

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

FELIPE SOARES

ESTUDO DE ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PARA O INVERSOR
Z-SOURCE

Joinville, SC

2016

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

FELIPE SOARES

ESTUDO DE ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PARA O INVERSOR
Z-SOURCE

Trabalho de Conclusão de Curso, apresentado como requisito parcial para obtenção do Grau de Bacharel em Engenharia Elétrica pela Universidade do Estado de Santa Catarina, no Centro de Ciências Tecnológicas.

Orientador: Dr. Eng. Alessandro Luiz
Batschauer

Joinville, SC

2016

FELIPE SOARES

**ESTUDO DE ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PARA O INVERSOR
Z-SOURCE**

Trabalho de Conclusão de Curso, apresentado como requisito parcial para obtenção do Grau de Bacharel em Engenharia Elétrica pela Universidade do Estado de Santa Catarina, no Centro de Ciências Tecnológicas, avaliada pela banca examinadora constituída pelos professores:

Orientador:

Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer
Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC

Membro:

Prof. Dr. Diego Greff
Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC

Membro:

Prof. Dr. Marcello Mezaroba
Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC

RESUMO

O presente trabalho aborda o estudo de estratégias de modulação para o Inversor Fonte Z. Essa topologia é caracterizada por possuir uma malha de impedância entre o circuito de potência e o barramento de entrada. Através dos capacitores e indutores na malha de impedância, essa topologia é capaz de fornecer energia à carga na forma de corrente ou tensão. O inversor fonte Z é apresentado como uma possível solução as limitações técnicas apresentadas pelos inversores em fonte de tensão e corrente. Através da aplicação de vetores de curto-circuito, é possível fornecer uma tensão maior ou igual à tensão do barramento de entrada. Por esse motivo o inversor Fonte Z também é conhecido na literatura como inversor *buck-boost* de um único estágio e vem sendo usado em aplicações com painéis fotovoltaicos devido a sua capacidade de reduzir perdas no processo de conversão. O objetivo desse trabalho é realizar um estudo sobre as estratégias de modulação aplicadas ao inversor Fonte Z. Por fim, os resultados teóricos, simulados e experimentais são analisados para validar o estudo das estratégias.

Palavras-chave: Inversor Fonte Z , Malha de impedância , Estratégia de modulação , Vetor de curto-circuito.

ABSTRACT

The current work employs a study about the modulations strategies for the Z source inverter. This topology employs a unique impedance network to couple the main circuit to the power supply. Through their capacitors and inductors, this topology is capable to supply the load with energy in form of voltage and current. The Z source is presented as a solution to overcome the limitation of traditional inverters with current and voltage supply. By applying shoot-through vectors, it is possible to 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 due to its ability to reduce losses in the conversion process. The aim of this work is to conduct a study about the modulation strategy applied to the Z source inverter. Finally, the theoretical, experimental and simulated results will be compared to validate the modulations strategies.

Keywords: Z Source Inverter, impedance network, modulations strategies, shoot-through vector.

LISTA DE FIGURAS

1	Estágio de conversão CC-CC entre o arranjo de painéis fotovoltaicos e o conversor CC-CA.	12
2	Inversor trifásico fonte de tensão.	15
3	Lógica PMW.	17
4	Inversor fonte Z.	20
5	Circuito equivalente do ZCI do ponto de vista do barramento CC.	22
6	Circuito equivalente do ZCI do ponto de vista do barramento CC durante os estados nulos.	23
7	Circuito equivalente do ZCI do ponto de vista do barramento CC quando aplicado os vetores de curto-circuito.	24
8	Sentido da corrente da carga.	28
9	1° etapa de operação.	28
10	2° etapa de operação.	29
11	3° etapa de operação.	30
12	4° etapa de operação.	30
13	5° etapa de operação.	31
14	6° etapa de operação.	31
15	7° etapa de operação.	32
16	8° etapa de operação.	32
17	9° etapa de operação.	33
18	10° etapa de operação.	33
19	Esboço da técnica de modulação <i>boost</i> simples.	35
20	Fator <i>buck-boost</i> em função do índice de modulação.	36
21	Tensão nos interruptores em função do fator <i>buck-boost</i>	37
22	Esboço da técnica de modulação máximo <i>boost</i>	39
23	Comportamento da razão cíclica em função da frequência.	40
24	Fator <i>buck-boost</i> em função do índice de modulação para a modulação <i>boost</i> máximo.	41

25	Tensão nos semicondutores em função do ganho para a modulação máximo <i>boost</i>	42
26	Esboço da técnica de modulação máximo <i>boost</i> constante.	45
27	Fator B_B em função de m para a modulação máximo <i>boost</i> constante.	45
28	Tensão nos semicondutores em função do ganho para a modulação máximo <i>boost</i> constante.	46
29	Sinais de modulação para a modulação proposta por Elserougi, A	47
30	Sinais de curto circuito para a modulação proposta por Elserougi, A	49
31	Sinais comando nas chaves para a modulação proposta por Elserougi, A ($m = 1/\sqrt{3}$, $K = 0.2$).	50
32	Cálculo da D_{st} para modulação proposta por Elserougi, A	51
33	Comparação do fator <i>buck-boost</i> em função do índice de modulação m para as estratégias de modulação.	53
34	Comparação do estresse de tensão em função do ganho para as estratégias de modulação.	54
35	Tensão de fase na carga u utilizando a estratégia de modulação <i>boost</i> simples.	58
36	Corrente nas cargas u, v, w utilizando a estratégia de modulação <i>boost</i> simples.	58
37	Tensão na saída da malha Z (V_o) utilizando a estratégia de modulação <i>boost</i> simples.	59
38	Corrente no indutor da malha Z (i_L) utilizando a estratégia de modulação <i>boost</i> simples.	59
39	Tensão de fase na carga u utilizando a estratégia de modulação máximo <i>boost</i>	62
40	Corrente nas cargas u, v, w utilizando a estratégia de modulação máximo <i>boost</i>	62
41	Corrente no indutor da malha Z utilizando a estratégia de modulação máximo <i>boost</i>	63

42	Tensão na saída da malha Z utilizando a estratégia de modulação máximo <i>boost</i>	63
43	Tensão na fase u utilizando a estratégia de modulação máximo <i>boost</i> constante.	66
44	Corrente nas fases <i>u</i> , <i>v</i> , <i>w</i> utilizando a estratégia de modulação máximo <i>boost</i> constante.	66
45	Tensão na saída da malha Z (V_o) utilizando a estratégia de modulação máximo <i>boost</i> constante.	67
46	Corrente no indutor da malha Z utilizando a estratégia de modulação máximo <i>boost</i> constante.	67
47	Tensão na fase u utilizando a estratégia de modulação proposta por Elserougi,A.	70
48	Corrente nas fases <i>u</i> , <i>v</i> , <i>w</i> utilizando a estratégia de modulação proposta por Elserougi,A.	71
49	Tensão no capacitor da malha Z utilizando a estratégia de modulação proposta por Elserougi,A.	71
50	Corrente no indutor da malha Z utilizando a estratégia de modulação proposta por Elserougi,A.	72
51	Tensão na saída da malha Z utilizando a estratégia de modulação proposta por Elserougi,A.	72
52	Transformada rápida de Fourier da Forma de onda de tensão na carga utilizando a estratégia de modulação <i>boost</i> simples.	75
53	Transformada rápida de Fourier da Forma de onda de tensão na carga utilizando a estratégia de modulação máximo <i>boost</i> constante.	76
54	Protótipo inversor Fonte Z.	78
55	Corrente na carga utilizando a estratégia de modulação <i>boost</i> simples.	79
56	Corrente no indutor da malha Z utilizando a estratégia de modulação <i>boost</i> simples.	80
57	Corrente no indutor da malha Z utilizando a estratégia de modulação <i>boost</i> simples.	81

58	Corrente no indutor da malha Z utilizando a estratégia de modulação <i>boost</i> simples.	82
59	Corrente no indutor da malha Z utilizando a estratégia de modulação <i>boost</i> simples.	83
60	Corrente na chave utilizando a estratégia de modulação <i>boost</i> simples.	84
61	Corrente na carga utilizando a estratégia de modulação máximo <i>boost</i> constante.	85
62	Corrente no indutor da malha Z utilizando a estratégia de modulação máximo <i>boost</i> constante.	86
63	Corrente no indutor da malha Z utilizando a estratégia de modulação máximo <i>boost</i> constante.	87
64	Tensão no capacitor da malha Z utilizando a estratégia de modulação máximo <i>boost</i> constante.	88
65	Tensão no capacitor da malha Z utilizando a estratégia de modulação máximo <i>boost</i> constante.	89

