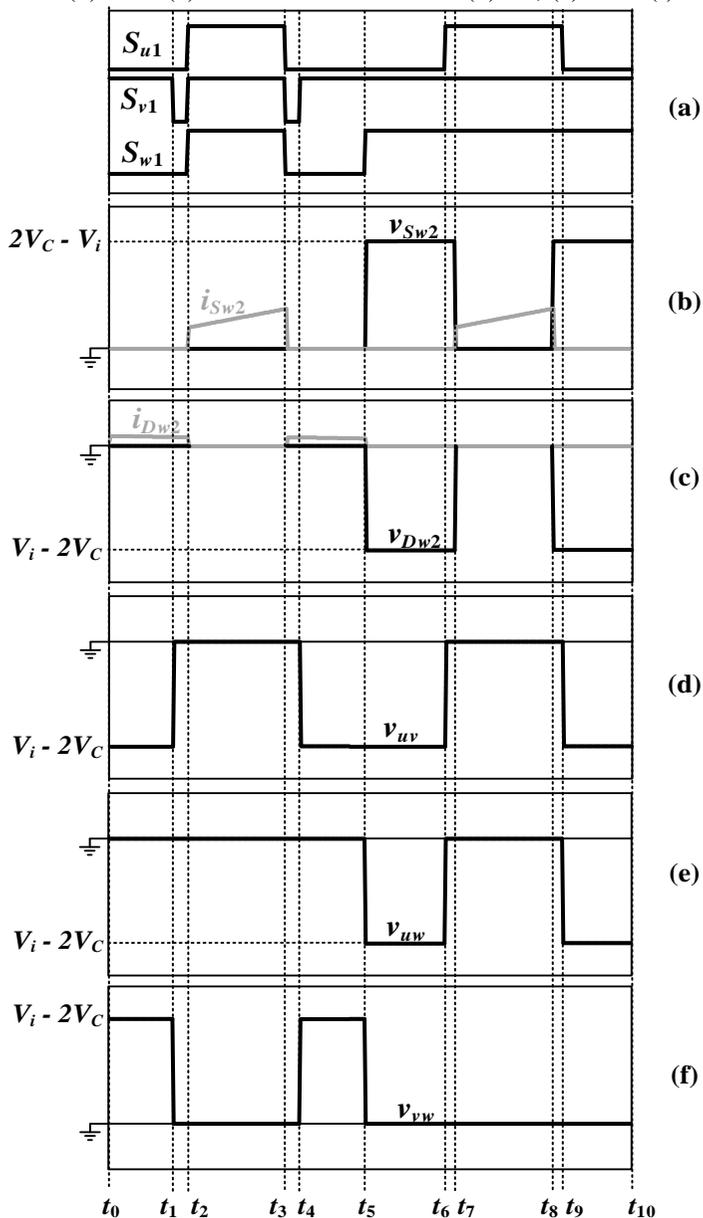
Fonte: produção do próprio autor.

Figura 17 – Sinais de comando: (a) S_{u1} , S_{v1} e S_{w1} ; tensões e correntes em: (b) S_{u2} ; (c) S_{v1} ; (d) S_{v2} ; (e) D_{v2} e (f) S_{w1} .



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 18 – Sinais de comando: (a) S_{u1} , S_{v1} e S_{w1} ; tensões e correntes em: (b) S_{w1} e (c) D_{w2} e tensões de linha: (d) v_{uv} ; (e) v_{uw} e (f) v_{vw} .



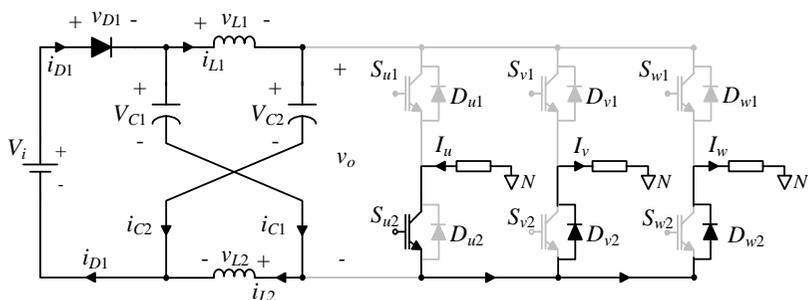
Fonte: produção do próprio autor.

2ª Etapa de operação (t_1-t_2)

Essa etapa pode ser visualizada na Figura 19, onde é aplicado ao inversor o vetor nulo V_0 (0,0,0). Como a tensão na saída do inversor é zero, não existe consumo de energia pela carga, então a corrente i_o também é nula. O interruptor S_{v1} recebe comando para bloquear, dessa forma, a corrente I_v encontra um caminho através do diodo D_{v2} . Em (18) é possível visualizar as expressões da corrente nos semicondutores.

$$\begin{aligned} i_{Su2} &= I_u \\ i_{Dv2} &= I_v \\ i_{Dw2} &= I_w \end{aligned} \quad (18)$$

Figura 19 – 2ª Etapa de operação



Fonte: produção do próprio autor.

Nesse instante, a corrente em cada indutor é positiva e assim o diodo D_1 permanece em condução. Os indutores fornecem uma parcela da energia para os capacitores, o restante é entregue pela fonte V_i . A tensão sobre os indutores obedece a equação (11), assim como a corrente obedece a (12). Portanto, a corrente i_{D1} é a soma das correntes i_{L1} e i_{L2} , ou seja:

$$\begin{aligned} i_{D1} &= i_{L1} + i_{L2} \\ i_{D1} &= \frac{V_i - V_{C2}}{L_1} \cdot t + I_{M1} + \frac{V_i - V_{C1}}{L_2} \cdot t + I_{M2} \end{aligned} \quad (19)$$

E a corrente nos capacitores:

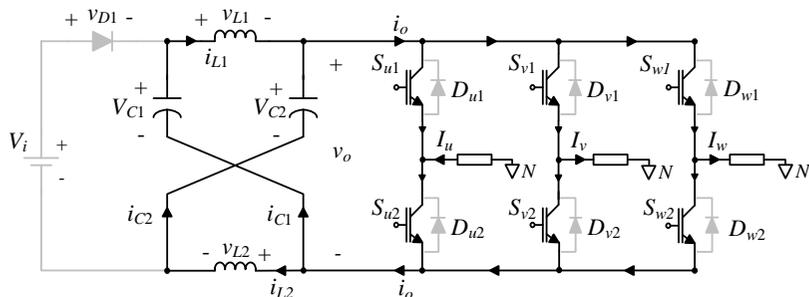
$$i_{C1} = i_{L2} = \frac{V_i - V_{C1}}{L_2} \cdot t + I_{M2}$$

$$i_{C2} = i_{L1} = \frac{V_i - V_{C2}}{L_1} \cdot t + I_{M1}$$
(20)

3ª Etapa de operação (t_2-t_3)

Essa etapa de operação é caracterizada pelo vetor de curto-circuito (*shoot-through*). Segundo a Figura 20, a saída da malha Z está sendo curto-circuitada, como circuito resultante, o capacitor C_1 fica em paralelo com o indutor L_1 e o capacitor C_2 em paralelo com o indutor L_2 . Da mesma forma, pode-se observar que a tensão no polo negativo do diodo D_1 equivale a soma de V_{C1} com V_{C2} , isso faz com que o diodo fique inversamente polarizado, ou seja, ele deixa de conduzir.

Figura 20 – 3ª Etapa de operação.



Fonte: produção do próprio autor.

Nesse instante os capacitores fornecem energia para os indutores através de i_{C1} e i_{C2} . Como na etapa anterior, não existe consumo de energia pela carga, pois está sendo aplicada tensão nula na saída. Nesta etapa a tensão sobre os indutores é equivalente a tensão dos capacitores, portanto:

$$v_{L1} = V_{C1}$$

$$v_{L2} = V_{C2}$$
(21)

Também pode-se dizer que a corrente nos indutores será:

$$\begin{aligned}
 i_{L1} &= \frac{V_{C1}}{L_1} \cdot t + I_{m1} \\
 i_{L2} &= \frac{V_{C2}}{L_2} \cdot t + I_{m2}
 \end{aligned}
 \tag{22}$$

As correntes possuem derivada positiva, pois a tensão V_{C1} e V_{C2} aplicada neles são positivas. As variáveis I_{m1} e I_{m2} representam respectivamente as correntes mínimas nos indutores L_1 e L_2 , elas podem ser equacionadas como segue a expressão (23).

$$\begin{aligned}
 I_{m1} &= \frac{P_{out}}{V_i} - \frac{V_{C1}}{L_1} \cdot \frac{t_{ST}}{4} \\
 I_{m2} &= \frac{P_{out}}{V_i} - \frac{V_{C2}}{L_2} \cdot \frac{t_{ST}}{4}
 \end{aligned}
 \tag{23}$$

Nesse instante, as expressões da corrente nos capacitores C_1 e C_2 podem ser escritas da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 i_{C1} = -i_{L1} &= -\left(\frac{V_{C1}}{L_1} \cdot t + I_{m1} \right) \\
 i_{C2} = -i_{L2} &= -\left(\frac{V_{C2}}{L_2} \cdot t + I_{m2} \right)
 \end{aligned}
 \tag{24}$$

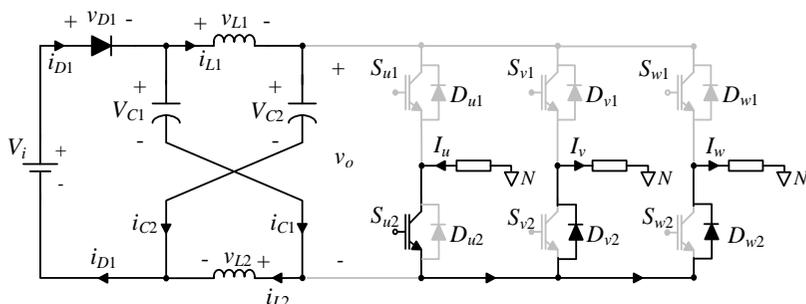
As equações que descrevem as correntes nos interruptores nessa etapa de operação, é mostrada em (25):

$$\begin{aligned}
 i_{Su1} &= \frac{i_{L1} + i_{L2}}{3} - \frac{I_u}{2} \\
 i_{Su2} &= \frac{i_{L1} + i_{L2}}{3} + \frac{I_u}{2} \\
 i_{Sv1} &= \frac{i_{L1} + i_{L2}}{3} + \frac{I_v}{2} \\
 i_{Sv2} &= \frac{i_{L1} + i_{L2}}{3} - \frac{I_v}{2} \\
 i_{Sw1} &= \frac{i_{L1} + i_{L2}}{3} + \frac{I_w}{2} \\
 i_{Sw2} &= \frac{i_{L1} + i_{L2}}{3} - \frac{I_w}{2}
 \end{aligned}
 \tag{25}$$

4ª Etapa de operação (t_3-t_4)

Novamente é aplicado o vetor $V_0 (0,0,0)$, essa configuração tem o mesmo princípio de funcionamento da 2ª etapa de operação, como mostra a Figura 21. A expressão da corrente nos semicondutores de cada braço do inversor obedece a (18), assim como a expressão da corrente nos indutores L_1 e L_2 , no diodo D_1 , e nos capacitores C_1 e C_2 segue o padrão estabelecidos em (12), (19) e (20), respectivamente.

Figura 21 – 4ª Etapa de operação.

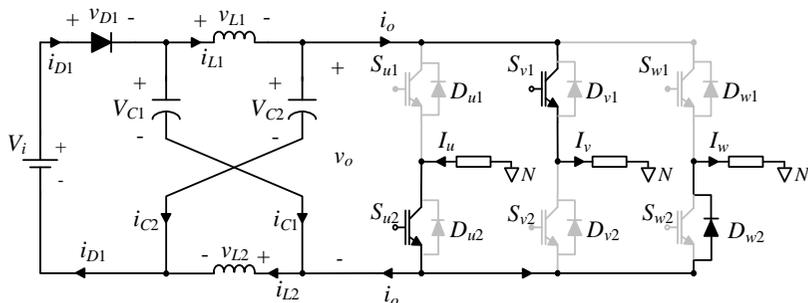


Fonte: produção do próprio autor.

5ª Etapa de operação (t_4-t_5)

Segue o circuito equivalente na Figura 22, nesse instante é aplicado o vetor $V_3 (0,1,0)$. O funcionamento nessa etapa é idêntico à 1ª etapa de operação.

Figura 22 – 5ª Etapa de operação.



Fonte: produção do próprio autor.

6ª Etapa de operação (t_5-t_6)

Representada pelo vetor $V_4 (0,1,1)$, neste instante os interruptores S_{u2} , S_{v1} e S_{w1} são comandados a conduzir. Essa combinação gera tensão na saída do inversor e conseqüentemente existe consumo de energia pela carga. Nesse instante a corrente nos semicondutores é igual a:

$$\begin{aligned} i_{S_{u2}} &= I_u \\ i_{S_{v1}} &= I_v \\ i_{S_{w1}} &= I_w \end{aligned} \quad (26)$$

A forma de onda da tensão e da corrente nos indutores L_1 e L_2 respeitam respectivamente as equações (11) e (12). A forma de onda da corrente nos capacitores depende da corrente no indutor e da corrente i_o , como na equação (15), porém para esse caso tem-se:

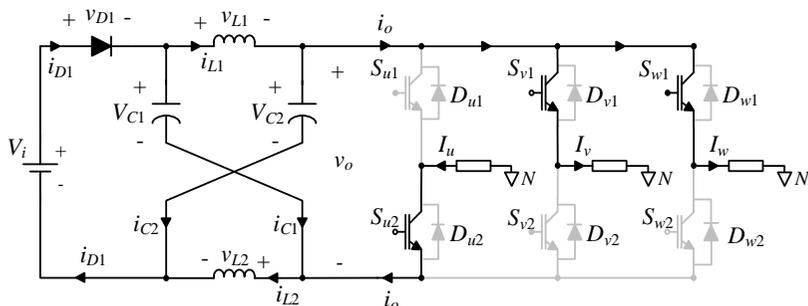
$$i_o = I_v + I_w \quad (27)$$

Substituindo (27) em (15), é possível concluir que:

$$\begin{aligned} i_{C1} &= i_{L2} - I_v - I_w = \frac{V_i - V_{C1}}{L_2} \cdot t + I_{M1} - I_v - I_w \\ i_{C2} &= i_{L1} - I_v - I_w = \frac{V_i - V_{C2}}{L_1} \cdot t + I_{M1} - I_v - I_w \end{aligned} \quad (28)$$

A corrente que passa pelo diodo obedece a equação (17).

Figura 23 – 6ª Etapa de operação.



Fonte: produção do próprio autor.

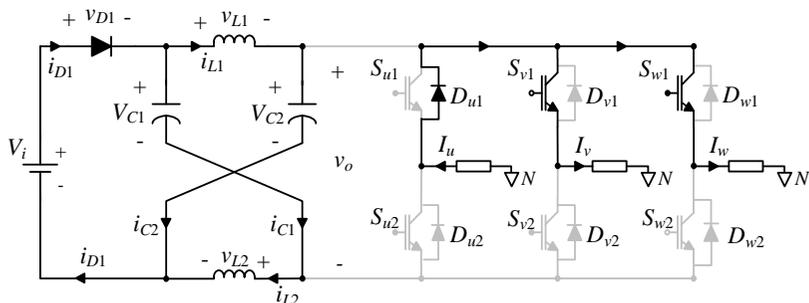
7ª Etapa de operação (t_6-t_7)

É aplicado o vetor $V_7 (1,1,1)$, quer dizer que, todas as chaves superiores de cada braço são comandadas a conduzir. Esse vetor emprega tensão nula na saída do inversor, ou seja, nessa etapa a carga não consome energia. Apesar da chave S_{u1} receber comando para conduzir ela não é capaz de realizar essa tarefa, pois a corrente I_u possui sentido impróprio para S_{u1} entrar em condução, em contra partida, a corrente encontra caminho pelo diodo D_{u1} . Pode-se dizer que:

$$\begin{aligned} i_{Du1} &= I_u \\ i_{Sv1} &= I_v \\ i_{Sw1} &= I_w \end{aligned} \quad (29)$$

Nesse instante, a corrente em cada indutor é positiva e assim o diodo D_1 permanece em condução. Os indutores fornecem uma parcela da energia para os capacitores, o restante é entregue pela fonte V_i . A tensão sobre os indutores obedece a equação (11), assim como a corrente obedece a (12). Nesse instante, a expressão que descreve a corrente i_{D1} equivale à (19), e a expressão da corrente nos capacitores pode ser visto na equação (20).

Figura 24 – 7ª Etapa de operação.

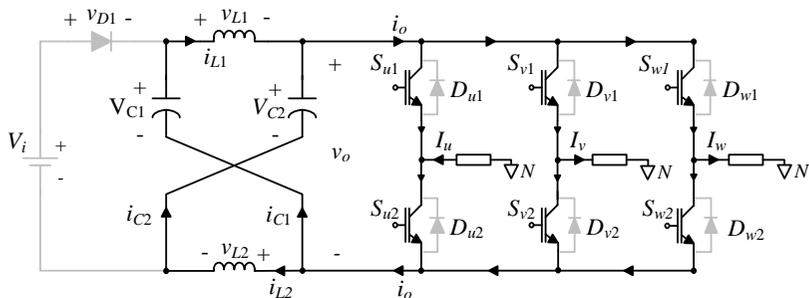


Fonte: produção do próprio autor.

8ª Etapa de operação (t_7-t_8)

Essa etapa de operação é caracterizada pelo vetor de curto-circuito (*shoot-through*). Ela pode ser visualizada na Figura 25, onde todas as chaves são comandadas a conduzir simultaneamente. Essa etapa é idêntica a 3ª etapa que foi vista anteriormente, por esse motivo, todas as considerações feitas antes podem ser empregadas para esse caso.

Figura 25 – 8ª Etapa de operação.

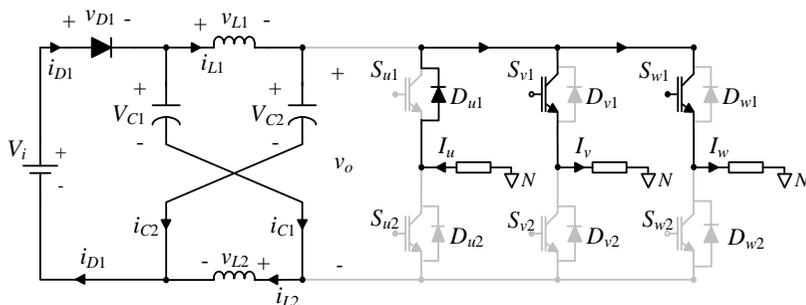


Fonte: produção do próprio autor.

9ª Etapa de operação (t_8-t_9)

Segue o mesmo raciocínio discutido na 7ª etapa de operação. As três chaves superiores do inversor recebem comando para conduzir como pode ser visto na Figura 26. Todas as considerações do circuito e os equacionamentos nos componentes nesse caso são idênticos a 7ª etapa.

Figura 26 – 9ª Etapa de operação.

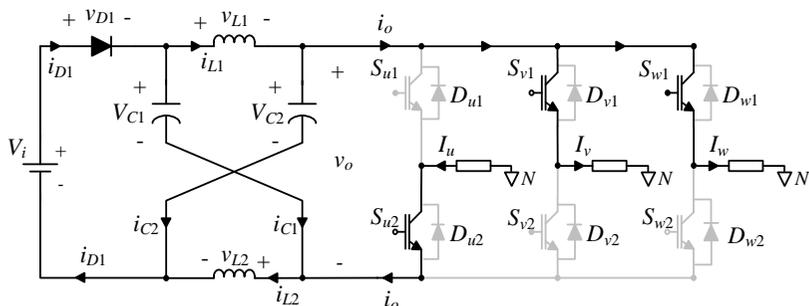


Fonte: produção do próprio autor.

10ª Etapa de operação (t_9-t_{10})

Pode ser visualizado na Figura 27, segue o mesmo raciocínio discutido na 6ª etapa, onde os interruptores S_{u2} , S_{v1} e S_{w1} são comandados a conduzir. Todas as considerações do circuito e os equacionamentos nos componentes nesse caso são idênticos a 6ª etapa.

Figura 27 – 10ª Etapa de operação.

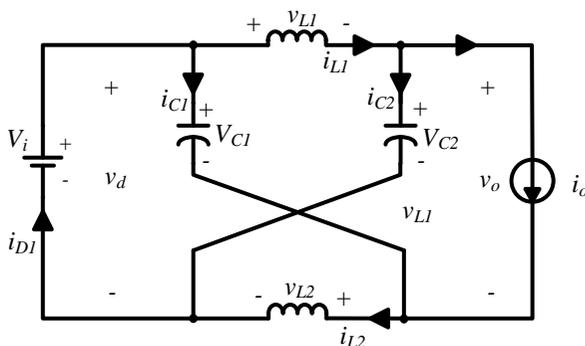


Fonte: produção do próprio autor.

3.1.2 Ganho estático da malha Z

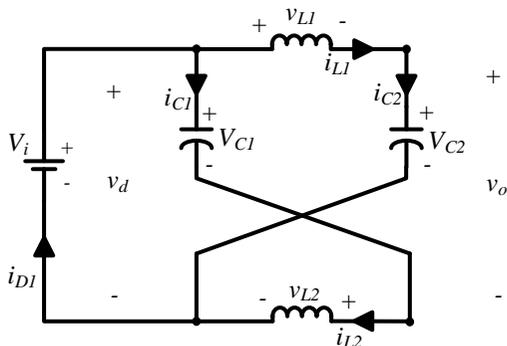
A Figura 28 mostra o inversor da Figura 12 sendo visto pelo barramento CC quando são aplicados os vetores ativos (V_1 à V_6). Durante esse período a carga consome energia da fonte e o inversor se comporta como uma fonte de corrente. Já na Figura 29 a fonte de corrente foi trocada por um circuito aberto, esse modelo surge quando se aplica os vetores de estado nulo (V_0 e V_7). Quando é aplicado um dos vetores de *shoot-through*, o barramento enxerga o inversor como se fosse um curto-circuito, esse fenômeno pode ser visto na Figura 30.

Figura 28 – Inversor visto pelo barramento CC durante os estados ativos.



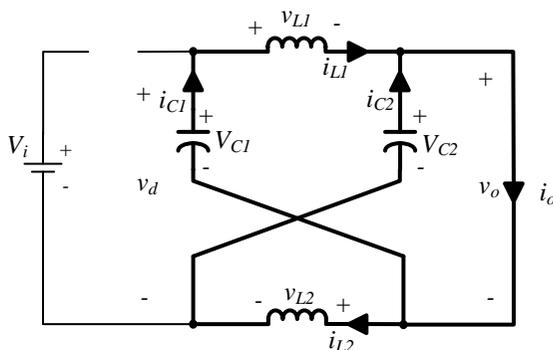
Fonte: produção do próprio autor.

Figura 29 – Inversor visto pelo barramento durante os estados nulos.



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 30 – Inversor visto pelo barramento durante *shoot-through*.



Fonte: produção do próprio autor.

Para deduzir o ganho estático da malha Z, deve-se fazer as seguintes considerações: os capacitores C_1 e C_2 devem ter a mesma capacitância C , assim como L_1 e L_2 devem possuir a mesma indutância L , assim a malha Z se torna simétrica. Dessa forma pode-se dizer que:

$$\begin{aligned} V_{C1} &= V_{C2} = V_C \\ v_{L1} &= v_{L2} = v_L \end{aligned} \quad (30)$$

V_C e v_L representam respectivamente as tensões nos capacitores e indutores da malha Z. Dado que a ponte inversora está em um dos estados de curto-circuito definido pelo intervalo t_{ST} dentro do período de comutação T_s , o circuito equivalente é dado por:

$$\begin{aligned}
v_L &= V_C \\
v_d &= 2V_C \\
v_o &= 0
\end{aligned} \tag{31}$$

Agora considerando que o inversor está em um dos seis estados ativos ou em um dos dois estados nulos durante um período $t_{(0-7)}$, tem-se:

$$\begin{aligned}
v_L &= V_i - V_C \\
v_d &= V_i \\
v_o &= V_C - v_L = 2V_C - V_i
\end{aligned} \tag{32}$$

Onde V_i é a tensão de barramento CC e $T_s = t_{(0-7)} + t_{ST}$. Supondo que o inversor esteja em regime permanente, a tensão média sobre o indutor deve ser nula, sendo assim:

$$V_L = \bar{v}_L = \frac{V_C \cdot t_{ST} + (V_i - V_C) \cdot t_{(0-7)}}{T_s} = 0 \tag{33}$$

$$\frac{V_C}{V_i} = \frac{t_{(0-7)}}{t_{(0-7)} - t_{ST}} \tag{34}$$

A expressão (34) apresenta o ganho estático dos capacitores da malha Z. A tensão na saída da malha Z é dada por:

$$\begin{aligned}
V_o &= 0, \rightarrow t = t_{ST} \\
V_o &= 2V_C - V_i, \rightarrow t = t_{(0-7)}
\end{aligned} \tag{35}$$

Substituindo (34) em (35) pode-se representar o ganho estático da malha Z, onde B é o fator *boost*:

$$V_o = \frac{T_s}{t_{(0-7)} - t_{ST}} V_i = B V_i \tag{36}$$

O fator *boost* pode ser reescrito em função da razão cíclica de curto-circuito D_{ST} :

$$B = \frac{T_s}{t_{(0-7)} - t_{ST}} = \frac{1}{1 - 2 \frac{t_{ST}}{T_s}} = \frac{1}{1 - 2D_{ST}} \tag{37}$$

A razão cíclica de curto circuito está limitada entre o valores de $0 \leq D_{ST} \leq 1$, portanto o fator *boost* está limitado em:

$$\begin{aligned} 1 \leq B < +\infty, \quad \text{para } 0 \leq D_{ST} < 0,5^- \\ -\infty < B \leq -1, \quad \text{para } 0,5^+ < D_{ST} \leq 1 \end{aligned} \quad (38)$$

Via de regra, na prática não é desejada uma tensão negativa na saída da malha Z em comparação à tensão no barramento CC, pois os interruptores não suportariam tal tensão, portanto, é possível ignorar o intervalo $0,5 \leq D_{ST} \leq 1$. Dessa forma os valores limites obtidos na prática é o intervalo delimitado entre $0 \leq D_{ST} \leq 0,5$. Nesse intervalo, quanto maior a razão cíclica de curto-circuito, maior será o fator *boost* e consequentemente maior será a tensão na saída da malha Z. No entanto deve-se entender que, para uma razão cíclica muito próxima ou igual a 0,5 a tensão na saída da malha Z assume valores extremamente elevados.

A tensão de pico de fase na carga do ZSI pode ser escrita como mostra a equação (39).

$$\hat{v}_{um} = m \frac{V_o}{2} \quad (39)$$

Sendo que a variável m representa o índice de modulação. Substituindo a equação (36) na equação (39), tem-se:

$$\hat{v}_{um} = mB \frac{V_i}{2} = B_B \frac{V_i}{2} \quad (40)$$

$$B_B = \frac{m}{1 - 2D_{ST}} \quad (41)$$

Logo, a amplitude na carga fica em função da tensão de barramento CC. O símbolo B_B é o produto do índice de modulação e o fator *boost*, ele é conhecido na literatura como fator *buck-boost*, pois o índice de modulação é uma constante que aplica função *buck* na carga do inversor.

3.1.3 Indutância e capacitância da malha Z

Para um inversor de tensão tradicional VSI (*Voltage Source Inverter*) o capacitor de barramento CC é usado como fonte de tensão, sendo um elemento atenuador de ondulações e armazenador de energia. Para um inversor de corrente tradicional CSI (*Current Source Inverter*), o

indutor é um elemento que armazena energia e atenua a ondulação de corrente, podendo ser utilizado como uma fonte de corrente. A malha Z possui esses dois elementos como foi visto anteriormente. Para o caso do ZSI, essa malha tem o objetivo de armazenar e filtrar energia, sendo um filtro de segunda ordem que possui maior eficiência de atenuação de ondulações comparado com o capacitor do VSI e o indutor do CSI [11].

Os capacitores e indutores da malha Z geralmente são menores do que os inversores tradicionais [11].

Geralmente os dois indutores L_1 e L_2 são pequenos, próximos de zero. Isso faz com que a malha Z equivalente se reduza a dois capacitores (C_1 e C_2) em paralelo como no VSI tradicional. Considerando que o indutor é um elemento adicional do circuito que filtra e armazena energia, ele reduz a capacitância da malha Z quando comparado com o VSI tradicional.

O mesmo pode ser dito quando o projetista escolhe valores baixos para os capacitores (C_1 e C_2), os indutores da malha Z ficam em série, e adotam uma topologia similar a um CSI. Devido essas capacitâncias adicionais, a malha Z necessita de menos indutância comparado com o CSI tradicional.

3.2 MODULAÇÃO PWM PARA ZSI TRIFÁSICO

Após a publicação de [10] e [11] respectivamente em 2002 e 2003, muitos trabalhos foram realizados quanto as técnicas de modulação PWM para o ZSI, entre elas, as principais podem ser citadas: *boost* simples, máximo *boost* e máximo *boost* constante. O objetivo desta seção é realizar o estudo teórico que possibilite o entendimento dessas três modulações. Portanto, para cada técnica, os seguintes itens serão discutidos: princípio de funcionamento, relação entre fator *boost* e índice de modulação, relação entre fator *buck-boost* e índice de modulação, esforço de tensão sobre os interruptores, vantagens e desvantagens.

3.2.1 Técnica *boost* simples

Essa técnica é semelhante à técnica PWM senoidal empregada no VSI trifásico. As três referências senoidais são defasadas de cento e vinte graus e são comparadas com uma portadora triangular. Caso o sinal da referência de um braço for maior que a portadora triangular, o interruptor superior desse braço entra em condução [2].

Para o ZSI é necessário adicionar sinais que geram estados de curto-circuito. Esses estados não comprometem o funcionamento do

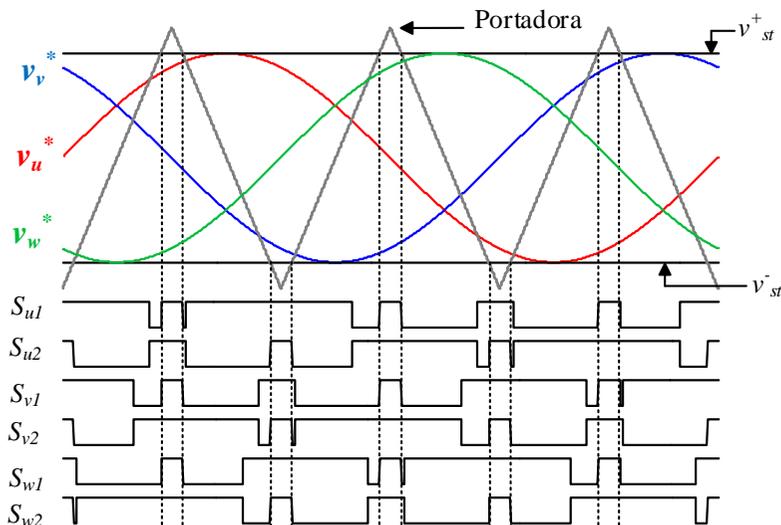
inversor, pois eles são empregados durante os vetores nulos sem afetar os vetores ativos, que são responsáveis em gerar tensão na carga.

Sabe-se que, quando a onda triangular é maior que o pico positivo ou menor que o pico negativo das referências senoidais v_u^* , v_v^* e v_w^* , ocorre o estado nulo na saída do inversor. Para gerar o estado de curto-circuito basta comparar com a portadora triangular os sinais v_{st}^+ e v_{st}^- , como pode ser visto na Figura 31. Dessa forma, v_{st}^+ é igual ao valor do pico positivo das três referências (v_u^* , v_v^* e v_w^*), enquanto que, v_{st}^- é igual ao valor de pico negativo das referências (v_u^* , v_v^* e v_w^*).

No instante em que a portadora triangular assume valores superiores a v_{st}^+ e inferiores a v_{st}^- o estado de curto-circuito é aplicado na saída. Entretanto, quando a portadora for inferior a v_{st}^+ e superior a v_{st}^- , a lógica PWM das tensões de referência v_u^* , v_v^* , v_w^* é aplicada.

Segundo a Figura 31, entre as retas tracejadas estão os estados de curto-circuito sendo aplicado no ZSI. Observa-se que o vetor de curto-circuito é aplicado durante o intervalo em que o inversor está entre os vetores nulos V_0 e V_7 . Se $m = 1$, as tensões v_{st}^+ e v_{st}^- estarão no pico da portadora triangular, para essa condição o tempo em que será aplicado o vetor de curto-circuito é zero. À medida que m diminui, mais distante v_{st}^+ e v_{st}^- estarão do pico da triangular, fazendo com que aumente o tempo de aplicação do vetor de curto-circuito. Com isso pode ser dito que, a razão cíclica D_{ST} é inversamente proporcional ao índice de modulação m .

Figura 31 - Técnica boost simples para ZSI.



Fonte: produção do próprio autor.

Segundo [12], existe uma relação que define a máxima razão cíclica dos vetores de curto-circuito em função do índice de modulação:

$$D_{ST} = 1 - m \quad (42)$$

Substituindo a expressão (42) nas expressões (37) e (41) é possível obter o fator *boost* e o fator *buck-boost* em função do índice de modulação:

$$B = \frac{1}{2m - 1} \quad (43)$$

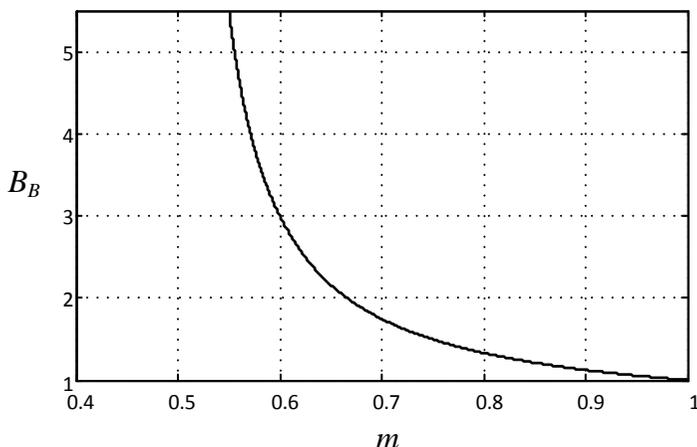
$$B_B = \frac{m}{2m - 1} \quad (44)$$

A curva da Figura 32 mostra o máximo ganho de tensão possível (fator *buck-boost*) em função do índice de modulação m . Segundo a curva, quando $m = 1$, o ganho de tensão na malha Z vale um. A área abaixo da curva é a região de operação para esse tipo de modulação. Para se produzir um alto ganho deve-se diminuir o índice de modulação, no entanto, um valor baixo de m aumenta a tensão sobre os interruptores. A tensão

máxima sobre os interruptores em função do índice de modulação é mostrada na equação (45).

$$V_s = BV_i = \frac{1}{2m-1} V_i \quad (45)$$

Figura 32 – Fator *buck-boost* em função do índice de modulação.