LISTA DE TABELAS

1	Combinações das chaves para o VSI trifásico.	16
2	Vetores de tensão do ZSI	21
3	Geração dos sinais modulação para a estratégia proposta por (ELSE-ROUGI A. ; ABDEL-KHALIK, 2014).	48
4	Parâmetros de simulação da estratégia <i>boost</i> simples.	55
5	Resultados da forma de onda V_{un} para a modulação <i>boost</i> simples. . .	57
6	Resultados para as forma de onda nas fases u, v, w para a modulação <i>boost</i> simples.	57
7	Resultados da forma de onda V_{un} para a modulação <i>boost</i> simples. . .	61
8	Resultados para as forma de onda nas fases u, v, w para a modulação <i>boost</i> simples.	61
9	Resultados para a onda V_{un} com a estratégia de modulação máximo <i>boost</i> constante.	65
10	Resultados para as forma de onda nas fases u, v, w para a modulação máximo <i>boost</i> constante.	65
11	Resultados para a onda V_{un} com a estratégia de modulação proposta por Elserougi,A.	69
12	Resultados para as forma de onda nas fases u, v, w para a modulação proposta por Elserougi,A.	70
13	Correntes médias e eficazes nos semicondutores com diferentes estratégias de modulação.	73
14	Potência dissipada na chave do inversor (IRG4PH50UD).	74
15	Potência dissipada na chave do inversor (FGH25N120FTDS).	74
16	Parâmetros de ensaio do inversor Fonte Z.	77
17	Componentes utilizados no protótipo.	78

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
2	INVERSOR CC-CA	14
2.1	INVERSOR FONTE DE TENSÃO -VSI	14
2.1.1	Modulação PWM para o VSI	16
2.2	HISTÓRICO DO INVERSOR Z SOURCE	18
3	INVERSOR FONTE Z	20
3.1	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO ZSI	21
3.1.1	Ganho estático da malha Z	24
3.1.2	etapas de operação	27
4	TÉCNICAS DE MODULAÇÃO	34
4.1	TÉCNICA <i>BOOST</i> SIMPLES	34
4.2	TÉCNICA MÁXIMO <i>BOOST</i>	38
4.3	TÉCNICA MÁXIMO <i>BOOST</i> CONSTANTE	43
4.4	MODULAÇÃO PROPOSTA POR ELSEROUGI, A	45
4.5	ESTUDO COMPARATIVO ENTRE AS ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO	52
5	RESULTADOS DA SIMULAÇÃO	55
5.1	<i>BOOST</i> SIMPLES	55
5.2	MÁXIMO <i>BOOST</i>	60
5.3	MÁXIMO <i>BOOST</i> CONSTANTE	64
5.4	MODULAÇÃO PROPOSTA POR ELSEROUGI, A	68
5.5	ESFORÇOS DE CORRENTE E PERDAS NOS SEMICONDUTORES	73
5.6	TRANSFORMADA DE FOURIER	75
6	ESTUDO EXPERIMENTAL DO INVERSOR	77

6.1	ESTRATÉGIA <i>BOOST</i> SIMPLES	79
6.2	ESTRATÉGIA MÁXIMO <i>BOOST</i> CONSTANTE	85
7	CONCLUSÃO	90
	REFERÊNCIAS	91

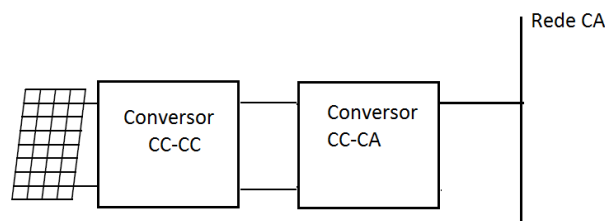
1 INTRODUÇÃO

A demanda de energia elétrica vem crescendo de maneira acentuada. No final do século XIX, seria inverosímil imaginar uma sociedade tão dependente não só de energia elétrica, como também de todos os desenvolvimentos alcançados por ela. Como consequência desse aumento na demanda de energia, foi necessário gerar fontes alternativas, tais como a geração de energia elétrica através de sistemas fotovoltaicos.

A energia solar se caracteriza como inesgotável e é uma forma muito promissora para enfrentar os desafios do aumento da oferta de energia com um menor impacto ambiental. Apesar de trazer grandes vantagens, esse tipo de energia se torna muito cara e consequentemente de difícil retorno de investimento devido ao alto custo de instalação e ao baixo rendimento do processo de conversão da energia fotovoltaica. Na grande maioria das vezes é necessário gerar 220 V eficaz com frequência de 60 Hz para garantir fluxo de energia para a rede elétrica. Este fato faz com que a tensão CC gerada pelos painéis seja muito elevada. Uma solução para este problema é a conexão de vários painéis em série, no entanto isso acarreta diversos problemas como interrompimento de todo o sistema fotovoltaico caso ocorra algum problema em algum painel.

Devido a estas desvantagem, na prática é adicionado um estágio de conversão CC-CC entre o barramento gerador e o conversor CA, como ilustrado na Figura 1. No entanto este estágio adicional causa um aumento na complexidade, nos custos, no volume e principalmente na redução da eficiência do sistema.

Figura 1: Estágio de conversão CC-CC entre o arranjo de painéis fotovoltaicos e o conversor CC-CA.



Fonte: Produção do próprio autor.

Nesse contexto, em paralelo com o avanço da tecnologia dos interruptores controláveis de potência, estão surgindo novas topologias de conversores afim de se aumentar a eficiência no processo de conversão. Entre essas novas topologias pode-se citar o Z-source, quasi-z-source, y-source, quasi-y-source. Diante deste quadro, o Z-source proposto por (PENG, 2003) merece destaque. O ZSI (Z-Source Inverter) é uma topologia de conversor CC-CA de um único estágio que emprega uma malha de impedância única entre o barramento CC e o circuito de potência, chamada de malha Z. Esta malha possibilita o acoplamento da fonte de energia primária ao circuito de potência principal, sem a necessidade do estágio adicional de conversão. Pretende-se com esse trabalho, realizar um estudo das estratégias de modulação do ZSI com o objetivo de melhorar a eficiência no processo de conversão de energia.

2 INVERSOR CC-CA

Neste capítulo é apresentado, para fins de comparação, um resumo do inversor trifásico fonte de tensão convencional, incluindo seu princípio de funcionamento. É apresentado também um breve resumo das publicações envolvendo o inversor Z source e suas derivações.

2.1 INVERSOR FONTE DE TENSÃO -VSI

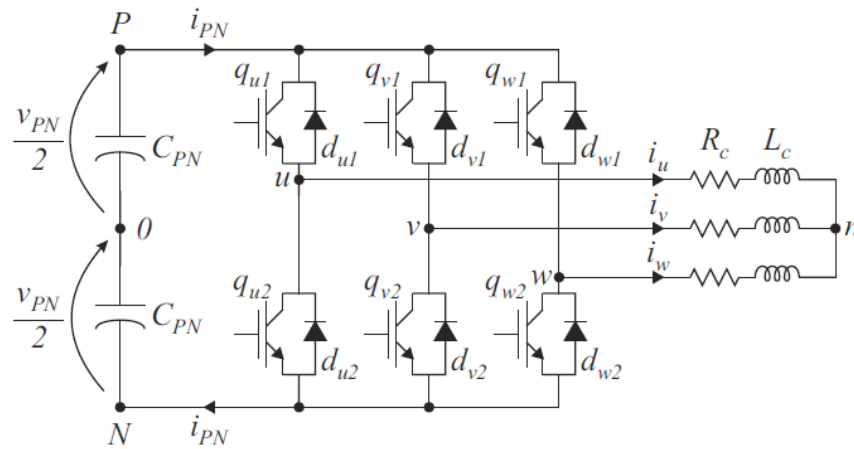
O conversor CC-CA deve fornecer uma tensão alternada, com frequência, forma e amplitude definidas por algum sistema de controle. Isso não impede que a energia retorne para o lado CC, no entanto, para ser caracterizado como inversor, o fluxo médio de potência deve fluir do lado CC para o lado CA.

Para o VSI, a fonte primária de energia deve ser uma fonte com características predominantemente capacitivas, ou seja, uma bateria ou até mesmo uma célula a combustível. Essa fonte de energia primária deve estar conectada em paralelo com um capacitor.