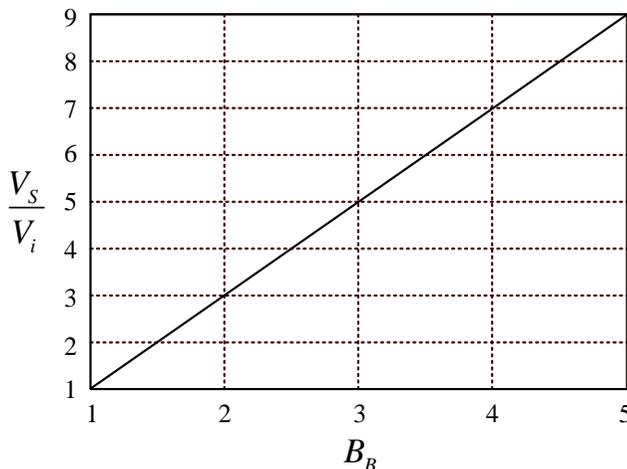


Fonte: produção do próprio autor.

A Figura 33 ilustra o gráfico da tensão sobre os interruptores em função do fator *buck-boost* (ganho na saída do inversor). O eixo vertical representa a tensão sobre o interruptor normalizada em relação à tensão de entrada V_i e o eixo horizontal representa o ganho na saída do inversor. Dado um ponto específico da curva, para gerar um ganho igual à três na saída do inversor, o esforço de tensão causado sobre os interruptores é na ordem de cinco vezes a tensão de entrada V_i . Supondo uma tensão de entrada V_i igual à 150V, o esforço sobre os semicondutores seria de 750V. Portanto, o uso dessa técnica de modulação causa grandes esforços de tensão nos dispositivos, dessa forma, o ganho do conversor está limitado pela tensão máxima que os dispositivos suportam. “De fato, essa é a maior desvantagem da modulação *boost* simples”.

A vantagem dessa técnica é a facilidade de implementação do algoritmo de modulação, pois a única diferença entre ela e a modulação PWM senoidal tradicional é a inserção dos sinais v_{sf}^+ e v_{sf}^- .

Figura 33 – Tensão sobre os interruptores em função do ganho para modulação boost simples.



Fonte: produção do próprio autor.

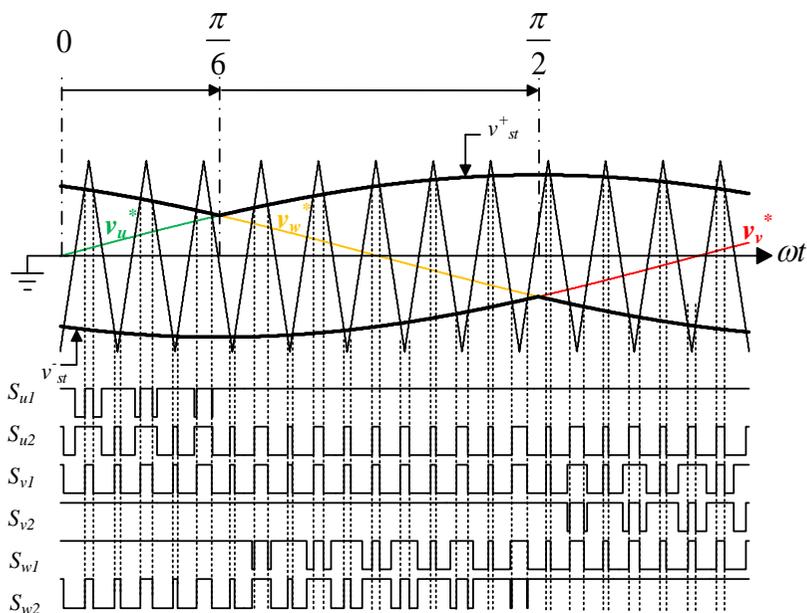
3.2.2 Técnica máximo boost

Na seção anterior foi visto que a técnica *boost* simples é capaz de produzir um alto ganho de tensão na saída do inversor, no entanto, ele é limitado pelo nível de estresse que os semicondutores suportam entre os seus terminais. O ganho de tensão na saída do inversor (fator *buck-boost*) é definido pela multiplicação entre o índice de modulação e o fator *boost*, ou seja, $B_B = mB$. Da mesma forma, o esforço de tensão sobre os semicondutores é definido por $V_S = BV_i$. Portanto, pode-se dizer que, para diminuir o estresse de tensão sobre os semicondutores sem alterar o ganho da malha Z é necessário aumentar m e diminuir B [12]. Além disso, os vetores de curto-circuito V_{ST} não substituem completamente os vetores nulos V_0 e V_7 , ou seja, a razão cíclica de curto-circuito D_{ST} não opera no valor máximo para um determinado índice de modulação m .

Com o objetivo de superar esses problemas foi elaborada uma técnica de modulação na qual o vetor de curto-circuito substitui completamente os vetores nulos, consequentemente aumentando a razão cíclica D_{ST} para um dado índice de modulação m , sem alterar a tensão de saída. Essa técnica ficou conhecida na literatura como modulação máximo *boost* [12].

A técnica de modulação PWM máximo *boost* pode ser visualizada na Figura 34, ela é similar a modulação PWM boost simples. Porém, nesse caso o sinal v_{st}^+ é caracterizado por ser a referência de maior amplitude, ou seja, $v_{st}^+ = \max(v_u^*, v_v^*, v_w^*)$. Seguindo o mesmo raciocínio, v_{st}^- é a referência que possui a menor amplitude, ou seja, $v_{st}^- = \min(v_u^*, v_v^*, v_w^*)$, [12]. Esse detalhe pode ser visualizado na Figura 34, onde ambos v_{st}^+ e v_{st}^- são as formas de onda em negrito. A lógica de chaveamento é igual à vista na modulação boost simples, quando o sinal da portadora for maior que v_{st}^+ ou menor que v_{st}^- , aplica-se o vetor de curto-circuito, caso contrário aplica-se a lógica tradicional de PWM senoidal.

Figura 34 – Técnica de modulação máximo boost.



Fonte: Produção do próprio autor.

Observa-se que os vetores V_0 e V_7 foram substituídos pelos vetores de curto-circuito v_{st}^{uvw} sem alterar os vetores ativos do inversor. Mesmo que $m=1$, os sinais v_{st}^+ e v_{st}^- irão se cruzar com a portadora triangular e consequentemente poderá haver vetor de curto-circuito no

ZSI. A medida que m é reduzido, v_{st}^+ e v_{st}^- ficam mais distantes do pico da portadora, sendo assim, maior será a razão cíclica D_{ST} .

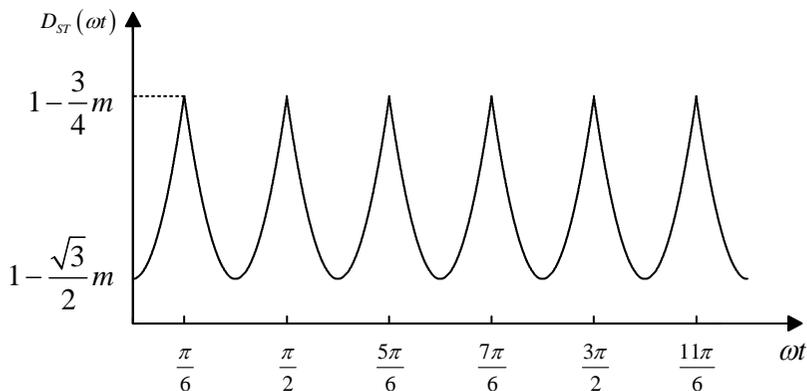
A razão cíclica de curto-circuito varia periodicamente em função de ωt , com período de $\pi/3$. Supondo que a frequência de chaveamento seja muito maior que a frequência das referências (u, v, w), a razão cíclica de curto-circuito em um intervalo ($\pi/6, \pi/2$) pode ser escrita como segue a equação abaixo [12]:

$$D_{ST}(\omega t) = \frac{2 - \left(m \cdot \sin(\omega t) - m \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right)}{2} \quad (46)$$

$$\text{para, } \frac{\pi}{6} < \omega t < \frac{\pi}{2}$$

A Figura 35 ilustra o comportamento da razão cíclica de curto-circuito em função de ωt . A frequência de D_{ST} é seis vezes maior que a frequência das tensões de referência v_u^* , v_v^* e v_w^* .

Figura 35 – Comportamento da razão cíclica D_{ST} em função de ωt .



Fonte: Produção do próprio autor.

O valor médio de D_{ST} pode ser calculado de acordo com a equação seguinte [12]:

$$\bar{D}_{ST} = \frac{\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} 2d\omega t - \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} m \cdot \sin(\omega t) d\omega t + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} m \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) d\omega t}{\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} 2d\omega t} \quad (47)$$

A partir de (47) é possível chegar em (48).

$$\bar{D}_{ST} = \frac{2\pi - 3\sqrt{3} \cdot m}{2\pi} \quad (48)$$

Onde:

\bar{D}_{ST} : Razão cíclica média de curto-circuito;
 m : Índice de modulação.

Substituindo (48) em (37), pode-se encontrar o valor médio do fator boost em função do índice de modulação m [12].

$$\bar{B} = \frac{\pi}{3\sqrt{3} \cdot m - \pi} \quad (49)$$

O esforço de tensão sobre os semicondutores pode ser escrito segundo a equação (50), [12].

$$\bar{V}_s = \bar{B} \cdot V_i = \frac{\pi}{3\sqrt{3} \cdot m - \pi} \cdot V_i \quad (50)$$

E o fator *buck-boost* obedece a equação (51), [12].

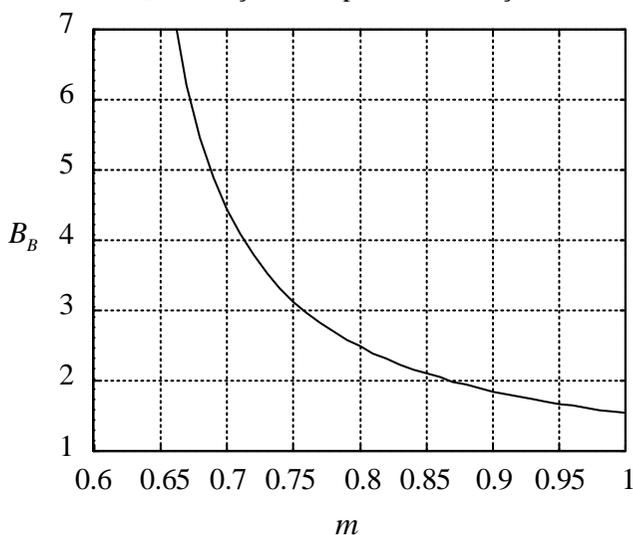
$$\bar{B}_B = \frac{\pi \cdot m}{3\sqrt{3} \cdot m - \pi} \quad (51)$$

A técnica de modulação máximo *boost* consegue gerar um ganho maior em relação a técnica *boost* simples, dado um mesmo valor de m . A Figura 36 ilustra a curva do fator *buck-boost* em função do índice de modulação para a técnica máximo *boost*. A região abaixo da curva é a possível região de operação do inversor. Pode-se observar que o inversor consegue gerar ganho mesmo quando o índice de modulação é igual a um.

A medida que se diminui m , o ganho do inversor aumenta e pode tender ao infinito quando m tende a $\frac{\pi}{3\sqrt{3}}$. Comparando com a Figura 32, a

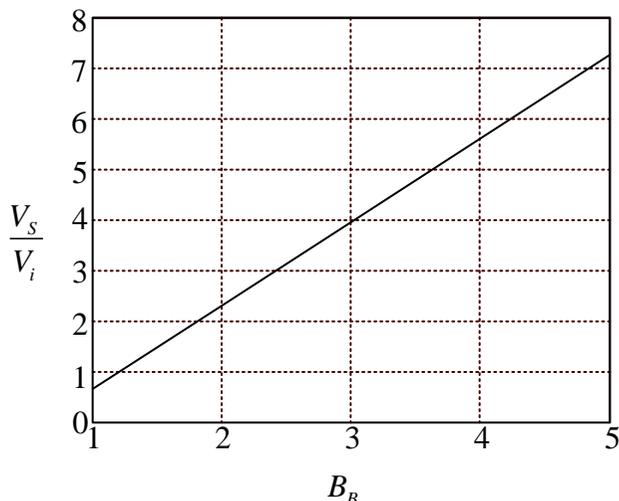
região de operação desse método de modulação é mais ampla. Para um mesmo ganho de tensão pode-se usar um valor maior de m , resultando em um menor esforço de tensão sobre os semicondutores. Figura 37 ilustra o esforço de tensão nos semicondutores em função do ganho do inversor. Comparando com o gráfico da Figura 33, o esforço de tensão é menor, isso significa que, para os mesmos semicondutores pode se utilizar ganho de tensão maior. Um outro ponto importante a se observar é o inversor operando com ganho unitário. Note que o esforço de tensão sobre os semicondutores é menor que a tensão de entrada.

Figura 36 – Fator B_B em função de m para a modulação máximo boost.



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 37 – Tensão sobre os semicondutores em função do ganho para modulação máximo boost.



Fonte: produção do próprio autor.

Embora a técnica de máximo boost consiga reduzir o esforço de tensão sobre os semicondutores e também aumentar o ganho da malha Z, deve-se ater a alguns casos. Devido ao comportamento oscilante de D_{ST} em função do tempo, surge na corrente do indutor e na tensão do capacitor, oscilação de baixa frequência indesejada [13]. Dependendo do requisito de carga, essa oscilação pode causar instabilidade no ZSI necessitando o uso de indutores maiores e mais volumosos. Ela também influencia na tensão de saída da malha Z, se não houver um método de controle adequado, pode surgir uma componente harmônica de baixa frequência indesejada na corrente da carga. Mais detalhes sobre esse efeito podem ser vistos em [13].

3.2.3 Técnica máximo boost constante

Com o objetivo de reduzir o volume e o custo da malha Z, foi necessário encontrar um método de modulação que elimine o comportamento oscilante da razão cíclica de curto-circuito. Dessa forma, foi proposta em [13], uma nova técnica de modulação que mantém a razão cíclica de curto-circuito constante e elimina as componentes oscilantes de baixa frequência. Simultaneamente, é possível ter um alto ganho dado um índice de modulação, que diminui o esforço de tensão sobre os

semicondutores. Essa nova técnica é conhecida na literatura como “máximo *boost* constante” [13]. A Figura 38 ilustra o esboço da técnica de máximo *boost* constante. Existem três referências de tensão senoidais V_a , V_b e V_c defasadas de 120° , e dois sinais de curto-circuito V_p e V_n . Quando a portadora triangular é maior que o sinal de curto-circuito superior (V_p) e menor que o sinal de curto-circuito inferior (V_n), aplica-se o vetor de curto-circuito. Caso contrário, é aplicado a lógica da modulação PWM senoidal tradicional. Os sinais V_p e V_n são periódicos e possuem frequência três vezes maior que a frequência da saída. A equação que descreve o comportamento de V_p e V_n é definido em dois períodos. Para o primeiro período as curvas podem ser representadas por:

$$V_p = m \cdot \sqrt{3} + m \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right), \text{ para } 0 < \theta < \frac{\pi}{3} \quad (52)$$

$$V_n = m \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right), \text{ para } 0 < \theta < \frac{\pi}{3} \quad (53)$$

Para o segundo período V_p e V_n podem ser representados por:

$$V_p = m \cdot \sin(\theta), \text{ para } \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3} \quad (54)$$

$$V_n = m \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - m \cdot \sqrt{3}, \text{ para } \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3} \quad (55)$$

A variável m representa o índice de modulação. Devido ao fato de que as curvas possuem uma distância constante que depende de $m\sqrt{3}$, a razão cíclica de curto-circuito também é uma constante e obedece a equação abaixo [13]:

$$D_{sr} = \frac{2 - m \cdot \sqrt{3}}{2} = 1 - \frac{m \cdot \sqrt{3}}{2} \quad (56)$$

Dessa forma, o fator *boost* pode ser escrito como [13]:

$$B = \frac{1}{m \cdot \sqrt{3} - 1} \quad (57)$$

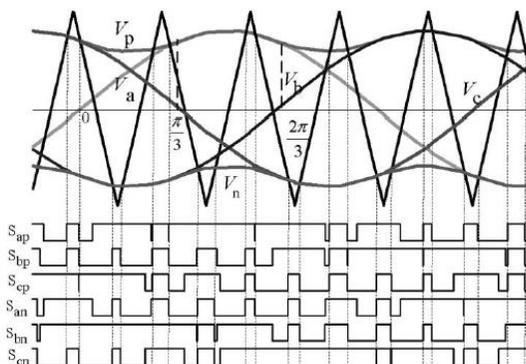
E o fator *buck-boost* como [13]:

$$B_B = \frac{m}{m \cdot \sqrt{3} - 1} \quad (58)$$

O esforço de tensão sobre os semicondutores é dado por:

$$V_S = B \cdot V_i \quad (59)$$

Figura 38 – Esboço da técnica de modulação máximo boost constante.



Fonte: [13].

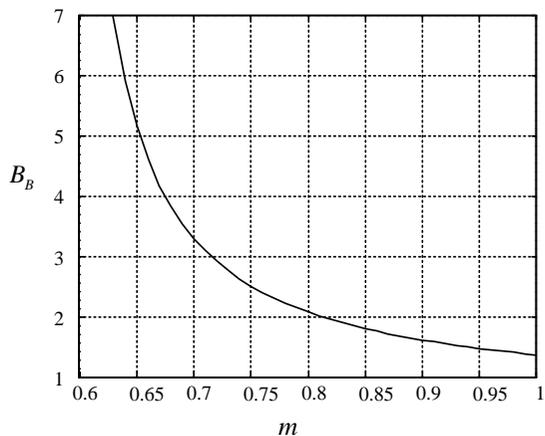
A curva do ganho de tensão (B_B) em função do índice de modulação (m) pode ser visualizada na Figura 39. É possível observar que o ganho tende ao infinito quando o índice de modulação se aproxima de $\sqrt{3}/3$. Essa modulação aplica um ganho na saída de aproximadamente 1,4 mesmo com o índice de modulação igual a um.

A Figura 40 ilustra a tensão máxima nos semicondutores (normalizada em relação a tensão de barramento V_i) em função do ganho do inversor. Analisando um ponto específico da curva, para um ganho na saída igual à 3, a tensão máxima nos semicondutores é aproximadamente 4,2 vezes a tensão de entrada V_i . Na técnica de máximo *boost* esse valor era igual à 4. Um outro ponto importante a se observar é o inversor operando com ganho unitário. Note que o esforço de tensão nos interruptores é menor que a tensão de entrada V_i , esse fenômeno também foi visto na técnica de máximo *boost*.

Em termos de esforço de tensão, a técnica de máximo *boost* constante apresenta valores ligeiramente superiores à técnica de máximo *boost*, no entanto, ele não tem problemas de oscilações de baixa

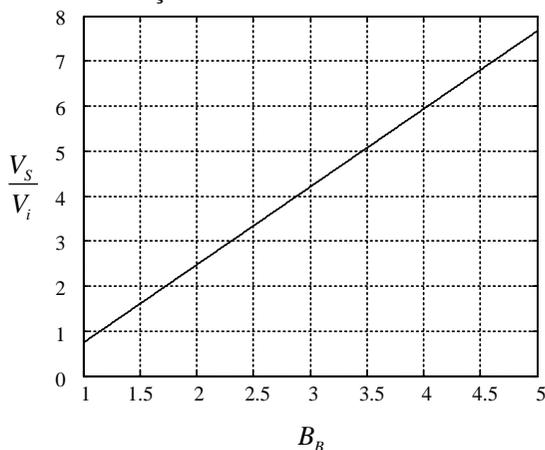
frequência nos elementos passivos da malha Z, tornando-a uma técnica de modulação quase promissora.

Figura 39 – Fator B_B em função de m para a modulação máximo boost constante.



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 40 – Tensão sobre os semicondutores em função do ganho para modulação máximo boost constante.



Fonte: produção do próprio autor.

3.2.4 Comparação entre as três técnicas

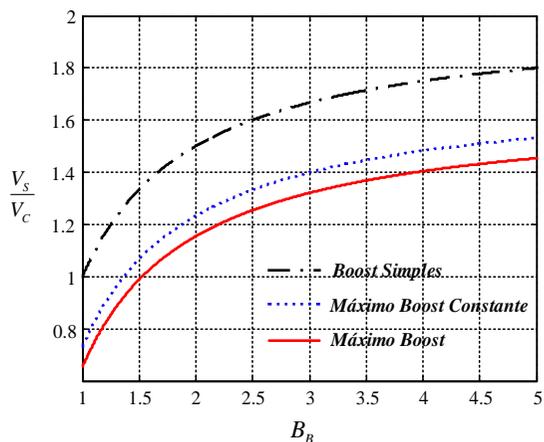
Foi realizado o estudo das três técnicas de modulação PWM convencionais para o inversor ZSI. No entanto, é importante fazer uma análise comparativa entre elas em relação ao ganho, ao índice de modulação e ao esforço de tensão sobre os semicondutores.

A Figura 41 ilustra o esforço de tensão em função do fator *buck-boost* do ZSI, para as técnicas de *boost* simples, de máximo *boost* e de máximo *boost* constante. A tensão V_S está sendo normalizada em relação a tensão do capacitor V_C . É possível observar que, para um mesmo valor do fator *buck-boost*, a modulação *boost simples* apresenta o maior estresse de tensão sobre os interruptores, e a modulação de máximo *boost* o menor estresse. A técnica de máximo *boost* constante causa um estresse ligeiramente maior comparado com à técnica de máximo *boost*.

Através da Figura 42 é possível concluir que, para um mesmo fator *buck-boost*, a técnica de máximo *boost* possui maior índice de modulação, ou seja, é necessário utilizar uma menor razão cíclica de curto-circuito D_{ST} para sintetizar as tensões na carga. Altos valores de índice de modulação são desejados, pois estão associados a menor taxa de distorção na tensão e corrente na saída do inversor [2].

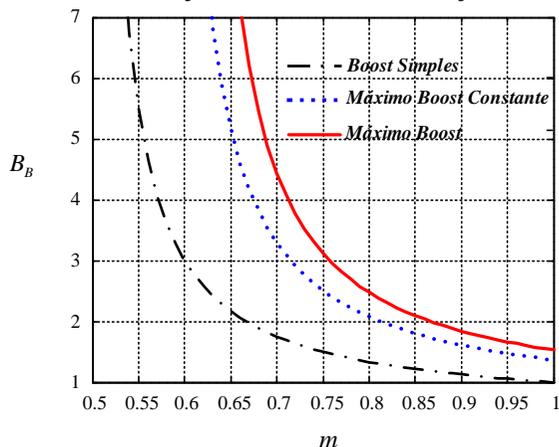
A técnica de máximo *boost* obtém o melhor resultado em termos de menor esforço de tensão e maior índice de modulação dado um mesmo fator *buck-boost*. No entanto, a técnica de máximo *boost* constante possui resultados ligeiramente similares. Pelo fato que a técnica de máximo *boost* possui a desvantagem relacionado às oscilações de baixa frequência que acarreta no aumento do volume, do peso e do custo do Inversor *Z-Source*, pode-se concluir que a modulação *máximo boost constante* é a mais apropriada entre as três técnicas.

Figura 41 – Comparação entre as técnicas de modulação: esforço de tensão normalizado em relação a tensão do capacitor (V_s/V_c) em função do fator *buck-boost*.



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 42 – Comparação entre as técnicas de modulação: fator *buck-boost* em função do índice de modulação m .



Fonte: produção do próprio autor.

3.3 CONCLUSÃO

Apresentou-se o Inversor Fonte de Impedância, conhecido na literatura como *Z-Source Inverter*. Foi visto que essa topologia possui uma malha de impedância entre a fonte de alimentação e o circuito principal do inversor, tornando possível fornecer energia à carga em forma de corrente e tensão. Essa malha também possibilita a aplicação do vetor de curto-circuito, que é responsável em realizar a função *boost* na saída do inversor.

Foram demonstradas as etapas de operação do ZSI, utilizando a modulação *boost* simples. Foi possível analisar as formas de ondas e as expressões matemáticas da tensão e da corrente em cada componente do inversor. Deduziu-se a equação que relaciona diretamente o fator *buck-boost* desejado e o tempo de aplicação dos estados de curto-circuito.

Foram estudadas as três técnicas de modulação bastante citadas na literatura que pode ser aplicado nesse inversor. Para cada técnica, encontrou-se uma expressão que relaciona o fator *buck-boost* com o índice de modulação. Verificou-se que cada método aplica um esforço de tensão diferente nos semicondutores. Foi realizado um estudo comparativo entre elas e conclui-se que a técnica de máximo *boost* obtém o melhor resultado em termos de menor esforço de tensão e maior índice de modulação dado um mesmo fator *buck-boost*. No entanto, a técnica de máximo *boost* constante possui resultados ligeiramente similares. Pelo fato que a técnica de máximo *boost* possui a desvantagem relacionado às oscilações de baixa frequência que acarreta no aumento do volume, do peso e do custo do Inversor Fonte Z, pode-se concluir que a modulação máximo *boost* constante é a mais apropriada entre as três técnicas.

4 CÁLCULO DE ESFORÇOS

Nesta seção é apresentado o equacionamento das correntes médias e eficazes nos semicondutores do inversor. Esse cálculo é importante para fazer o dimensionamento dos semicondutores e do dissipador de calor que será utilizado no projeto. A partir do cálculo das correntes é possível estimar o rendimento do inversor baseado nas perdas de potência de cada componente. É importante ressaltar que o equacionamento das correntes médias e eficazes mudam de acordo com a técnica de modulação adotada [14]. Dessa forma, os cálculos serão reproduzidos tendo como base a técnica de modulação *boost simples*.

Pelo fato que o ZSI possui característica simétrica de distribuição de corrente, é possível realizar o cálculo da corrente média e eficaz de apenas um único conjunto S_{u1} e D_{u1} . Para os demais semicondutores, basta aplicar os mesmos valores encontrados em S_{u1} e D_{u1} .

4.1 ESFORÇOS DE CORRENTE NOS INTERRUPTORES

A Figura 43 (a) ilustra o esboço da forma de onda da corrente que passa pelo interruptor S_{u1} . É possível observar que ela está em função da corrente “ i_u^+ ” (corrente na carga durante o semiciclo positivo), da função que define a razão cíclica do interruptor “ d_{Su1} ” e da corrente de curto-circuito “ i_{ST} ”. Observe que durante o semiciclo positivo a corrente no interruptor S_{u1} é a soma de $i_u^+ \cdot d_{Su1}$ com i_{ST} , e no semiciclo negativo a corrente em S_{u1} é composta apenas por i_{ST} .

As expressões que descrevem o comportamento da corrente na carga u durante o semiciclo positivo e o comportamento da razão cíclica do interruptor S_{u1} são dadas respectivamente pelas equações (60) e (61).

$$\begin{aligned} i_u^+(\theta) &= I_p \cdot \sin(\theta - \phi), \text{ para } \phi \leq \theta \leq \pi + \phi \\ i_u^+(\theta) &= 0, \text{ para } \phi + \pi \leq \theta \leq 2\pi + \phi \end{aligned} \quad (60)$$

$$d_{Su1}(\theta) = 1 - \frac{m}{2} + \frac{m}{2} \sin(\theta) \quad (61)$$

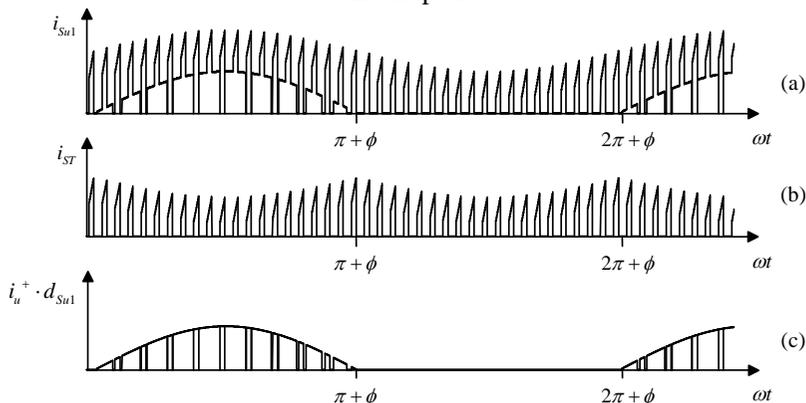
Onde:

I_p : corrente de pico da carga;

ϕ : defasagem entre a referência da tensão e a corrente da carga;

m : índice de modulação.

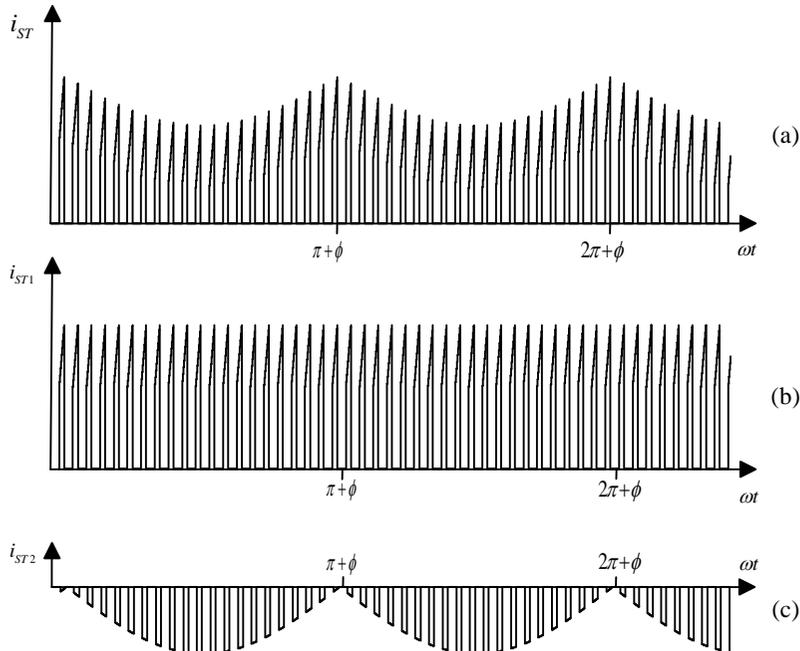
Figura 43 – Esboço da forma de onda da corrente no interruptor S_{u1} : (a) corrente no interruptor S_{u1} ; (b) corrente de curto-circuito i_{ST} e (c) semiciclo positivo da corrente i_u multiplicado pela razão cíclica do interruptor.



Fonte: produção do próprio autor.

Para calcular a corrente média e eficaz no interruptor S_{u1} , é necessário previamente, entender como a corrente de curto-circuito se comporta ao longo do tempo. A Figura 44 (a) ilustra o esboço dessa corrente. Observa-se que a corrente de curto-circuito é a soma de duas correntes pulsadas, i_{ST1} e i_{ST2} . A corrente i_{ST1} , Figura 44 (b), é igual à $\frac{2}{3}i_L$ nos instantes em que ocorrem o estado de curto-circuito e nula nos instantes em que não ocorrem o estado de curto-circuito. A corrente i_{ST2} , Figura 44 (c), é igual a $-\left|\frac{1}{2}i_u\right|$ nos instantes em que ocorrem o estado de curto-circuito e nula nos instantes em que não ocorrem o estado de curto-circuito. A frequência desses pulsos é dada pela frequência em que ocorre os vetores de curto-circuito, ou seja, duas vezes a frequência de chaveamento do inversor.

Figura 44 – Esboço da corrente de curto-circuito em função do tempo:
 (a) corrente curto-circuito i_{ST} ; (b) corrente i_{ST1} e (c) corrente i_{ST2} .



Fonte: produção do próprio autor.

4.1.1 Valor médio e eficaz da corrente de curto-circuito

Agora que já foi demonstrado que a corrente de curto-circuito é a soma de duas componentes pulsadas, é possível dar início ao processo de cálculo da corrente “média” e “eficaz” de curto-circuito. A corrente média de curto-circuito é igual à soma entre o valor médio de i_{ST1} com o valor médio de i_{ST2} como mostra a expressão abaixo:

$$(i_{ST})_{med} = (i_{ST1})_{med} + (i_{ST2})_{med} \quad (62)$$

Onde:

$(i_{ST})_{med}$: valor médio da corrente curto-circuito

$(i_{ST1})_{med}$: valor médio da corrente de curto-circuito 1.

$(i_{ST2})_{med}$: valor médio da corrente de curto-circuito 2.

É possível definir o valor médio de i_{ST1} utilizando a expressão (63).

$$(i_{ST1})_{med} = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{t_{ST}}{2}} \frac{2}{3} i_L \cdot dt = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{t_{ST}}{2}} \frac{2}{3} \cdot \left(\frac{V_c}{L} t + \frac{P_{out}}{V_i} - \frac{V_c}{L} \frac{t_{ST}}{4} \right) \cdot dt \quad (63)$$

Onde:

T_s : período de chaveamento;

V_c : tensão no capacitor da malha Z;

L : indutância da malha Z;

P_{out} : potência do inversor;

V_i : Tensão no barramento de entrada;

t_{ST} : tempo do vetor de curto-circuito em um período de chaveamento.

Resolvendo a integral é possível chegar no resultado abaixo:

$$(i_{ST1})_{med} = \frac{2}{3} \frac{P_{out}}{V_i} \cdot \frac{t_{ST}}{T_s} = \frac{2}{3} \frac{P_{out}}{V_i} \cdot D_{ST} = \frac{2}{3} \cdot (i_L)_{med} \cdot D_{ST} \quad (64)$$

Pode-se concluir que o valor médio de i_{ST1} é igual à dois terços do valor médio da corrente no indutor multiplicado pela razão cíclica D_{ST} .