Em um VSI trifásico, o circuito de potência responsável por converter o fluxo de energia são três pares de chaves em antiparalelo com um diodo, conhecido como diodo de roda-livre. As chaves consistem em transistores de potência capazes de conduzir e bloquear corrente de forma controlável. O IGBT é o transistor de potência mais utilizado em aplicações com inversores de tensão por possuir maior limite de tensão e de correntes que outros dispositivos. Para se atenuar as ondulações de tensão geradas pelo retificador de entrada ou até mesmo do próprio inversor são utilizados capacitores eletrolíticos no barramento CC.

A Figura 2 mostra a configuração do inversor trifásico fonte de tensão (VSI). Cada par IGBT-diodo ($q_{j1} - d_{j1}$ e $q_{j2} - d_{j2}$, para $j = \{u, v, w\}$) é representado com uma chave ideal. Defini-se os símbolos S_{j1} e S_{j2} para as chaves superior e inferior, conectadas com a fase $j(j=\{u, v, w\})$ do inversor. Para representar o estado das chaves é prático a utilização da representação binária. S_{j1} e S_{j2} recebem valores iguais a 1 caso estejam fechadas e no caso em que estejam abertas, S_{j1} e S_{j2} recebem o valor 0.

Figura 2: Inversor trifásico fonte de tensão.



Fonte: (BRADASCHIA, 2012).

O número teórico de combinações das chaves do VSI trifásico é $2^6 = 64$ uma vez que ele possui seis chaves e cada chave pode assumir 2 estados. No entanto nem todas essas combinações são válidas para o VSI. Caso duas chaves de um mesmo braço estejam fechadas ao mesmo tempo, um curto circuito ocorre na fonte de tensão CC.

Nesse caso, apenas dois estados são possíveis para um mesmo braço, $S_{j1} = 1$ e $S_{j2} = 0$ ou $S_{j1} = 0$ e $S_{j2} = 1$. Com isso, chega-se a conclusão que o número de combinações possíveis para o VSI são $2^3 = 8$. Todas essas combinações estão resumidas da tabela 1.

As tensões V_{u0} , V_{v0} e V_{w0} representam a tensão entre o terminal de saída k e o neutro da carga.

Tabela 1: Combinações das chaves para o VSI trifásico.

S_{u1}	S_{v1}	S_{w1}	V_{u0}	V_{v0}	V_{w0}
0	0	0	$-\frac{V_{pn}}{2}$	$-\frac{V_{pn}}{2}$	$-\frac{V_{pn}}{2}$
1	0	0	$\frac{V_{pn}}{2}$	$-\frac{V_{pn}}{2}$	$-\frac{V_{pn}}{2}$
1	1	0	$\frac{V_{pn}}{2}$	$\frac{V_{pn}}{2}$	$-\frac{V_{pn}}{2}$
0	1	0	$-\frac{V_{pn}}{2}$	$\frac{V_{pn}}{2}$	$-\frac{V_{pn}}{2}$
0	1	1	$\frac{V_{pn}}{2}$	$-\frac{V_{pn}}{2}$	$-\frac{V_{pn}}{2}$
0	0	1	$-\frac{V_{pn}}{2}$	$-\frac{V_{pn}}{2}$	$\frac{V_{pn}}{2}$
1	0	1	$\frac{V_{pn}}{2}$	$-\frac{V_{pn}}{2}$	$\frac{V_{pn}}{2}$
1	1	1	$\frac{V_{pn}}{2}$	$\frac{V_{pn}}{2}$	$\frac{V_{pn}}{2}$

Fonte: Produção do próprio autor.

2.1.1 Modulação PWM para o VSI

A modulação por PWM é uma das estratégias mais usadas na conversão CC-CA. A lógica deste tipo de modulação é gerar pulsos periódicos de amplitude constante e de largura variável. A largura dos pulsos em cada período varia de acordo com o valor instantâneo de um sinal de referência (baixa frequência) que é comparada com um sinal de uma portadora (alta frequência). Se o valor do sinal de referência for grande, o pulso gerado terá uma largura grande e, se o valor do sinal de referência for pequeno, o pulso gerado terá uma largura pequena. Portanto, o valor médio do sinal pulsado calculado em cada período é proporcional ao valor instantâneo do sinal de referência

A portadora, um sinal de alta frequência na ordem de kHz, que é responsável pela definição da frequência de chaveamento e razão cíclica, deve ser no mínimo 2 vezes maior que o sinal de referência (Teorema de Nyquist). No entanto na prática, é necessário pelo menos 10 vezes para que se tenha uma boa reprodução do sinal na saída do conversor. Este sinal será responsável pela frequência de chaveamento das chaves do inversor. Em conversores CC-CA é mais comum a utilização de sinal triangular como portadora.

Para se obter um sinal na saída de forma desejada, é necessário compará-lo com um sinal de tensão, chamado sinal de referência, que seja a imagem da tensão de saída

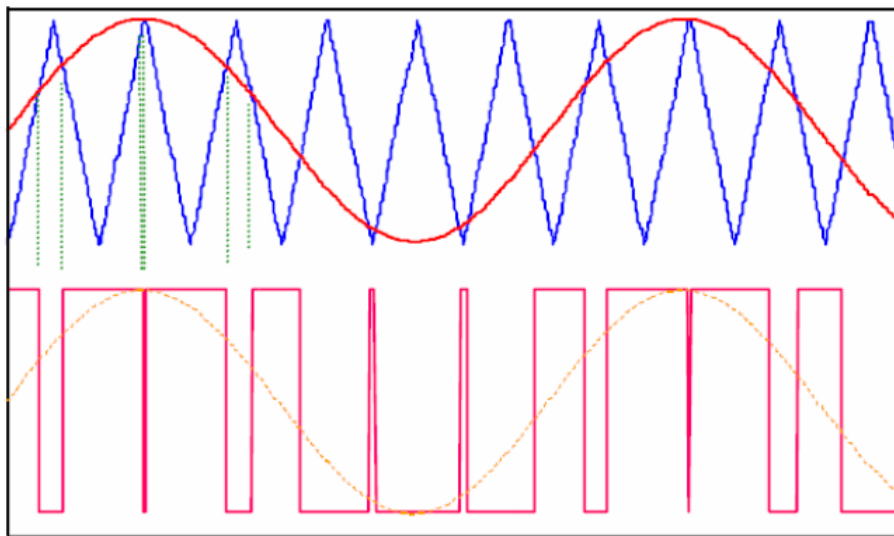
buscada. A amplitude do sinal de referência é dada pelo índice de modulação (m). Dos conceitos de telecomunicação, pode-se definir o índice de modulação como a razão entre a amplitude AM do sinal modulante (neste caso, sinal de referência senoidal) e a amplitude AP da portadora (sinal triangular), definido pela equação (2.1).

$$m = \frac{E_m}{E_0} \quad (2.1)$$

O índice de modulação deverá estar na faixa entre 0 e 1. Valores superiores a 1 provocam a perda de amostragem do sinal, ou seja, a onda triangular não envolverá toda a região da amplitude da senoide, gerando um sinal PWM deficiente.

A Figura 3 ilustra o funcionamento da lógica PWM.

Figura 3: Lógica PMW.



Fonte: Produção do próprio autor.

No caso do VSI, são gerados três sinais de referência, um para cada braço, defasados de 120° um do outro.

2.2 HISTÓRICO DO INVERSOR Z SOURCE

Até o início de 2016, centenas de trabalhos foram publicados sobre os ZSIs e suas variações. Nesta seção é mostrado um breve histórico sobre as publicações envolvendo o inversor Z source, desde de sua primeira apresentação na literatura em 2003.

(PENG, 2003) Nesta publicação o inversor Z source é apresentado com o intuito de superar as limitações do inversor fonte de tensão trifásico. A estratégia de modulação *boost* simples é apresentada assim como os princípios de operação em uma aplicação DC-AC .

(PENG, 2004) Com o objetivo de superar as limitações técnicas da estratégia de modulação *boost* simples, foi proposto em 2004 a estratégia de modulação máximo *boost*.

(VILATHGAMUWA; LOH, 2005) Nesta publicação é apresentado um modelo de pequenos sinais para malha de impedância do inversor Z source fazendo análise matemática de perturbações e de elementos parasitas.

(JOSEPH, 2006) Em 2006 é apresentada a estratégia de modulação máximo *boost* constante. Esta modulação surgiu com o intuito de minimizar a ondulação de corrente no indutor da malha Z e reduzir o estresse de tensão nas chaves do inversor.

(HUANG, 2006) Esta publicação propôs um sistema fotovoltaico conectado a rede com a utilização do inversor Z source. É mostrado também uma comparação, em termos de eficiência, com os principais sistemas de geração fotovoltaica.