Analisando a Figura 44 (c) pode-se concluir que o valor médio i_{ST2} é dado por:

$$(i_{ST2})_{med} = \frac{D_{ST}}{\pi} \int_{\phi}^{\phi+\pi} -\frac{I_P}{2} \sin(\theta - \phi) \cdot d\theta \quad (65)$$

Onde:

D_{ST} : razão cíclica de curto-circuito;

I_P : corrente de pico na carga;

Sabendo o valor médio de i_{ST1} e i_{ST2} , basta substituir esses valores na equação (62) para encontrar o valor médio da corrente de curto-circuito.

Para deduzir $(i_{ST})_{ef}$ da corrente de curto-circuito é necessário analisar o princípio básico do valor eficaz de uma função qualquer. Supondo que exista uma corrente i_1 , e que essa corrente é igual à soma de i_2 mais i_3 , como mostra a expressão (66).

$$i_1 = i_2 + i_3 \quad (66)$$

Por definição, o valor eficaz de i_1 é dado por:

$$(i_1)_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_1^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_2 + i_3)^2 dt} \quad (67)$$

Aplicando a regra do quadrado da soma de dois termos, é possível reescrever a equação (67) da seguinte forma:

$$(i_1)_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_2^2 \cdot dt + \frac{1}{T} \int_0^T 2 \cdot i_2 \cdot i_3 \cdot dt + \frac{1}{T} \int_0^T i_3^2 \cdot dt} \quad (68)$$

Analisando a equação (68) é possível chegar à seguinte conclusão: o primeiro termo da equação é equivalente ao quadrado do valor eficaz de i_2 , o segundo termo da equação é equivalente a duas vezes o valor médio do produto entre i_2 e i_3 , e por fim, o terceiro termo da equação é equivalente ao quadrado do valor eficaz de i_3 . Parindo desse princípio, será calculado a corrente eficaz de curto-circuito.

Como no caso anterior, deve-se dividir i_{ST} em duas componentes: i_{ST1} e i_{ST2} . O valor eficaz de i_{ST1} pode ser escrito como:

$$(i_{ST1})_{ef} = \sqrt{\frac{i_{ST}}{T_S} \int_0^{\frac{i_{ST}}{2}} \left[\frac{2}{3} \cdot \frac{V_C}{L} \cdot \left(t + \frac{P_{out}}{V_i} - \frac{t_{ST}}{4} \right) \right]^2 \cdot dt} \quad (69)$$

O valor eficaz de i_{ST2} é dado por:

$$(i_{ST2})_{ef} = \sqrt{\frac{D_{ST}}{\pi} \int_{\phi}^{\phi+\pi} \left[-\frac{I_P}{2} \cdot \sin(\theta - \phi) \right]^2 \cdot d\theta} \quad (70)$$

O valor médio do produto entre i_{ST1} e i_{ST2} é dado por:

$$(i_{ST1} \cdot i_{ST2})_{med} = \frac{D_{ST}}{\pi} \int_{\phi}^{\phi+\pi} \left(\frac{2}{3} \cdot \frac{P_{out}}{V_i} \right) \cdot \left[-\frac{I_P}{2} \cdot \sin(\theta - \phi) \right] \cdot d\theta \quad (71)$$

Dessa forma, pode-se concluir que o valor eficaz da corrente de curto-circuito é dado por:

$$(i_{ST})_{ef} = \sqrt{(i_{ST1})_{ef}^2 + 2 \cdot (i_{ST1} \cdot i_{ST2})_{med} + (i_{ST2})_{ef}^2} \quad (72)$$

4.1.2 Valor médio e eficaz da corrente no interruptor S_{u1}

É possível utilizar o mesmo método de cálculo visto anteriormente para encontrar o valor médio e eficaz da corrente no interruptor. Segundo a Figura 43, a corrente no interruptor S_{u1} pode ser escrita como mostra a equação (73).

$$i_{Su1} = i_{ST} + i_u^+ \cdot d_{Su1} \quad (73)$$

Onde:

i_{Su1} : corrente no interruptor S_{u1} ;

i_{ST} : corrente de curto-circuito;

i_u^+ : corrente na carga u durante o semiciclo positivo (para o semiciclo negativo esse valor é zero);

d_{Su1} : função que define o comportamento da razão cíclica do interruptor S_{u1} .

O valor médio da corrente no interruptor é dado por:

$$(i_{Su1})_{med} = (i_{ST})_{med} + (i_u^+ \cdot d_{Su1})_{med} \quad (74)$$

Pelo fato que $(i_{ST})_{med}$ já foi calculado anteriormente, é necessário encontrar apenas o valor médio do produto $i_u^+ \cdot d_{Su1}$. Com base na Figura 43 (c), é possível deduzir que:

$$(i_u^+ \cdot d_{Su1})_{med} = \frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi+\phi} I_p \sin(\theta - \phi) \cdot \left[1 - \frac{m}{2} + \frac{m}{2} \sin(\theta) \right] \cdot d\theta \quad (75)$$

Substituindo o valor de $(i_{ST})_{med}$ junto com a equação (75) na equação (74), chega-se ao valor médio da corrente no interruptor S_{u1} .

Com base na mesma análise feita anteriormente, pode-se dizer que o valor eficaz da corrente no interruptor é dado por:

$$(i_{Su1})_{ef} = \sqrt{(i_{ST})_{ef}^2 + 2 \cdot (i_{ST} \cdot i_u^+ \cdot d_{Su1})_{med} + (i_u^+ \cdot d_{Su1})_{ef}^2} \quad (76)$$

Sendo que o valor eficaz de $i_u^+ \cdot d_{Su1}$ é igual à:

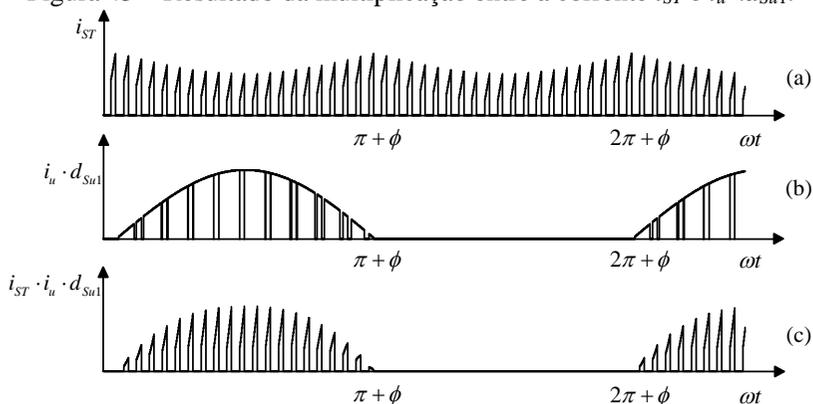
$$(i_u^+ \cdot d_{Su1})_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi+\phi} [I_p \sin(\theta - \phi)]^2 \cdot \left[1 - \frac{m}{2} + \frac{m}{2} \sin(\theta)\right] \cdot d\theta} \quad (77)$$

Para obter o valor médio de $i_{ST} \cdot i_u^+ \cdot d_{Su1}$ é necessário analisar a resultante desse produto e verificar como ela se comporta ao longo do tempo. A Figura 45 (a), (b) e (c) ilustra respectivamente as formas de ondas das correntes i_{ST} , $i_u^+ \cdot d_{Su1}$ e o resultado entre o produto de i_{ST} e $i_u^+ \cdot d_{Su1}$. Com base na Figura 45 (c), é possível concluir que o valor médio da corrente $i_{ST} \cdot i_u^+ \cdot d_{Su1}$, é dado por:

$$(i_{ST} \cdot i_u^+ \cdot d_{Su1})_{med} = \frac{D_{ST}}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi+\phi} \left[\frac{2 P_{out}}{3 V_{in}} - \frac{I_p}{2} \sin \pi(\theta - \phi) \right] \cdot I_p \sin(\theta - \phi) \cdot d\theta \quad (78)$$

Substituindo os resultados encontrados nas equações (72), (77) e (78) na equação (76) é possível encontrar o valor eficaz da corrente no interruptor S_{u1} .

Figura 45 – Resultado da multiplicação entre a corrente i_{ST} e $i_u^+ \cdot d_{Su1}$.



Fonte: produção do próprio autor.

4.2 ESFORÇO DE CORRENTE NOS DIODOS DE RODA LIVRE

A Figura 46 ilustra o esboço da corrente que circula pelo diodo D_{u1} . O diodo conduz apenas no semiciclo negativo. A equação que descreve essa forma de onda é dada por:

$$\begin{aligned} i_{D_{u1}} &= 0, \text{ para } \phi < \theta < \pi + \phi \\ i_{D_{u1}} &= I_p \cdot \sin(\theta - \phi) \cdot [1 - d_{Su1}(\theta - \pi)], \text{ para } \phi + \pi < \theta < 2\pi + \phi \end{aligned} \quad (79)$$

Onde:

$i_{D_{u1}}$: corrente no diodo D_{u1} ;

I_p : corrente de pico na carga;

$d_{Su1}(\theta - \pi)$: função que descreve a razão cíclica do interruptor S_{u1} defasada em π radianos.

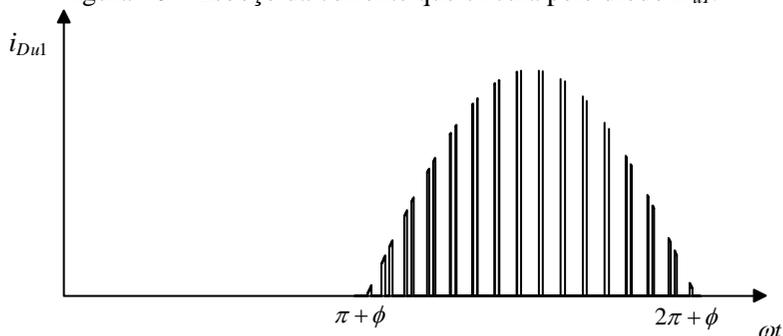
A equação (79) diz que $i_{D_{u1}}$ depende da corrente que circula pela carga e da razão cíclica do interruptor S_{u1} defasada de π radianos. Sabendo a equação que descreve a corrente que circula pelo diodo D_{u1} é possível realizar o cálculo do valor médio e eficaz da mesma.

4.2.1 Valor médio e eficaz da corrente no diodo D_{u1}

O valor médio e eficaz da corrente no diodo D_{u1} podem ser representados respectivamente pelas expressões (80) e (81).

$$(i_{D_{u1}})_{med} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi+\phi}^{2\pi+\phi} I_p \cdot \sin(\theta - \phi) \left[1 - \left(1 - \frac{m}{2} + \frac{m}{2} \cdot \sin(\theta - \pi) \right) \right] \cdot d\theta \quad (80)$$

$$(i_{D_{u1}})_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi+\phi}^{2\pi+\phi} [I_p \cdot \sin(\theta - \phi)]^2 \cdot \left[1 - \left(1 - \frac{m}{2} + \frac{m}{2} \cdot \sin(\theta - \pi) \right) \right] \cdot d\theta} \quad (81)$$

Figura 46 – Esboço da corrente que circula pelo diodo D_{u1} .

Fonte: produção do próprio autor.

4.3 ESFORÇOS DE CORRENTE NO DIODO D1

4.3.1 Valor médio e eficaz da corrente no Diodo D1

O valor médio da corrente no diodo D_1 é igual ao valor médio da corrente no indutor L da malha Z . Sabendo disso, é possível calcular o valor médio da corrente no diodo D_1 utilizando a seguinte expressão:

$$(i_{D1})_{med} = (i_L)_{med} = \frac{P_{out}}{V_i} \quad (82)$$

A corrente eficaz no diodo D_1 será calculada através de simulação numérica. Pois a expressão analítica que descreve o seu comportamento é muito complexa.

4.4 ESFORÇOS DE TENSÃO NOS SEMICONDUTORES

Como foi visto na seção 3.2, o esforço de tensão sobre os interruptores dependerá da técnica PWM a ser utilizada. A tensão de bloqueio nos diodos em antiparalelo e no diodo D_1 é igual à tensão máxima nos interruptores. Isso significa que é necessário calcular o esforço de tensão apenas no interruptor S_{u1} , e replicar para todos os elementos semicondutores do inversor.

O equacionamento que calcula a tensão máxima sobre os interruptores do Inversor Fonte Z foi visto na seção 3.2, portanto, não será necessário apresentá-lo novamente.

4.5 CONCLUSÃO

Nesta seção foi proposto um método de cálculo das correntes média e eficaz nos semicondutores do inversor, utilizando a modulação *boost* simples.

Observou-se que a corrente que circula pelo interruptor depende da corrente instantânea na carga e da corrente de curto-circuito. Foi visto que a corrente de curto-circuito pode ser dividida em duas componentes pulsadas que possuem frequência duas vezes a frequência de comutação. Sabendo disso, foi proposto um método para calcular o valor médio e eficaz da corrente de curto-circuito e da corrente total do interruptor.

Para o esforço da corrente no diodo de roda livre, foi utilizado o método que já é conhecido na literatura. Entretanto, não foi possível deduzir uma expressão matemática que descrevesse o comportamento da corrente que circula pelo diodo D_1 da malha Z. Dessa forma, não se obteve êxito em encontrar o seu valor eficaz, limitando-se apenas no valor médio.

Foi visto que o esforço de tensão no diodo D_1 é igual a tensão máxima sobre o interruptor.

Esse estudo proporcionou uma grande contribuição na literatura, pois não se encontrou nenhum documento que explicasse, de forma detalhada, a metodologia desses cálculos a modulação *boost* simples.

5 ANÁLISE DA MALHA Z

Todas as análises vistas até aqui, tiveram como ponto principal, os indutores da malha Z operando em condução contínua, com valor de corrente relativamente alta e com baixa ondulação [15]. Essas três características não são válidas em situações onde o fator de deslocamento na carga é baixo ou quando a indutância da malha Z é pequena [15]. Sob essas circunstâncias, a ondulação de corrente nos indutores da malha Z é alta e eles operam de forma descontínua. Isso faz com que apareçam novas etapas de operação que alteram toda a análises vistas até então. Dessa forma, o objetivo dessa seção é realizar o estudo do dimensionamento da malha Z, para que o ZSI opere em condição contínua.

5.1 DIMENSIONAMENTO DA MALHA Z

Para manter o ZSI trabalhando em condução contínua, independentemente da técnica de modulação, é necessário garantir que a todo instante, a corrente no indutor obedeça a seguinte relação [15]:

$$I_{L\min} > \frac{I_p}{2}, \quad \text{para } \cos(\phi) > \frac{1}{2}$$

$$I_{L\min} > \frac{I_p}{2} \cos\left(\phi - \frac{\pi}{3}\right), \quad \text{para } \cos(\phi) < \frac{1}{2}$$
(83)

Onde:

$I_{L\min}$: corrente mínima no indutor;

I_p : corrente de pico na carga;

$\cos(\phi)$: fator de deslocamento da carga;

Sabendo que a corrente mínima do indutor é dado por:

$$I_{L\min} = (i_L)_{med} - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{P_{out}}{V_i} - \frac{V_C}{L} \cdot \frac{t_{ST}}{4}$$
(84)

Onde:

P_{out} : Potência na carga;

V_i : Tensão do barramento CC de entrada;

V_C : Tensão no capacitor da malha Z;

L : Indutância da malha Z;

t_{ST} : tempo do vetor de curto-circuito dentro de um período de chaveamento.

Considerando que a carga possui um fator de deslocamento maior que 0,5; é possível reescrever a equação (83) da seguinte maneira:

$$\frac{P_{out}}{V_i} - \frac{V_c}{L} \cdot \frac{t_{ST}}{4} > \frac{I_p}{2} \quad (85)$$

Para a modulação *boost* simples o valor eficaz da tensão de fase é dado por:

$$(v_{un})_{ef} = \frac{m \cdot V_i}{2\sqrt{2} \cdot (2m-1)} \quad (86)$$

Sabendo disso, é possível definir a potência na saída em função do módulo da impedância de uma carga qualquer (indutiva, capacitiva ou puramente resistiva), do fator de deslocamento e do valor eficaz da tensão de fase.

$$P_{out} = \frac{3 \cdot (v_{un})_{ef}^2 \cdot \cos(\phi)}{|Z|} = \frac{3 \cdot m^2 \cdot V_i^2 \cdot \cos(\phi)}{8 \cdot (2m-1)^2 \cdot |Z|} \quad (87)$$

A corrente de pico na carga é dada por:

$$I_p = \frac{\sqrt{2} \cdot (v_{un})_{ef}}{|Z|} = \frac{m \cdot V_i}{2 \cdot (2m-1) \cdot |Z|} \quad (88)$$

Substituindo as expressões (34), (87) e (88) em (85) e realizando algumas manipulações algébricas é possível chegar na seguinte conclusão:

$$L \geq \frac{2 \cdot (m-1) \cdot t_{ST} \cdot |Z|}{3 \cdot m \cdot \cos(\phi) - 2 \cdot (2m-1)} \quad (89)$$

Para manter o inversor operando em condução contínua, a indutância da malha Z deve ser dimensionada obedecendo a expressão (89). A indutância L depende do índice de modulação, do tempo em que é aplicado o vetor de curto-circuito, do módulo da impedância de carga e do fator de deslocamento da carga.