(HU; XU, 2007) Esta publicação contribuiu para o controle em malha fechada do inversor Z source através da modelagem de pequenos sinais da operação em modo descontínuo.

(SHEN, 2008) Nesta publicação são mostrados os modos de operação do inversor Z source considerando valores baixos para a indutância da malha Z e cargas com

baixo fator de potência. Até esta data, todas as publicações consideravam que a corrente no indutor da malha Z era constante e com baixa ondulação. Portanto, esta publicação contribuiu para o desenvolvimento de aplicações em que é necessário reduzir o tamanho e o volume da malha Z.

(PENG, 2008) Em 2008 foram propostas quatro novas topologias derivadas do inversor Z source, chamadas quasi-Z-Source. Estas novas topologias possuem algumas vantagens como redução no valor dos indutores e capacitores da malha Z, menor estresse de tensão nas chaves e maior facilidade no controle em malha fechada. Essas topologias são particularmente adequadas para aplicações em que é necessário alcançar valores elevados de ganho de tensão como controle de motores.

(CHA, 2011) Em 2011 é proposta uma nova topologia baseada no inversor Z source, chamada Trans-Z-Source. A diferença está na malha de impedância do inversor, que é constituída apenas de um transformador e um capacitor. Esta topologia mantém as características do inversor Z source tradicional enquanto reduz o estresse de tensão nos componentes mesmo em aplicações com elevados valores de ganho de tensão.

(ELSEROUGI A. ; ABDEL-KHALIK, 2014) Em 2014 é apresentada uma estratégia de modulação PWM para aplicações em que é necessário utilização de valores elevados de ganho de tensão. Nesta estratégia, a interdependência entre o índice de modulação e a razão cíclica de curto-circuito é dissociada, sendo possível alcançar valores elevados de ganho de tensão com reduzida sensibilidade a perturbações.

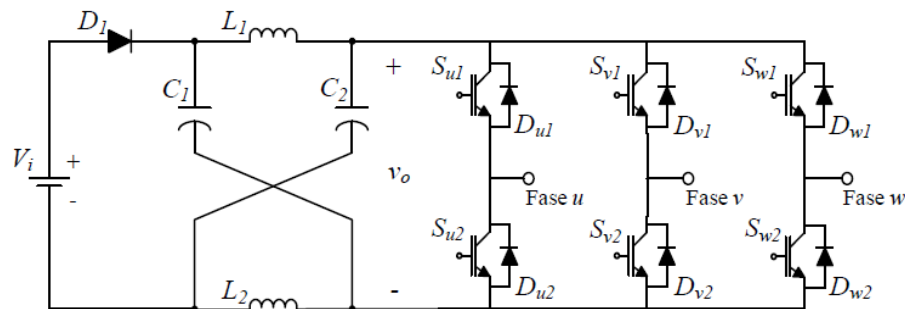
(AHMADI, 2016) Esta publicação apresenta um método de controle preditivo para rastreamento do ponto de máxima potência do painel fotovoltaico para sistemas de captação de energia utilizando o inversor Z source conectado a rede CA.

Nota-se pelo elevado número de publicações relacionadas ao inversor Z source que o tema ainda é recente e que há muito espaço para pesquisa nesta na área.

3 INVERSOR FONTE Z

Com o intuito de criar um inversor de um único estágio, foi proposto por (PENG, 2003) a topologia do inversor fonte Z (ZSI), mostrada na Figura 4.

Figura 4: Inversor fonte Z.



Fonte: Produção do próprio autor.

A diferença do ZSI para os demais inversores é a presença da malha de impedância Z, que interliga a estrutura de potência da fonte de entrada CC. Esta fonte de entrada pode ser implementada por arranjos de painéis fotovoltaicos, uma bateria, uma célula combustível ou um capacitor. A malha Z é constituída de dois indutores L_1 e L_2 e dois capacitores C_1 e C_2 conectados em formato de Z. Os indutores podem ser implementados acoplados ou independentes e os capacitores podem ser eletrolíticos por possuírem sempre tensão unipolar. O diodo D_1 garante que a corrente circule em apenas um sentido e é essencial para a função *boost* do inversor. Este diodo deve ser de rápida recuperação reversa já que chega a conduzir corrente e bloquear tensão diversas vezes a cada período de comutação (BRADASCHIA, 2012).

O VSI (*Voltage source inverter*) trifásico convencional possui oito possíveis estados de comutação associados a vetores de tensão na saída, sendo 6 desses vetores ativos e 2 nulos. O ZSI, no entanto, possui além dos 8 estados mencionados, outros estados que não são permitidos no VSI convencional. Esses estados são obtidos fechando os interruptores superior e inferior de um mesmo braço do inversor e são denominados *shoot-through* (curto-circuito). No caso do VSI, se dois interruptores do mesmo braço forem fechados simultaneamente ocorre um curto-circuito indesejado no barramento CC, po-

dendo causar destruição dos semicondutores. Todavia, a presença da malha Z no ZSI faz com que este curto-circuito ocorra de maneira controlada e assim não danificando o barramento CC. O *shoot-through* pode ocorrer em um braço, em dois braços simultaneamente ou nos três, fazendo com que existam mais 7 vetores de tensão de saída. Nota-se que durante o *shoot-through* os terminais de saída estão curto-circuitados, portanto estes 7 novos estados possuem efeito semelhante aos vetores nulos. Todos os estados associados ao ZSI estão resumidos na tabela 2.

Tabela 2: Vetores de tensão do ZSI

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.

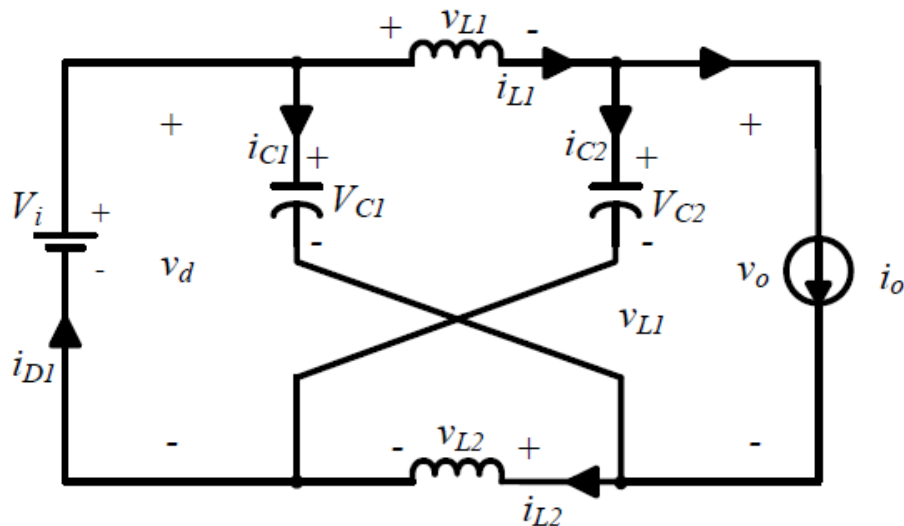
Para representar os braços que estão em curto circuito, foi utilizado os sobrescritos u, v, w em V_{st} . A letra \hat{v}_o representa a tensão na saída da malha Z.

3.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO ZSI

Para melhor entendimento do funcionamento ZSI, é mostrado na Figura 5 o circuito equivalente da Figura 4 do ponto de vista do barramento CC, ou seja, substituindo os

interruptores e a carga por uma fonte de corrente constante i_0 .

Figura 5: Circuito equivalente do ZCI do ponto de vista do barramento CC.

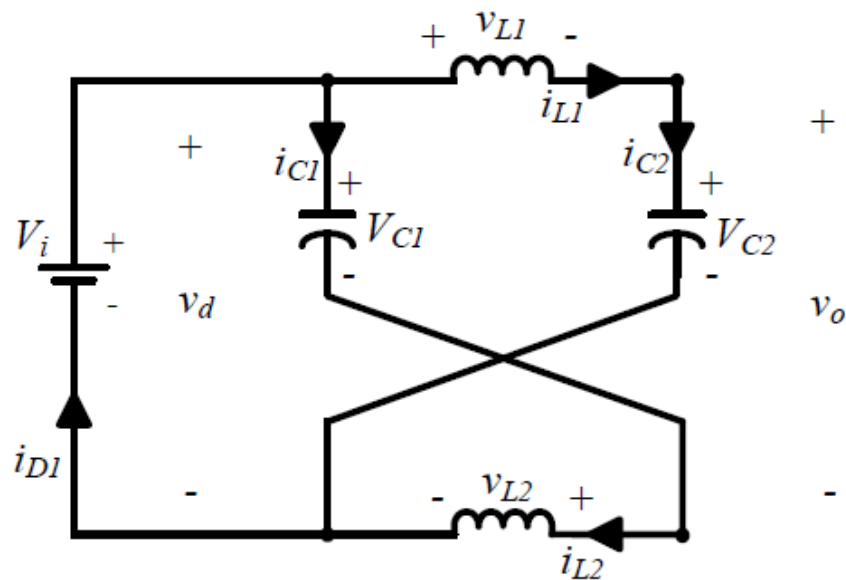


Fonte: (ODAGUIRI, 2015)

Enquanto estiver sendo aplicado algum dos vetores ativos (V_0 a V_6) no ZSI, haverá consumo de energia pela carga. O circuito equivalente deste instante é o mesmo da Figura 5. Essa energia é entregue pela fonte de entrada e se caracteriza pela corrente positiva i_0 . Se a valor de tensão da entrada for maior que o valor de tensão dos capacitores da malha Z, a entrada estará carregando os capacitores ao mesmo tempo que fornece energia a carga. Portanto $i_{D1} > 0$ e D_1 conduz. Caso a tensão de entrada seja igual a tensão dos capacitores da malha Z, a entrada estará fornecendo energia somente para a carga, então $i_{D1} > 0$ e D_1 conduz. Se a tensão dos capacitores for menor que a tensão de entrada e assumindo que os indutores possuem corrente positiva, a entrada fornece somente parte da energia necessária para a carga ($i_{D1} > 0$ e D_1 conduz), enquanto os indutores fornecem o restante (BRADASCHIA, 2012).

No caso em que se aplicam os vetores nulos (V_0 e V_7) no ZSI, não haverá consumo de energia pela carga. O circuito equivalente deste instante é mostrado na Figura 6. Portanto a fonte de corrente i_0 pode ser substituída por um circuito aberto. De maneira análoga aos vetores ativos, se a tensão de entrada for maior que a tensão dos capacitores da malha Z, a entrada carrega os capacitores da malha, por conseguinte $i_{D1} > 0$ e D_1 conduz. Se a

Figura 6: Circuito equivalente do ZCI do ponto de vista do barramento CC durante os estados nulos.



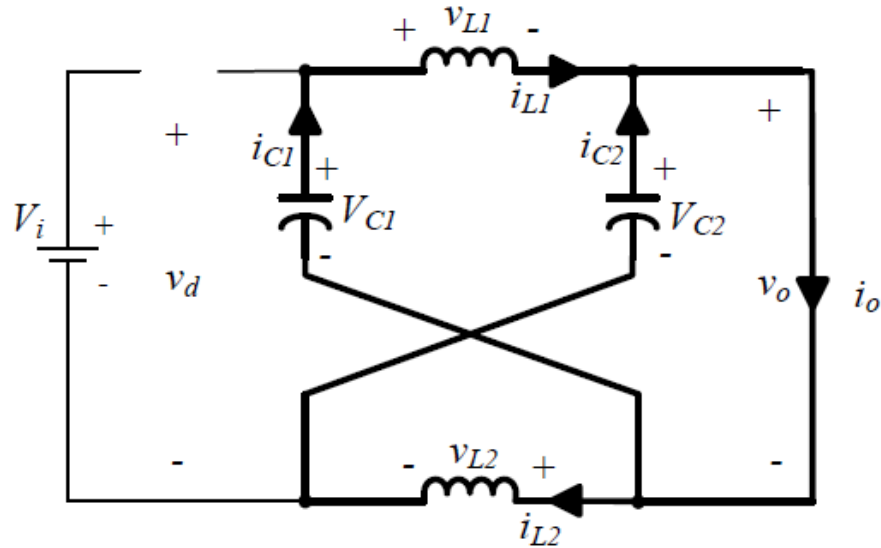
Fonte: (ODAGUIRI, 2015)

tensão de entrada for igual às tensões dos capacitores da malha Z, a entrada e os indutores estarão fornecendo energia para os capacitores, logo $i_{D1} > 0$ e D_1 conduz. Caso a tensão de entrada seja menor que a tensão dos capacitores da malha Z, a entrada e os indutores carregaram os capacitores, de forma que $i_{D1} > 0$ e D_1 conduz (BRADASCHIA, 2012).

Caso seja aplicado algum vetor de curto-circuito no ZSI, ocorre um curto circuito entre os polos positivo e negativo das chaves, equivalente a criar um curto circuito na fonte de corrente i_0 conforme mostra a Figura 7. Como os dois polos estão no mesmo potencial, o capacitor o capacitor C_1 fica em paralelo com o indutor L_1 , assim como o capacitor C_2 fica em paralelo com o indutor L_2 . Sabe-se que em regime permanente a tensão no indutores é nula. Logo as tensões nos capacitores tem valores médios maiores que V_i . Quando ocorre a comutação de algum vetor ativo ou nulo para algum vetor de curto-circuito, os dois capacitores ficam em série, fazendo com que a tensão v_d seja a soma da tensão dos dois capacitores, ou seja, v_d terá valor de pelo menos $2V_i$. Como a tensão do diodo D_1 é a diferença da tensão de entrada com tensão dos capacitores da malha Z, uma tensão reversa em seus terminais. Com isso, durante a aplicação dos

vetores de curto-circuito D_1 não conduz.

Figura 7: Circuito equivalente do ZCI do ponto de vista do barramento CC quando aplicado os vetores de curto-circuito.



Fonte: (ODAGUIRI, 2015)

3.1.1 Ganho estático da malha Z

Para se deduzir o ganho estático da malha Z é necessário assumir que os indutores L_1 e L_2 possuem a mesma indutância L , assim como os capacitores C_1 e C_2 possuem a mesma capacitância C . Com isso a malha Z fica simétrica e pode-se deduzir que (BRADASCHIA, 2012):

$$V_{C1} = V_{C2} = V_C \quad (3.1)$$

$$v_{L1} = v_{L2} = v_L \quad (3.2)$$

v_{L1} e v_{L2} são as tensões nos capacitores L_1 e L_2 , respectivamente. v_L e V_C são os valores instantâneos de tensão nos indutores e capacitores, respectivamente, quando a malha Z for simétrica.

Considerando que está sendo aplicado algum dos estados de curto circuito no ZSI definido pela intervalo t_{st} durante um período de chaveamento T_s , pode-se deduzir que:

$$v_L = V_C \quad (3.3)$$

$$v_d = 2 \cdot V_C \quad (3.4)$$

$$v_o = 0 \quad (3.5)$$

Agora, considerando que o inversor esta em um dos estados ativos ou em um dos dois estados nulos por um intervalo de tempo igual a t_{0-7} ($t_{0-7} + t_{st} = T_s$), pode-se deduzir que:

$$v_L = V_i - V_C \quad (3.6)$$

$$v_d = V_i \quad (3.7)$$

$$V_o = V_C - v_L = 2 \cdot V_C - V_i \quad (3.8)$$

Em regime permanente a tensão média dos indutores da malha Z deve ser zero. Sabendo que durante t_{st} a tensão nos indutores é dada por (3.3), e que durante t_{0-7} a tensão nos indutores é dada por (3.6), pode-se calcular a tensão média:

$$V_L = \overline{v_L} = \frac{V_C \cdot t_{st} + (V_i - V_C) \cdot t_{0-7}}{T_s} \quad (3.9)$$

Isolando o valor de v_C/V_i em (3.9), encontra-se:

$$\frac{v_C}{V_i} = \frac{t_{0-7}}{t_{0-7} - t_{st}} \quad (3.10)$$

Define-se a equação (3.10) como o ganho estático dos capacitores da malha Z. A partir da tensão de saída da malha Z dada pelas equações (3.5) e (3.8), pode-se representar

o ganho a malha Z pelo fator *boost* (B):

$$V_0 = \frac{T_s}{t_{0-7} - t_{st}} \cdot V_i = B \cdot V_i \quad (3.11)$$

A equação (3.11) pode ser escrita em função da razão cíclica de curto-circuito D_{st} :

$$B = \frac{T_s}{t_{0-7} - t_{st}} = \frac{1}{1 - 2\frac{t_{st}}{T_s}} = \frac{1}{1 - 2D_{st}} \quad (3.12)$$

Como a razão cíclica de curto circuito esta limitada em $0 \leq D_{st} \leq 1$, portanto o fator *boost* esta limitado em:

$$1 \leq B \leq +\infty, \text{ para } 0 \leq D_{st} \leq 0,5 \quad (3.13)$$

$$-1 \leq B \leq -\infty, \text{ para } 0,5 \leq D_{st} \leq 1 \quad (3.14)$$

O intervalo em (3.14) não é utilizado pois a tensão na saída da malha Z e as tensões nos capacitores da malha Z ficariam com a polaridade invertida em relação à fonte de entrada, o que não seria suportado pelos interruptores do inversor, portanto pode-se ignorar o segundo intervalo e considerar na prática apenas o intervalo $0 \leq D_{st} \leq 0,5$. No entanto, deve-se ter em mente que para valores muito próximos de 0,5 para D_{st} é produzido um *boost* de tensão muito elevado.