Utilizando o mesmo raciocínio, é possível definir a indutância mínima da malha Z para um fator de deslocamento menor que 0,5. Esse valor é mostrado na equação (90).

$$L \geq \frac{2 \cdot (m-1) \cdot t_{ST} \cdot |Z|}{3 \cdot m \cdot \cos(\phi) - 2 \cdot (2m-1) \cdot \cos\left(\phi - \frac{\pi}{3}\right)} \quad (90)$$

Todo princípio de funcionamento do ZSI foi deduzido levando em consideração que a ondulação de tensão nos capacitores da malha Z possuem valores desprezíveis quando comparado com às oscilações da corrente nos indutores da malha Z [2]. Para que isso ocorra, os capacitores devem ser dimensionados de tal maneira que, sejam capazes de armazenar uma quantidade de energia muito maior que os indutores da malha Z. Na prática, se utiliza uma relação de cem vezes maior, como é mostrado na equação abaixo [2]:

$$E_C \geq 100E_L \rightarrow C \frac{v_C^2}{2} \geq 100 \cdot L \frac{i_L^2}{2} \quad (91)$$

Onde E_C e E_L representam respectivamente, as energias armazenadas nos capacitores e indutores da malha Z. Isolando a variável C na inequação (91), e substituindo i_L e v_C pelos seus respectivos valores médios, é possível obter a capacitância mínima da malha Z como mostra a expressão (92).

$$C \geq \frac{225}{16} \cdot L \cdot \left[\frac{m \cdot \cos(\phi)}{(2m-1) \cdot |Z|} \right]^2 \quad (92)$$

Portanto levando em conta o índice de modulação, o fator de deslocamento e o módulo da impedância de carga, é possível calcular a indutância e a capacitância da malha Z para que o Inversor Fonte Z opere em condução contínua. Lembrando que as equações (89), (90) e (92) são válidas apenas para a modulação “*boost simples*”. Nesse trabalho não será abordado as etapas de operação do inversor operando em condução descontínua, entretanto, é possível obter toda a fundamentação teórica em [15].

5.2 CONCLUSÃO

O princípio de funcionamento do Inversor Fonte de Impedância foi discutido partindo do princípio que ele operava em condução contínua, ou seja, a corrente nos indutores da malha Z nunca atingia o valor zero. Foi visto que, quando o fator de deslocamento da carga é baixo ou quando a indutância da malha Z é pequena, o inversor tende a operar em condução descontínua. Portanto, nessa seção julgou-se necessário o estudo do dimensionamento dos componentes passivos que compõem a malha Z.

Foi visto que, para manter a malha Z operando no modo de condução contínua, a corrente mínima no indutor deve ser maior que a metade da corrente máxima na carga, a qualquer instante. Partindo desse princípio, foi encontrada uma expressão que calcula a indutância mínima da malha Z. Sendo que, esse valor depende do índice de modulação, do tempo que é aplicado o vetor de curto-circuito de braço, do módulo da impedância da carga e do fator de deslocamento da carga.

E por fim, foi demonstrado o cálculo da capacitância da malha Z. Partiu-se do princípio que esses capacitores deveriam ter a capacidade de acumular uma energia cem vezes maior que os indutores. Se essa relação for respeitada, a ondulação de tensão nos capacitores da malha Z será desprezível.

6 SIMULAÇÃO DO INVERSOR

Com o intuito de comprovar o estudo teórico do Inversor Fonte Z foi realizado a simulação através do software PSIM®. A técnica de controle utilizada foi a modulação PWM *boost* simples em malha aberta. Os parâmetros da simulação estão sendo mostrados na Tabela 2. A capacitância de $940\mu F$ pode ser obtida através da associação em paralelo de dois capacitores de $470\mu F$.

Tabela 2 – Parâmetros da simulação.

Parâmetro	Descrição	Valor
V_i	Tensão do barramento de entrada	150V
f_s	Frequência de chaveamento	10kHz
C	Capacitância da malha Z	940 μF
L	Indutância da malha Z	1mH
R_L	Resistência da carga	31 Ω
L_L	Indutância da carga	16mH
P_{out}	Potência de saída	1521W

Fonte: produção do próprio autor.

O objetivo é alimentar uma carga trifásica conectada em estrela com uma tensão eficaz de fase de 127V e frequência de 60Hz. Para isso, o valor do índice de modulação deve ser igual à 0,631 e a razão cíclica de curto-circuito igual à 0,369. Com estes parâmetros é possível chegar aos seguintes resultados teóricos:

Fator boost da malha Z:

$$B = \frac{1}{1 - 2D_{ST}} = \frac{1}{1 - 2 \cdot 0,369} = 3,816$$

Tensão na saída da malha Z:

$$v_o = B \cdot V_i = 3,816 \cdot 150 = 572,51V$$

Tensão no capacitor:

$$V_C = \frac{m}{2m - 1} V_m = \frac{0,631}{2 \cdot 0,631 - 1} \cdot 150 = 361,26V$$

Tensão de pico na fase u :

$$\hat{v}_{un} = m \cdot B \cdot \frac{V_i}{2} = 180,63 \text{ V}$$

Tensão eficaz na fase u :

$$(v_{un})_{ef} = \frac{\hat{v}_{un}}{\sqrt{2}} = \frac{180,63}{\sqrt{2}} = 127,73 \text{ V}$$

Corrente de pico na fase u :

$$\hat{i}_u = \frac{\hat{v}_{un}}{|Z|} = \frac{180,63}{31,58} = 5,88 \text{ A}$$

Corrente eficaz na fase u :

$$(i_u)_{ef} = \frac{\hat{i}_u}{\sqrt{2}} = 4,05 \text{ A}$$

Corrente média no indutor:

$$(i_L)_{med} = \frac{P_{out}}{V_{in}} = \frac{1521,15}{150} = 10,14 \text{ A}$$

6.1 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

A Figura 47 – (a) ilustra a forma de onda da tensão aplicada na fase u , através da modulação PWM boost simples. Ela está sendo representada por v_{un_ch} . Note que ela é chaveada e possui cinco níveis, isso ocorre devido à componente de modo comum. A forma de onda v_{un} que aparece na mesma figura, é o sinal v_{un_ch} que passou por um processo de filtragem. Os resultados de v_{un} podem ser visualizados na Tabela 3. Observe que o valor eficaz da tensão de fase está de acordo com o esperado, assim como o valor de pico, frequência e ângulo de defasagem.

As formas de onda das correntes nas cargas u , v e w podem ser visualizados na Figura 47 – (b). Elas estão defasadas de 120° uma da outra e possuem uma frequência de 60Hz. A tabela 4 mostra os resultados obtidos dessas formas de ondas. Pelo fato que a impedância da carga é de natureza RL (resistor em série com indutor), existe uma defasagem entre a tensão aplicada e a corrente gerada. Os valores eficazes das três correntes estão de acordo com o resultado esperado.

Tabela 3 – Resultados da forma de onda v_{un} .

Parâmetro	Descrição	Valor
$(v_{un})_{ef}$	Valor eficaz da tensão de fase	127,68V
\hat{v}_{un}	Valor de pico da tensão de fase	180,37V
F	Frequência	60Hz
ϕ	Ângulo de defasagem	0°

Fonte: produção do próprio autor.

Tabela 4 – Resultados das formas de ondas i_u , i_v e i_w .

Parâmetro	Descrição	i_u	i_v	i_w
\hat{i}	Valor de pico	5,88A	5,88A	5,88A
$(i)_{ef}$	Valor eficaz	4,05A	4,05A	4,05A
f	Frequência	60Hz	60Hz	60Hz
ϕ	Ângulo de defasagem	-11°	109°	-131°

Fonte: produção do próprio autor.

O comportamento da tensão na saída da malha Z pode ser visualizada na Figura 48 – (a), observe que ela é pulsada e possui uma frequência de 20KHz. Quando o inversor está aplicando o curto-circuito de braço, a tensão v_o é igual a zero, caso contrário, a tensão v_o é igual à 572,77V. O esforço de tensão sobre os interruptores é igual à tensão v_o .

A forma de onda da corrente no indutor da malha Z pode ser visualizada na Figura 48 – (b), ela também oscila com uma frequência de 20kHz e possui uma ondulação de 6,66A. É possível diminuir essa ondulação aumentando o valor da indutância da malha Z. A derivada de corrente no indutor é positiva quando o inversor está aplicando o curto-circuito de braço. Caso contrário, a derivada de corrente é negativa. Esse comportamento foi observado na seção 3.1.1, quando foi estudado as etapas de operação do Inversor Fonte Z.

A tensão no capacitor da malha Z (v_c) pode ser visualizada na Figura 48 – (c). Ela é contínua e possui uma amplitude de 361,38V. Na mesma figura está sendo mostrada a tensão do barramento de entrada V_i .

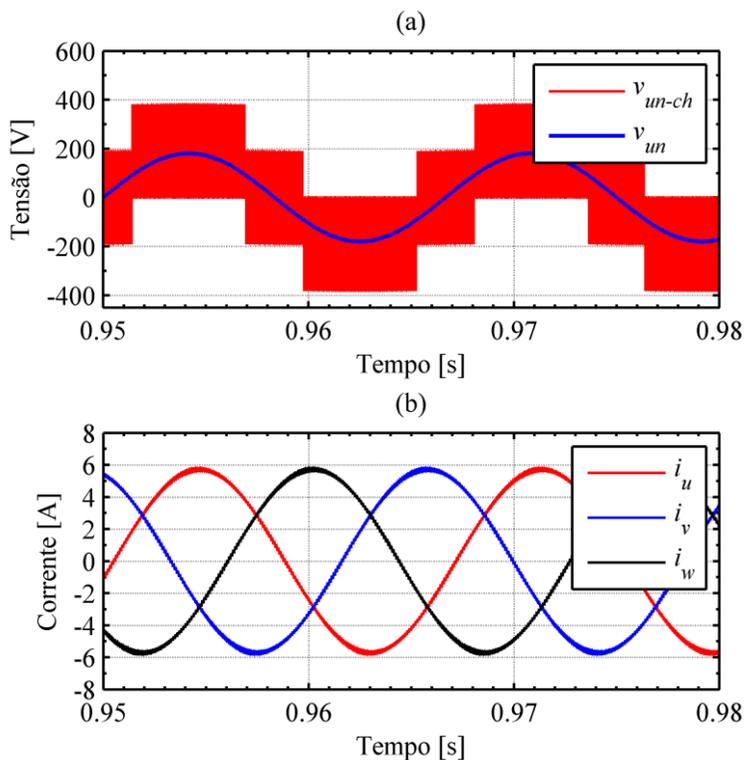
A Tabela 5 compara os resultados obtidos na simulação com os resultados teóricos, pode-se perceber que a diferença entre os resultados é mínima. Essa análise valida o funcionamento da topologia empregando a modulação boost simples.

Tabela 5 – Comparação entre os resultados teóricos e os simulados.

Parâmetro	Descrição	Teoria	Simulação
$(v_{un})_{ef}$	Tensão eficaz de fase	127,73V	127,68V
$(i_u)_{ef}$	Corrente eficaz de fase	4,05A	4,05A
v_o	Tensão na saída da malha Z	572,51V	572,77 V
V_C	Tensão no capacitor	361,26V	361,38V
B	Fator boost	3,816	3,818
$(i_L)_{med}$	Corrente média no indutor	10,14A	10,14A

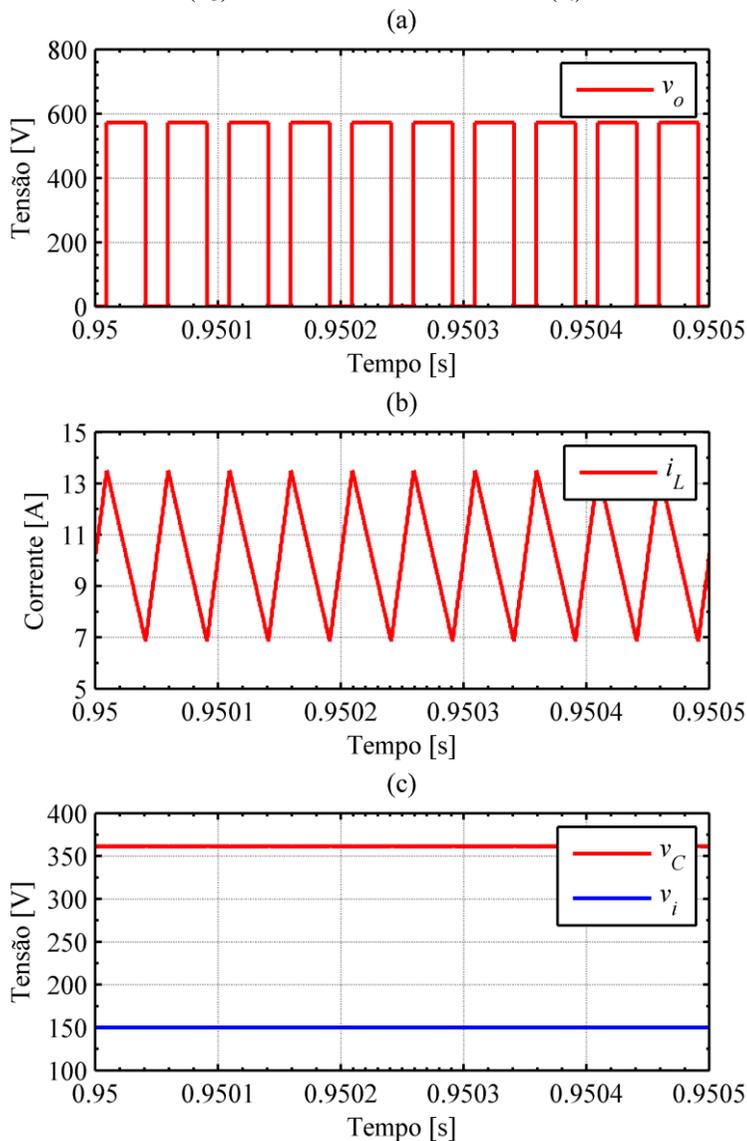
Fonte: produção do próprio autor.

Figura 47 – Formas de onda: (a) tensão de fase na carga u , (b) corrente nas cargas u , v e w .



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 48 – Formas de ondas: (a) Tensão na saída da malha Z (v_o); (b) corrente no indutor da malha Z (i_L); (c) tensão no capacitor da malha Z (v_C) e no barramento de entrada (v_i).



Fonte: produção do próprio autor.

Com o objetivo de comprovar a análise de esforço nos semicondutores do Inversor Fonte Z vista na seção 4, foi utilizado o software PSIM® para obter os resultados numéricos e comparar com os resultados teóricos. Os parâmetros de simulação são os mesmos apresentados na Tabela 2. A Tabela 6 ilustra os resultados da análise de esforço do interruptor S_{u1} , do diodo D_{u1} e do diodo D_1 . Observe que a diferença entre os resultados teórico e simulado é quase nula, portanto, é possível concluir que os equacionamentos mostrados na seção 4 são válidos. A corrente eficaz no diodo D_1 encontra-se em branco pois, não foi possível encontrar uma expressão analítica que descrevesse o comportamento da corrente que circula por ele.

Tabela 6 – Análise de esforço: comparação entre os resultados teóricos e simulados.

Parâmetro	Descrição	Teoria	Simulação
$(i_{S_{u1}})_{med}$	Corrente média no interruptor S_{u1}	3,51A	3,49A
$(i_{S_{u1}})_{ef}$	Corrente eficaz no interruptor S_{u1}	4,87A	4,84A
$(i_{D_{u1}})_{med}$	Corrente média no diodo D_{u1}	0,13A	0,13A
$(i_{D_{u1}})_{ef}$	Corrente eficaz no diodo D_{u1}	0,66A	0,67A
$(i_{D_1})_{med}$	Corrente média no diodo D_1	10,14A	10,20A
$(i_{D_1})_{ef}$	Corrente eficaz no diodo D_1	-----	13,27A

Fonte: produção do próprio autor.

6.2 CONCLUSÃO

Nessa seção foi realizada a simulação do Inversor Fonte de Impedância, através do software de interação numérica PSIM®. A técnica de controle utilizada foi a modulação PWM *boost* simples em malha aberta. Foram apresentadas as formas de onda nos principais pontos do inversor com o propósito de validar o estudo teórico. Os resultados obtidos na simulação ficaram dentro do esperado. Os erros não ultrapassaram 0,05%.

Também foi analisado esforços de corrente nos semicondutores do inversor. Os resultados obtidos convergiram com os esperados teoricamente. A corrente média no diodo D_{u1} apresentou o maior erro, ou seja, 1,51%. Essa foi a maior divergência obtidas entre a teoria e a simulação segundo o cálculo dos esforços de corrente.

7 ESTUDO EXPERIMENTAL DO INVERSOR

Para comprovar o estudo teórico e validar a técnica de modulação *boost* simples foi construído um protótipo em laboratório do inversor proposto. A Tabela 7 mostra a especificação do protótipo do Inversor Fonte Z.

Tabela 7 – Parâmetros do protótipo.