A tensão de pico na fase do ZSI pode ser escrita de acordo com a equação

$$\hat{v}_{un} = m \cdot \frac{V_o}{2} \quad (3.15)$$

Substituindo a equação (3.11) na equação (3.15), tem-se:

$$\hat{v}_{un} = m \cdot B \cdot \frac{V_i}{2} = B_B \cdot \frac{V_i}{2} \quad (3.16)$$

$$B_B = \frac{m}{1 - 2 \cdot D_{st}} \quad (3.17)$$

Com isso, encontra-se a expressão da tensão na carga em função da tensão do barramento CC. O símbolo B_B é o produto do fator *boost* e o índice de modulação. B_B é definido como o fator *buck-boost*, pois o índice de modulação é uma constante que

aplica a função *buck* na carga do inversor.

Apesar dos vetores de curto-circuito serem responsáveis pelo *boost* de tensão no ZSI, para a carga estes vetores possuem o mesmo efeito dos vetores nulos, ou seja, não produzem tensão na saída. Como consequência disso, as técnicas de modulação PWM senoidal do VSI podem ser adaptadas para o ZSI de forma que os vetores nulos V_0 e V_7 sejam substituídos pelos vetores de curto-circuito. A carga continuará a enxergar os vetores nulos e nesse instante é que o *boost* irá ocorrer na malha Z.

3.1.2 etapas de operação

Nesta seção são descritas as etapas de operação do inversor com o objetivo de ilustrar o fluxo de energia nos componentes do inversor. Algumas considerações devem ser realizadas:

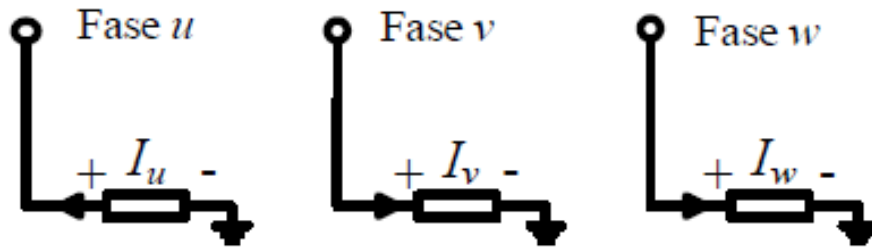
1. Os capacitores C_1 e C_2 são iguais e possuem a mesma capacitância C assim como os indutores L_1 e L_2 possuem a mesma indutância L .
2. Todos os componentes são ideais.
3. A corrente na carga é considerada constante.
4. A modulação aplicada é a *boost simples*.
5. A tensão nos capacitores da malha Z é constante e maior que a tensão da fonte de entrada do barramento CC.
6. A análise é feita em regime permanente dentro de um ponto específico de trabalho do conversor.
7. O valor absoluto da corrente em cada fase obedece a equação abaixo:

$$|I_u| > |I_v| > |I_w| \quad (3.18)$$

8. A corrente em cada fase é contínua e obedece o sentido da Figura 8.

1ª Etapa de operação ($t_0 - t_1$)

Figura 8: Sentido da corrente da carga.

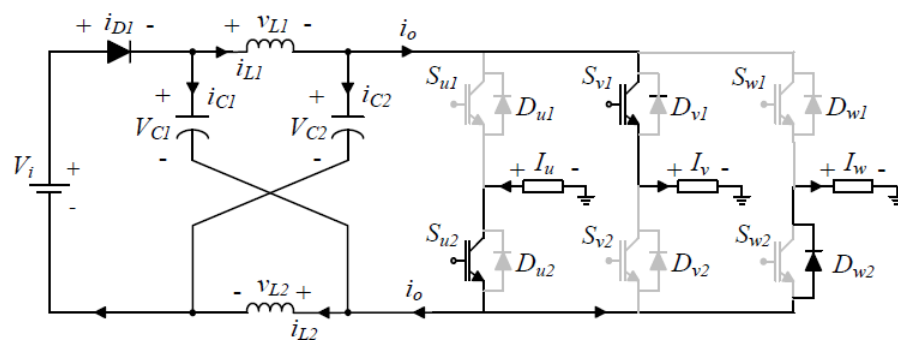


Fonte: (ODAGUIRI, 2015)

Na primeira etapa de operação é aplicado o vetor $V_3(0, 1, 0)$, indicando que chaves S_{u2} , S_{v1} e S_{w2} recebem comando. A chave S_{w2} não conduz devido ao sentido da corrente I_w , dessa forma, quem conduz é o diodo D_{w2} . A Figura 9 ilustra a primeira etapa de operação.

O vetor V_3 produz tensão não nula na carga, dessa forma existe consumo de energia pela carga. Essa energia é entregue pelos indutores L_1 e L_2 e pela fonte de entrada na forma de corrente i_o .

Figura 9: 1° etapa de operação.

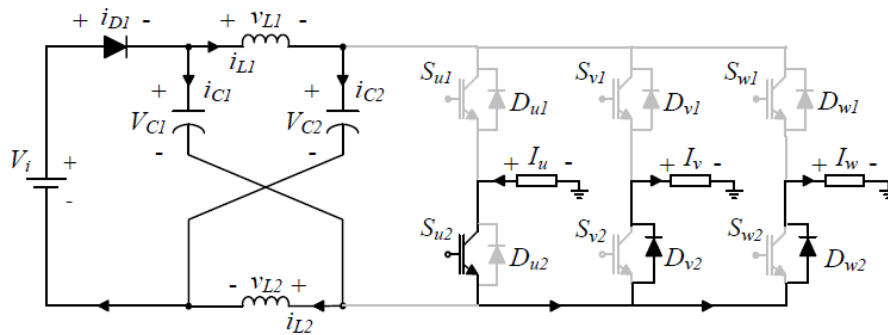


Fonte: (ODAGUIRI, 2015)

2ª Etapa de operação ($t_1 - t_2$)

Nesta etapa é aplicado o vetor nulo $V_0(0,0,0)$, como mostra a Figura 10. Nesta etapa não existe consumo de energia pela carga uma vez a tensão na saída do inversor é zero. Nesse tempo, a chave S_{v1} recebe comando para bloquear, com isso a corrente I_v encontra um caminho através do diodo D_{v2} . Nesta etapa, a corrente em cada indutor é positiva e assim o diodo $D1$ permanece em condução. Os capacitores são carregados com energia proveniente dos indutores e da fonte de entrada.

Figura 10: 2º etapa de operação.



Fonte: (ODAGUIRI, 2015)

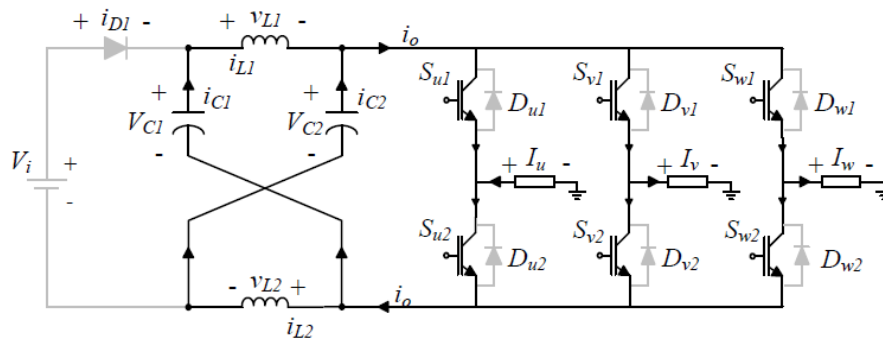
3ª Etapa de operação ($t_2 - t_3$)

Nesta etapa é aplicado o vetor de curto-circuito (*shoot-through*). Este vetor faz com que a saída da malha Z seja curto-circuitada, como circuito resultante, o capacitor C_1 e o indutor L_1 ficam em paralelo e o capacitor C_2 em paralelo com o indutor L_2 . O diodo D_1 deixa de conduzir pois a tensão no seu polo negativo equivale a soma de V_{C1} e V_{C2} . Assim como na etapa anterior, não existe consumo de energia pela carga.

4ª Etapa de operação ($t_3 - t_4$)

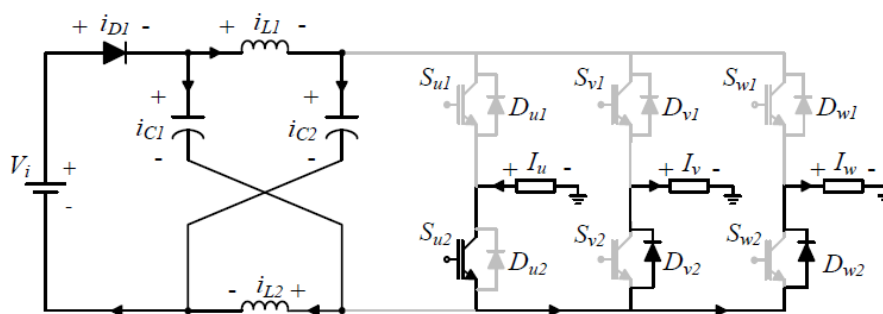
Nesta etapa de operação é aplicado novamente o vetor nulo $V_0(0,0,0)$, portanto, os mesmos conceitos da 2ª etapa são aplicados na 4ª etapa.

Figura 11: 3º etapa de operação.



Fonte: (ODAGUIRI, 2015)

Figura 12: 4º etapa de operação.



Fonte: (ODAGUIRI, 2015)

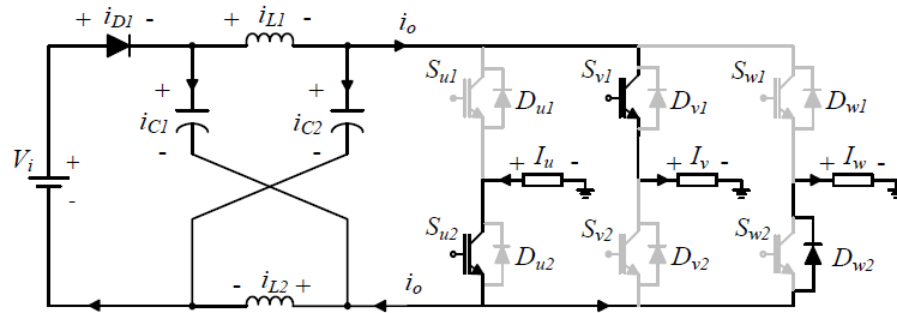
5ª Etapa de operação ($t_4 - t_5$)

Nesta etapa é aplicado o vetor $V_3(0, 1, 0)$, portanto seu funcionamento é idêntico a 1º etapa.

6ª Etapa de operação ($t_5 - t_6$)

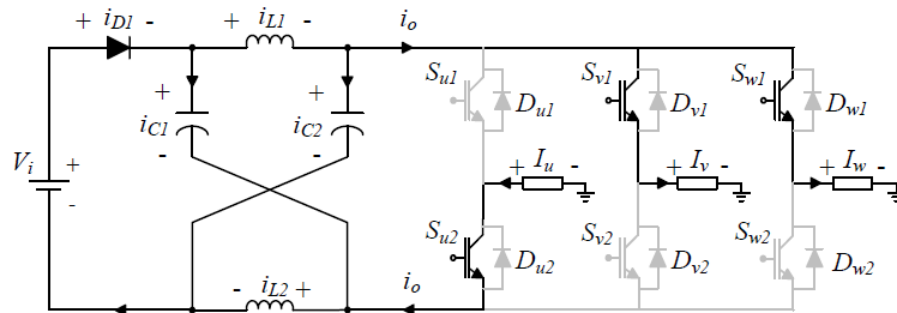
Esta etapa é representada pelo vetor $V_4(0, 1, 1)$, onde as chaves S_{u2} , S_{v1} e S_{w1} recebem comando para conduzir. Como é gerado tensão na saída do inversor, existe consumo pela carga.

Figura 13: 5º etapa de operação.



Fonte: (ODAGUIRI, 2015)

Figura 14: 6º etapa de operação.

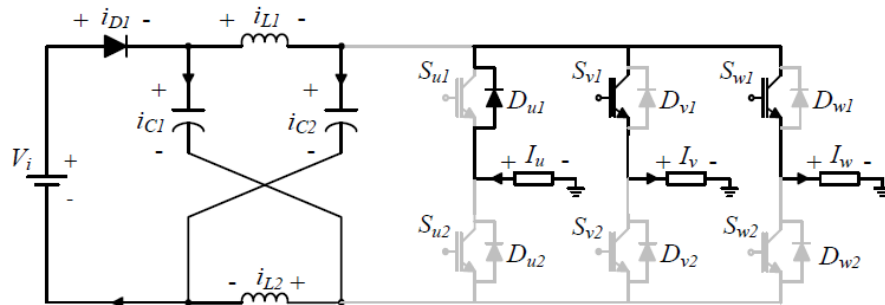


Fonte: (ODAGUIRI, 2015)

7ª Etapa de operação ($t_6 - t_7$)

O vetor $V_7(1, 1, 1)$ é aplicado nesta etapa de operação, ou seja, todas as chaves superiores são comandadas a conduzir. Esta etapa não consome energia pois é empregado tensão nula na saída do inversor. Apesar da chave S_{u1} receber comando para conduzir ela não é capaz de realizar essa tarefa devido ao sentido da corrente I_u . Em contra partida, a corrente encontra caminho pelo diodo D_{u1} . O diodo D_1 permanece em condução devido a corrente positiva nos indutores. Os indutores fornecem uma parcela da energia para os capacitores, o restante é entregue pela fonte de entrada.

Figura 15: 7º etapa de operação.

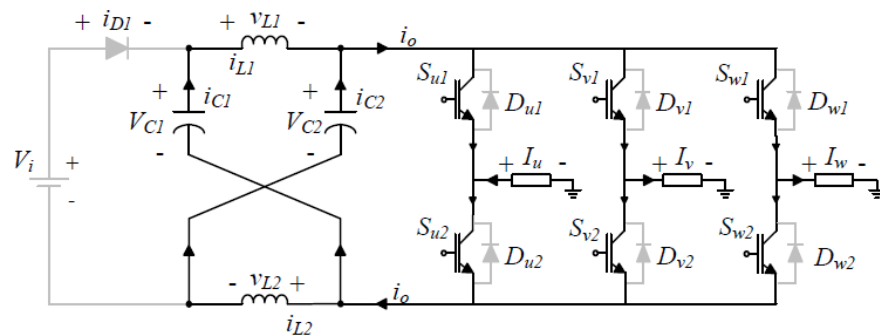


Fonte: (ODAGUIRI, 2015)

8ª Etapa de operação ($t_7 - t_8$)

Nesta etapa de operação é aplicado o vetor de curto circuito (*shoot-through*), ou seja, todas as chaves são comandadas a conduzir. Esta etapa é idêntica a 3ª etapa que foi vista anteriormente, portanto, todos os conceitos aplicados a 3ª etapa são empregadas neste caso.

Figura 16: 8º etapa de operação.

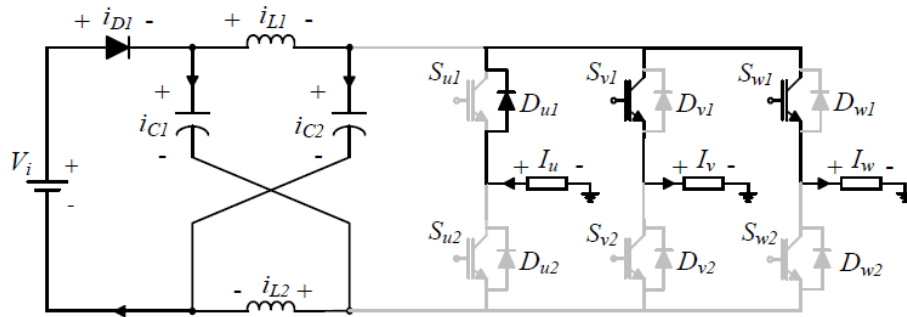


Fonte: (ODAGUIRI, 2015)

9ª Etapa de operação ($t_8 - t_9$)

Novamente é aplicado o vetor $V_7(1, 1, 1)$ discutido na 7ª operação, por este motivo, todas as consideração feitas na 7ª etapa são empregadas agora.

Figura 17: 9º etapa de operação.