Parâmetro	Descrição	Valor
V_i	Tensão do barramento de entrada	150,00V
$(V_{un})_{ef}$	Tensão eficaz de fase	127,00V
P_{out}	Potência nominal ativa na saída	1520W
F	Frequência na saída	60Hz
f_s	Frequência de chaveamento	10kHz

Com base nas especificações de projeto foi construído um protótipo com os componentes disponíveis no laboratório. A Tabela 8 faz uma lista entre os principais utilizados, é importante ressaltar que, alguns deles estão superdimensionados pela própria disponibilidade de componentes do laboratório. A Figura 49 ilustra o protótipo que foi montado em laboratório. Foi utilizada linguagem de programação VHDL para elaborar a lógica de modulação *boost* simples. Sendo que, o dispositivo lógico programável utilizado foi o FPGA (Field Programmable Gate Array).

Figura 49 – Protótipo montado em laboratório.



Tabela 8 – Componentes utilizados para a construção do protótipo.

Componente	Fabricante (Modelo)	Modelo	Característica
Diodo da malha Z	Advanced Power Technology	APT30D100B	1000V 30A
Capacitor da malha Z	EPCOS	B43501525143	2*470uF 450V
Indutor malha Z	Blutrafos	Toroidal	1mH 25A
Interruptor e diodo	International Rectifier	IRG4PH50UD	1200V 24A
Driver	Semikron	SKHI20OPA	Driver duplo isolado com optoacoplador
Fonte do driver	Semikron	SKHIPS3	Fonte isolada de 15V
Dissipador	Semikron	P-400	Ventilação forçada 0,040°C/W
FPGA	Altera	Ciclone IV	-----

7.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os parâmetros de ensaio podem ser visualizados na Tabela 9. Lembrando que, foi utilizada a modulação *boost* simples como técnica de modulação PWM.

Tabela 9 – Parâmetro de ensaio do Inversor Fonte Z.

Parâmetro	Descrição	Valor
V_i	Tensão do barramento de entrada	150V
f_s	Frequência de chaveamento	10kHz
m	Índice de modulação	0,631
D_{ST}	Razão cíclica de curto-circuito	0,369
R_L	Resistência da carga	45Ω
L_L	Indutância da carga	16mH
P_{out}	Potência de saída	1067,42W

A Figura 50 (a) ilustra três formas de ondas: tensão na saída da malha Z (CH1), tensão no barramento de entrada (CH2) e a tensão no capacitor da malha Z (CH3). A tensão média no capacitor é igual à 362V e a tensão de barramento de entrada igual à 153V. Como esperado, a tensão na saída da malha Z é periódica e possui uma frequência de 20Khz. Ela oscila ente 0 à 576V, como foi observado na simulação, no entanto, é possível notar que ocorrem afundamentos e picos de tensão na saída da malha Z. Esses dois fenômenos não foram previstos na teoria e nem na simulação, entretanto, existem alguns fenômenos que ocorrem na prática que explicam esses dois problemas e que serão analisados com mais detalhes nos parágrafos seguintes.

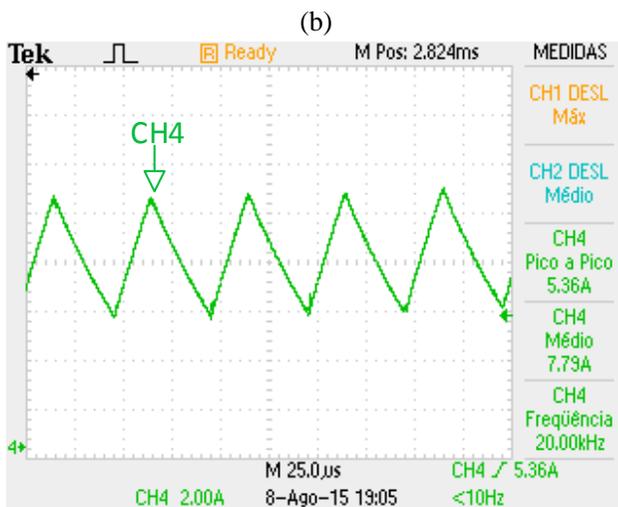
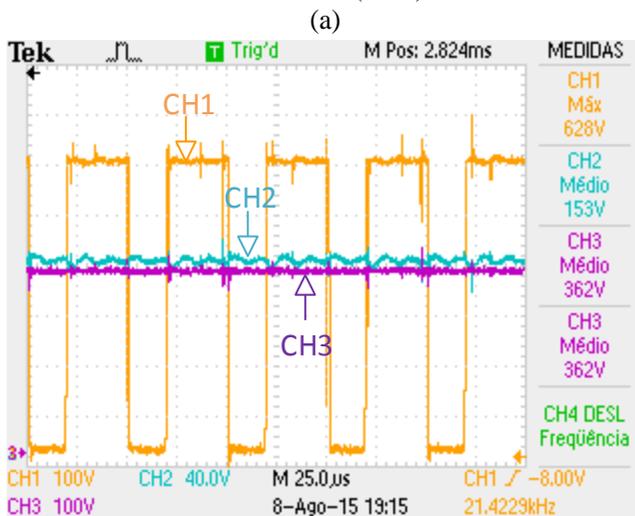
A Figura 50 (b) mostra a forma de onda da corrente no indutor da malha Z (CH4). A ondulação e o valor médio da corrente no indutor são respectivamente iguais à 5,36A e 7,79A. Sendo que, a frequência de oscilação da corrente é igual à 20kHz. É possível ver uma grande semelhança entre a forma de onda experimental e a obtida na simulação.

A Figura 51 – (a) mostra a tensão de fase aplicada na carga, observe que ela possui cinco níveis, como na simulação. A Figura 51 – (b) ilustra a queda de tensão no resistor da carga, o seu valor eficaz é de 126V. As correntes nas três fases podem ser visualizadas na Figura 52, observe que elas estão defasadas de 120° e possuem uma frequência aproximada de 60Hz. Pelo fato que as cargas não são equilibradas, existe uma leve diferença em seus respectivos valores eficazes. Sendo que a corrente eficaz das fases u, v e w, são iguais à 2,80A; 2,82A e 2,80A respectivamente. A Tabela 10 foi elaborada com o objetivo de comparar os resultados experimentais com os cálculos teóricos. É possível perceber que os dois resultados estão próximos, comprovando o estudo teórico.

Tabela 10 – Comparação entre os resultados teóricos e experimentais.

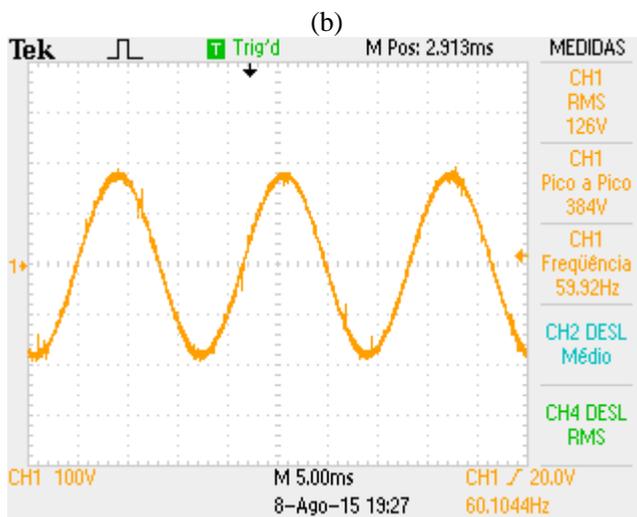
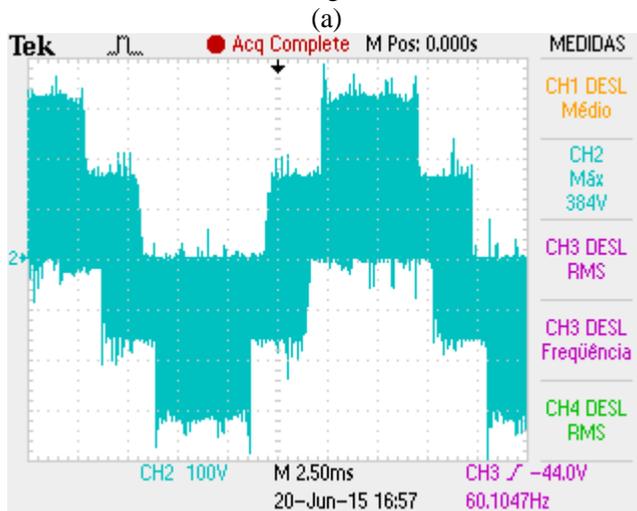
Parâmetro	Descrição	Teórico	Experimental
$(i_L)_{med}$	Corrente média no indutor da malha Z	7,12A	7,79A
Δi_L	Ondulação de corrente no indutor da malha Z	6,05A	5,36A
$(i_u)_{ef}$	Corrente eficaz na carga	2,81A	2,80A
$(v_{un})_{ef}$	Tensão eficaz na carga	127,73V	126V
v_o	Tensão máxima na saída da malha Z	572,52V	576,00V
$(v_C)_{med}$	Tensão média no capacitor da malha Z	361,26V	362,00V

Figura 50 – (a) tensão na saída da malha Z (CH1), tensão de entrada (CH2) e tensão no capacitor da malha Z (CH3); (b) corrente no indutor da malha Z (CH4).



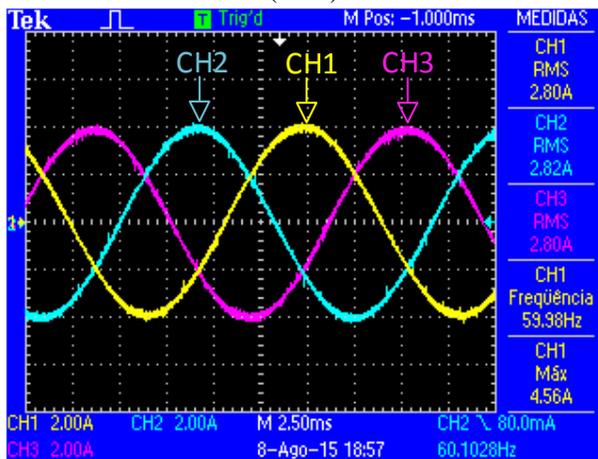
Fonte: produço do próprio autor.

Figura 51 – (a) tensão de fase na carga RL , (b) tensão no resistor da carga.



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 52 – Corrente na carga: fase u (CH1), fase v (CH2) e fase w (CH3).



Fonte: produção do próprio autor.

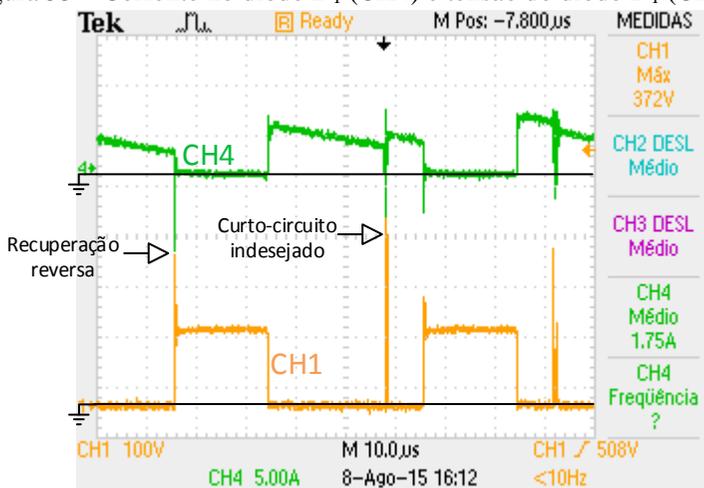
A corrente e a tensão no diodo D_1 estão sendo ilustradas na Figura 53 respectivamente por CH4 e CH1. Observe que existe o fenômeno de recuperação reversa nos instantes de bloqueio do semiconductor, fazendo com que o mesmo sofra sobretensão. Esse efeito deve ser analisado com cautela, pois poderia danificar o diodo, caso ele esteja dimensionado sem folga.

Analisando a Figura 53 também é possível observar que está ocorrendo o *shoot-through* nas etapas de operação onde o diodo deveria estar conduzindo, lembrando que o diodo D_1 sempre deve bloquear quando é aplicado o vetor V_{sr} . Embora esses estados indesejados de curto-circuito ocorram em um curto período de tempo, eles aplicam um alto esforço de tensão no diodo D_1 e nos interruptores do inversor. Ele também ocasiona os fenômenos de picos e afundamentos de tensão na saída da malha Z , como foi mostrado anteriormente.

Idealmente, o comando nos interruptores complementares deveria obedecer a forma de onda mostrada na Figura 54. Nos instantes de transição entre o vetor ativo para o nulo ou vice-versa, os interruptores não devem receber comando para conduzir simultaneamente. Essa regra também vale para a transição entre os vetores ativos. No entanto, na prática, existe um atraso nos sinais de comando, que está ocasionando o acionamento simultâneo dos dois interruptores complementares causando uma etapa de curto-circuito indesejada.

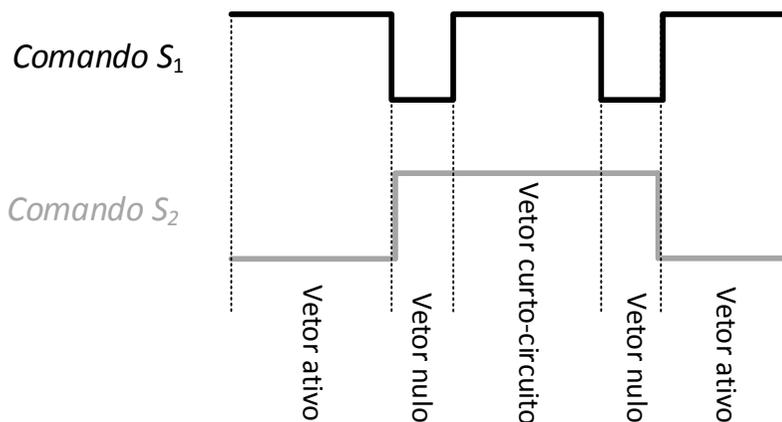
Esse fenômeno pode ser visualizado na Figura 55. O comando nos interruptores superior e inferior estão sendo representados respectivamente por CH2 e CH1. Sendo que, os sinais CH3 e CH4 representam respectivamente, a tensão e corrente no diodo D_1 . Os dois sinais iniciam a transição no mesmo instante, sendo que, em um determinado nível de tensão, eles se interseccionam possibilitando a condução dos interruptores complementares simultaneamente. Observe que, nesse ponto a corrente no diodo assume valor negativo devido a recuperação reversa e conseqüentemente a tensão possui picos abruptos. A Figura 56 mostra esse efeito com a escala de tempo reduzida para compreender melhor o instante de curto-circuito indesejado.

Figura 53 – Corrente no diodo D_1 (CH4) e tensão do diodo D_1 (CH1)



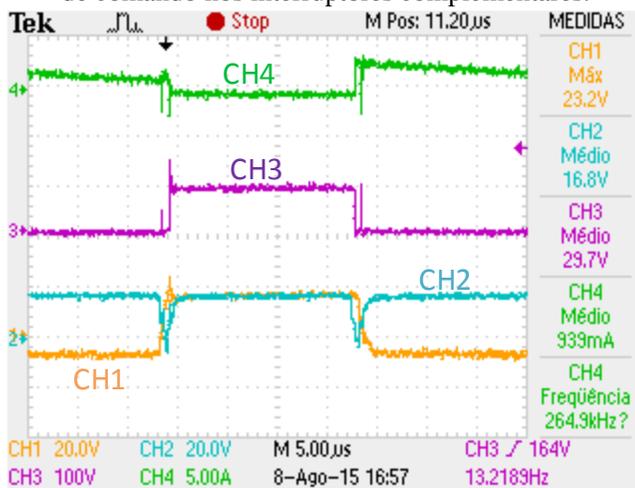
Fonte: produção do próprio autor.

Figura 54 – Comando nos interruptores complementares de uma fase qualquer do inversor.



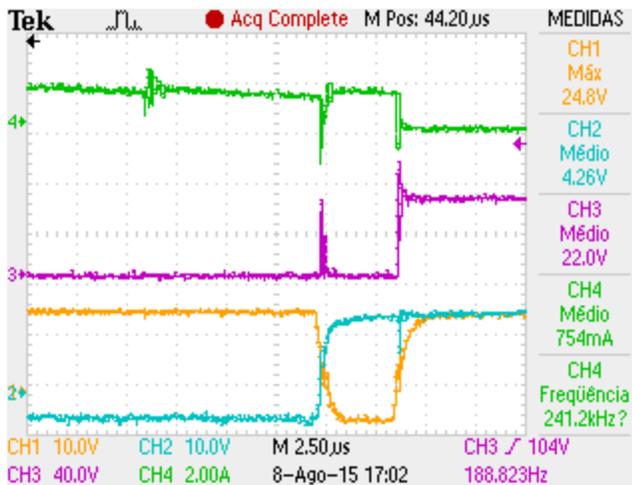
Fonte: produção do próprio autor.

Figura 55 – Curto-circuito de braço indesejado devido ao atraso do sinal de comando nos interruptores complementares.



Fonte: produção do próprio autor.

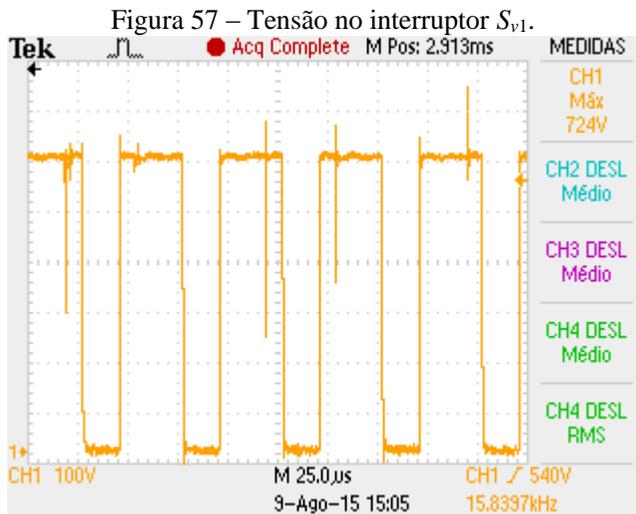
Figura 56 – Curto-circuito de braço indesejado com escala de tempo reduzida.



Fonte: produção do próprio autor.

A Figura 57 mostra a tensão sobre o interruptor S_{v1} do inversor. Teoricamente, a tensão sobre ele não deveria ultrapassar 572V, porém a tensão máxima em certos instantes é igual a 724V. O curto-circuito de braço indesejado causa um elevado estresse de tensão sobre os interruptores do inversor. Portanto, é extremamente importante monitorar a tensão sobre os semicondutores em ensaios com potências elevadas, pois esse efeito pode influenciar na integridade física dos interruptores do inversor. Esse foi o fator que limitou o autor a realizar o ensaio experimental utilizando a potência nominal que o inversor deveria fornecer.

Apesar da gravidade desse efeito, ele pode ser controlado aplicando tempo morto nos instantes em que os interruptores comutam entre os vetores ativos e nulos. Isso seria possível alterando o algoritmo de modulação. O efeito da recuperação reversa do diodo D_1 pode ser melhorado utilizando um diodo de *Silicon Carbide* (SiC). Os semicondutores construídos a partir desse material possuem tempo de recuperação reversa menor em relação ao de Silício e Germânio.



Fonte: produção do próprio autor.

A Figura 58 ilustra os dados que foram retirados na entrada do inversor através do analisador de potência. As variáveis medidas de cima para baixo representam, respectivamente: valor eficaz da tensão de entrada, valor eficaz da corrente de entrada, potência ativa na entrada, potência aparente na entrada, fator de potência de entrada, valor CC da tensão de entrada e o valor CC da corrente de entrada. A potência na entrada é igual a 1547,7W. A Figura 59 ilustra os dados que foram retirados na saída do inversor através do analisador de potência. Os grupos A (CH1), B (CH2) e C (CH3) representam respectivamente os dados referentes a carga u , v e w . As cargas u , v e w consomem respectivamente uma potência ativa de 348,59W, 358,79W e 353,46W. A diferença de potência em cada fase pode ser explicada em decorrência da carga não ser perfeitamente balanceada. A potência total de saída é igual à 1060,84W. Fazendo uma relação entre a potência de saída com a de entrada, é possível calcular um rendimento aproximado de 0,79.

Os interruptores e o diodo D_1 utilizados no protótipo poderiam ser substituídos por outros que possuem perdas de condução e comutação menores. A técnica de modulação poderia ser substituída por uma que utilize apenas um braço do inversor para realizar a etapa de *shoot-through*, esse procedimento também pode reduzir as perdas de condução e comutação do inversor. Um outro ponto de vista que poderia ter diminuído a eficiência do inversor foram os componentes passivos utilizados na

implementação da malha Z. Os indutores assim como os capacitores utilizados não estavam perfeitamente dimensionados para a aplicação, pois foram utilizados os componentes disponíveis em laboratório.

Embora essa análise ter mostrado um rendimento igual a 0,79, não se pode esquecer que o Inversor Fonte Z faz o papel dois conversores.

Figura 58 – Resultados na entrada do inversor.

GROUP A Ch1	GROUP B Ch2	GROUP C Ch3
Vrms 0.0000	Vrms 498.71 mV	Vrms 150.94 V
Arms 0.0000	Arms 0.0000	Arms 9.0807 A
Watt 0.0000	Watt 0.0000	Watt 1.3439 kW
VA 0.0000	VA 0.0000	VA 1.3706 kVA
PF 0.0000	PF 0.0000	PF 0.9806
Vdc 0.0000	Vdc -760.40 uV	Vdc 150.93 V
Adc 0.0000	Adc 0.0000	Adc 8.9037 A

Fonte: produção do próprio autor.

Figura 59 – Resultados na saída do inversor.

GROUP A Ch1		GROUP B Ch2		GROUP C Ch3	
Vrms	189.99	vVrms	192.56	vVrms	193.39
Arms	2.8675	AArms	2.9092	AArms	2.7557
Watt	348.59	Watt	358.79	Watt	353.46
VA	544.79	VA	560.19	VA	532.92
PF	0.6399	PF	0.6405	PF	0.6633
Vdc	-183.89	mV Vdc	-117.36	mV Vdc	-225.82
Adc	-4.1235	mA Adc	-10.189	mA Adc	-7.4991

Fonte: produção do próprio autor.

7.2 CONCLUSÃO

Foi realizado o estudo experimental do inversor através do protótipo construído em laboratório. O controle do inversor se deu em malha aberta e foi utilizado a técnica de modulação *boost* simples para comandar os interruptores. Foram mostradas as principais formas de onda do inversor. Levantou-se uma tabela comparativa entre os resultados teóricos e experimentais. Os resultados experimentais obtidos convergiram com os resultados teóricos. Através dessa análise foi possível validar o estudo teórico do Inversor Fonte Z.

Apesar dos resultados convergirem com mínima porcentagem de erros, foram vistos alguns fenômenos de sobretensão na saída da malha Z, no diodo D_1 e nos interruptores do inversor. Duas causas foram apontadas para esses problemas: recuperação reversa do diodo D_1 , e o curto-circuito de braço indesejado durante as transições entre vetores ativos e nulos. Os dois fenômenos afetam tanto o diodo D_1 assim como os interruptores. Esses efeitos limitou o ensaio com a potência nominal. No entanto, o problema de curto-circuito indesejado pode ser resolvido aplicando tempo morto durante as transições entre vetores nulos e ativos e o efeito da

recuperação reversa do diodo D_1 pode ser melhorado utilizando um diodo de *Silicon Carbide (SiC)*.

O inversor mostrou um rendimento baixo do esperado. Três causas foram apontadas para esse problema: os semicondutores do inversor, a modulação PWM utilizada e os elementos passivos da malha Z. O ponto de vista positivo dessa análise é que esses problemas têm soluções e podem servir como propostas para trabalhos futuros. Não se pode esquecer que o inversor Fonte Z faz o papel de dois conversores, a eficiência dele deve ser comparada com um conversor *boost* em cascata com um inversor de tensão convencional.

8 CONCLUSÕES GERAIS

Foi visto que a célula fotovoltaica é capaz de gerar energia a partir de fótons que incidem sobre a sua superfície. Foram estudadas as principais estruturas que compõe uma célula PV e também explicado como ocorre o efeito fotovoltaico dentro dela. Foi deduzida a expressão matemática que descreve o comportamento da célula PV, baseado no modelo SDM (*Single Diodo Model*). Foi demonstrado a curva que caracteriza o comportamento da célula fotovoltaica. Notou-se que essa curva possui uma relação não linear entre tensão e corrente, e de alguma forma, essa relação depende da temperatura e da irradiação solar que incide sobre a superfície da célula. Foi possível concluir que, dependendo do ponto de operação, a célula fotovoltaica pode se comportar como fonte de corrente ou fonte de tensão.

Apresentou-se o Inversor Fonte de Impedância, conhecido na literatura como *Z-Source Inverter*. Foi visto que essa topologia possui uma malha de impedância entre a fonte de alimentação e o circuito principal do inversor, tornando possível fornecer energia à carga em forma de corrente e tensão. Essa malha também possibilita a aplicação do vetor de curto-circuito, que é responsável em realizar a função *boost* na saída do inversor. Foram demonstradas as etapas de operação do ZSI, utilizando a modulação *boost* simples. Foi possível analisar as formas de ondas e as expressões matemáticas da tensão e da corrente em cada componente do inversor. Deduziu-se a equação que relaciona diretamente o fator *buck-boost* desejado e o tempo de aplicação dos estados de curto-circuito. Foram estudadas as três técnicas de modulação bastante citadas na literatura que pode ser aplicado nesse inversor. Para cada técnica, encontrou-se uma expressão que relaciona o fator *buck-boost* com o índice de modulação. Verificou-se que cada método aplica um esforço de tensão diferente nos semicondutores. Foi realizado um estudo comparativo entre elas e conclui-se que a técnica de máximo *boost* obtém o melhor resultado em termos de menor esforço de tensão e maior índice de modulação dado um mesmo fator *buck-boost*. No entanto, a técnica de máximo *boost* constante possui resultados ligeiramente similares. Pelo fato que a técnica de máximo *boost* possui a desvantagem relacionado às oscilações de baixa frequência que acarreta no aumento do volume, do peso e do custo do Inversor Fonte Z, pode-se concluir que a modulação *máximo boost constante* é a mais apropriada entre as três técnicas.

Foi proposto o método de cálculo das correntes média e eficaz nos semicondutores do inversor, utilizando a modulação *boost* simples. Observou-se que a corrente que circula pelo interruptor depende da

corrente instantânea na carga e da corrente de curto-circuito. Foi visto que a corrente de curto-circuito pode ser dividida em duas componentes pulsadas que possuem frequência duas vezes a frequência de comutação. Sabendo disso, foi proposto um método para calcular o valor médio e eficaz da corrente de curto-circuito e da corrente total do interruptor. Para o esforço da corrente no diodo de roda livre, foi utilizado o método que já é conhecido na literatura. Entretanto, não foi possível deduzir uma expressão matemática que descrevesse o comportamento da corrente que circula pelo diodo D_1 da malha Z. Dessa forma, não se obteve êxito em encontrar o seu valor eficaz, limitando-se apenas no valor médio. Foi visto que o esforço de tensão no diodo D_1 é igual a tensão máxima sobre o interruptor. Esse estudo proporcionou uma grande contribuição na literatura, pois não se encontrou nenhum documento que explicasse, de forma detalhada, a metodologia desses cálculos utilizando a modulação *boost* simples.

Foi visto que, quando o fator de deslocamento da carga é baixo ou quando a indutância da malha Z é pequena, o inversor tende a operar em condução descontínua. Portanto, julgou-se necessário o estudo do dimensionamento dos componentes passivos que compõem a malha Z. Foi visto que, para manter a malha Z operando no modo de condução contínua, a corrente mínima no indutor deve ser maior que a metade da corrente máxima na carga, a qualquer instante. Partindo desse princípio, foi encontrada uma expressão que calcula a indutância mínima da malha Z. Sendo que, esse valor depende do índice de modulação, do tempo que é aplicado o vetor de curto-circuito de braço, do módulo da impedância da carga e do fator de deslocamento da carga. Foi demonstrado o cálculo da capacitância da malha Z. Partiu-se do princípio que esses capacitores deveriam ter a capacidade de acumular uma energia cem vezes maior que os indutores. Se essa relação for respeitada, a ondulação de tensão nos capacitores da malha Z será desprezível.

Foi realizada a simulação do Inversor Fonte de Impedância, através do software de interação numérica PSIM®. A técnica de controle utilizada foi a modulação PWM *boost* simples em malha aberta. Foram apresentadas as formas de onda nos principais pontos do inversor com o propósito de validar o estudo teórico. Os resultados obtidos na simulação ficaram dentro do esperado. Os erros não ultrapassaram 0,05%. Também foi analisado os esforços de corrente nos semicondutores do inversor. Os resultados obtidos convergiram com os esperados teoricamente. A corrente média no diodo D_{u1} apresentou o maior erro, ou seja, 1,51%. Essa foi a maior divergência obtidas entre a teoria e simulação segundo o cálculo dos esforços de corrente.

Foi realizado o estudo experimental do inversor através do protótipo construído em laboratório. O controle do inversor se deu em malha aberta e foi utilizado a técnica de modulação *boost* simples para comandar os interruptores. Foram mostradas as principais formas de onda do inversor. Levantou-se uma tabela comparativa entre os resultados teóricos e experimentais. Os resultados experimentais obtidos convergiram com os resultados teóricos. Apesar dos resultados convergirem com mínima porcentagem de erros, foram vistos alguns fenômenos de sobretensão na saída da malha Z, no diodo D_1 e nos interruptores do inversor. Duas causas foram apontadas para esses problemas: efeito de recuperação reversa do diodo D_1 , e o curto-circuito de braço indesejado durante as transições entre vetores ativos e nulos. Os dois fenômenos afetam tanto o diodo D_1 assim como os interruptores. Esses efeitos limitou o ensaio com a potência nominal. No entanto, o problema de curto-circuito indesejado pode ser resolvido aplicando tempo morto durante as transições entre vetores nulos e ativos e o efeito da recuperação reversa do diodo D_1 pode ser melhorado utilizando um diodo de *Silicon Carbide (SiC)*. O inversor mostrou um rendimento baixo do esperado. Três causas foram apontadas para esse problema: os semicondutores do inversor, a modulação PWM utilizada e os elementos passivos da malha Z. O ponto de vista positivo dessa análise é que esses problemas têm soluções e podem servir como propostas para trabalhos futuros. Não se pode esquecer que o inversor Fonte Z faz o papel de dois converses, a eficiência dele deve ser comparada com um conversor *boost* em cascata com um inversor de tensão convencional.

A partir desse trabalho podem surgir novas propostas de estudos:

- ✓ Encontrar uma expressão que descreva o comportamento da corrente que circula pelo diodo da malha Z;
- ✓ Apresentar o cálculo de esforço de corrente nos interruptores utilizando as modulações máximo *boost* e máximo *boost* constante;
- ✓ Operar o inversor com as modulações máximo *boost* e máximo *boost* constante;
- ✓ Analisar e comparar o rendimento do inversor utilizando as três as diferentes técnicas de modulação;
- ✓ Operar o inversor em malha fechada;
- ✓ Operar o inversor utilizando painéis fotovoltaicos como barramento CC;

REFERÊNCIAS

- [1] A. M. Farias, “Técnica de Modulação para Inversores Fotovoltaicos sem Transformador Conectados à Rede Elétrica,” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Pernambuco, Fevereiro 2011.
- [2] F. Bradaschia, “Conversores Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos e Monofásicos-Trifásicos,” Tese de Doutorado, Universidade Federal de Pernambuco, Fevereiro 2012.
- [3] E. Romero-Cadaval, G. Spagnuolo, L. Garcia Franquelo, C. Ramos-Paja, T. Suntio e W. Xiao, “Grid-Connected Photovoltaic Generation Plants: Components and Operation,” *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 7, nº 3, pp. 6-20, Sept 2013.
- [4] T. Kerekes, “Analysis and Modeling of Transformerless Photovoltaic Inverter Systems,” Tese de Doutorado, Aalborg University, Agosto 2009.
- [5] P. S. G. Giacomini, “Inversor Boost Trifásico Controlado por Regime de Deslizamento Utilizando DSP,” Dissertação de Mestrado, Uinversidade do Estado de Santa Catarina, 2007.
- [6] J. L. Santos, F. Antunes, A. Chehab e C. Cruz, “A maximum power point tracker for $\{PV\}$ systems using a high performance boost converter,” *Solar Energy*, vol. 80, nº 7, pp. 772-778, 2006.
- [7] M. Villalva, J. Gazoli e E. Filho, “Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, nº 5, pp. 1198-1208, May 2009.
- [8] J. Gow e C. Manning, “Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies,” *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 146, nº 2, pp. 193-200, Mar 1999.

- [9] A. S. Sedra e K. Smith, *Microeletrônica*, vol. 5ª Edição, Editora Pretince Hall.
- [10] F. Peng, “Z-source inverter,” vol. 2, pp. 775-781 vol.2, 2002.
- [11] F. Z. Peng, “Z-source inverter,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, nº 2, pp. 504-510, 2003.
- [12] F. Peng, M. Shen e Z. Qian, “Maximum boost control of the Z-source inverter,” em *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004.
- [13] M. Shen, J. Wang, A. Joseph, F. Z. Peng, L. Tolbert e D. Adams, “Constant boost control of the Z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, nº 3, pp. 770-778, May 2006.
- [14] W.-T. Franke, M. Mohr e F. Fuchs, “Comparison of a Z-source inverter and a voltage-source inverter linked with a DC/DC-boost-converter for wind turbines concerning their efficiency and installed semiconductor power,” em *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, 2008.
- [15] M. Shen e F. Z. Peng, “Operation Modes and Characteristics of the Z-Source Inverter With Small Inductance or Low Power Factor,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, nº 1, pp. 89-96, Jan 2008.
- [16] I.-S. Kim, M.-B. Kim e M.-J. Youn, “New Maximum Power Point Tracker Using Sliding-Mode Observer for Estimation of Solar Array Current in the Grid-Connected Photovoltaic System,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, nº 4, pp. 1027-1035, June 2006.
- [17] D.-Y. Lee, H.-J. Noh, D.-S. Hyun e I. Choy, “An improved MPPT converter using current compensation method for small scaled PV-applications,” em *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE*, 2003.