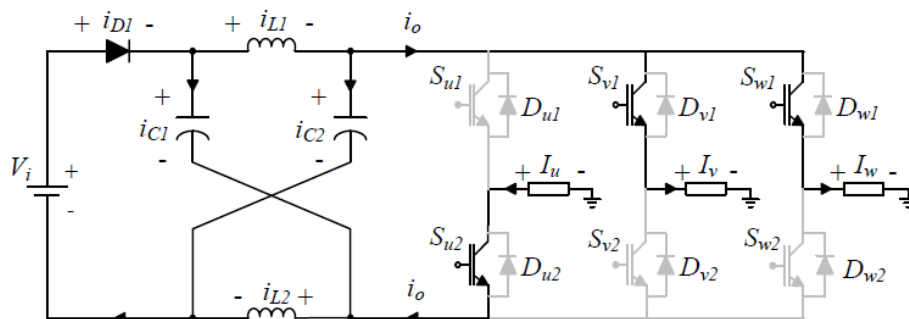


Fonte: (ODAGUIRI, 2015)

10ª Etapa de operação ($t_9 - t_{10}$)

Nesta etapa as chaves S_{u2} , S_{v1} e S_{w1} recebem comando para conduzir, por este motivo, todas as considerações feitas na 6ª etapa são aplicados agora.

Figura 18: 10ª etapa de operação.



Fonte: (ODAGUIRI, 2015)

4 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO

Nesta seção será descrito as principais estratégias de modulação para o inversor Z-source.

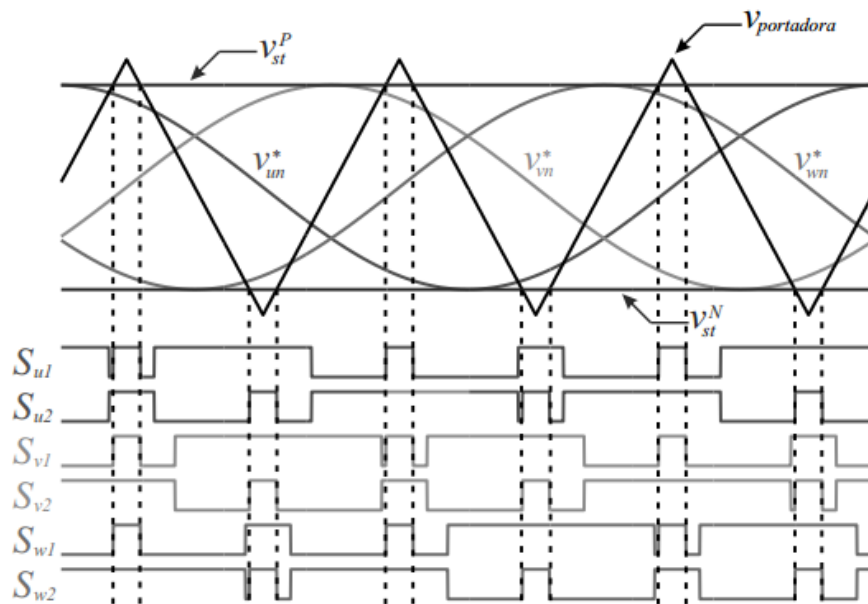
4.1 TÉCNICA *BOOST* SIMPLES

A técnica de modulação *boost* simples é uma adequação para o Z-source da técnica de modulação PWM senoidal usada para os inversores de tensão convencionais (BRADASCHIA, 2012). Na técnica de PWM senoidal, três tensões de referência senoidais são comparadas com um sinal triangular a fim de se gerar os sinais comando para abertura e fechamento dos interruptores do VSI. O sinal de referência de um braço é comparado com o sinal triangular. Caso a referência for maior, fecha-se o interruptor superior deste braço, caso contrário, fecha-se o interruptor inferior do mesmo braço.

Uma vez que no ZSI existem estados de curto-circuito, a técnica *boost* simples deve ser adaptada a fim de incluir sinais que gerem esses estados. O funcionamento do inversor não será comprometido, dado que estes estados substituem somente os estados nulos sem afetar os estados ativos, que são responsáveis por gerar a tensão na carga.

Os estados nulos na saída do inversor são gerados quando o sinal da portadora é maior que o pico positivo ou menor que o pico negativo das referências V_u^* , V_v^* , V_w^* . Para gerar o estado de curto-circuito são adicionados dois sinais V_{st}^+ e V_{st}^- , que também são comparados com o sinal da portadora. O sinal V_{st}^+ é um valor de tensão constante que pode ser maior ou igual ao valor de pico das tensões de referência e V_{st}^- é um valor de tensão constante que pode ser menor ou igual ao valor de pico das tensões de referência. Se o sinal da portadora for maior que V_{st}^+ ou menor que V_{st}^- ocorre o estado de curto circuito, ou seja, fecham-se ao mesmo tempo os seis interruptores do ZSI. Caso o sinal da portadora seja menor que V_{st}^+ e maior que V_{st}^- aplica-se a lógica PWM convencional das referências V_u^* , V_v^* , V_w^* . Na Figura 19 está representada a técnica PWM *boost* simples.

Observa-se através da Figura 19, que somente quando estão sendo aplicados os vetores nulos V_0 e V_7 que o vetor de curto circuito é praticado. Com isso não há alteração

Figura 19: Esboço da técnica de modulação *boost* simples.

Fonte: (BRADASCHIA, 2012)

nos estados ativos do inversor. Se $m = 1$, as tensões V_{st}^+ e V_{st}^- estarão exatamente no pico do sinal triangular. Nesta condição não são aplicados vetores de curto circuito no inversor. A medida que m diminui, mais distante V_{st}^+ e V_{st}^- estarão do pico do sinal triangular, ou seja, maior é o tempo de aplicação do vetor de curto circuito (maior é o fator *boost*). Por este efeito, pode ser dito que a razão cíclica D_{st} é inversamente proporcional a m . Segundo (PENG, 2004), existe uma relação que define a máxima razão cíclica dos vetores de curto circuito em função do índice de modulação:

$$D_{st} = 1 - m \quad (4.1)$$

Onde $0 \leq D_{st} \leq 0,5$ é o limite prático da razão de trabalho dos vetores de curto circuito.

Substituindo a equação (4.1) em (3.17) é possível encontrar a expressão para o fator *buck-boost*:

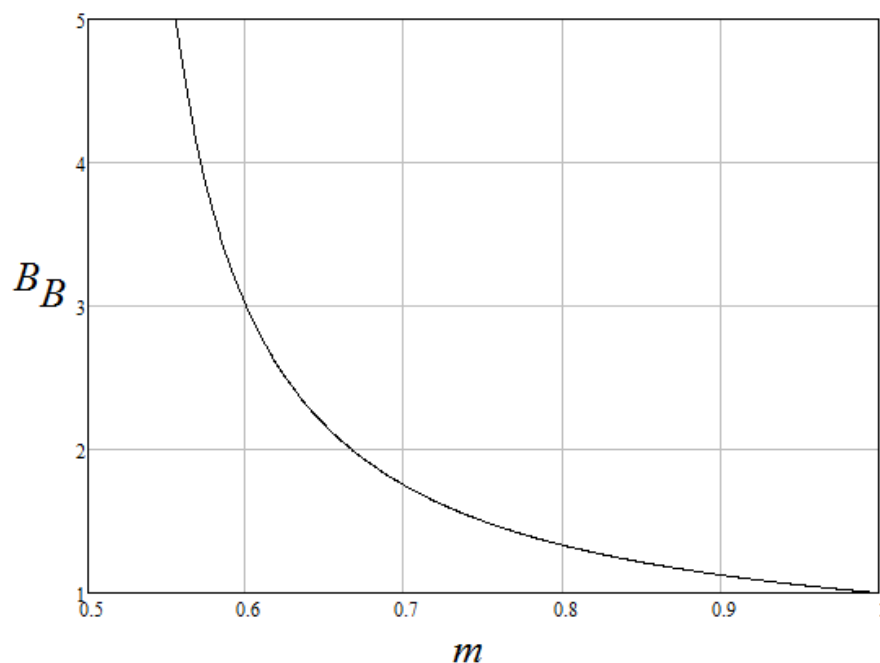
$$B_B = \frac{m}{2m - 1} \quad (4.2)$$

A Figura 20 mostra o máximo ganho de tensão possível em função do índice de

modulação m . Observa-se que quando $m = 1$, o ganho de tensão é unitário. Para se aumentar o ganho, é necessário diminuir o valor do índice de modulação. No entanto, diminuir o valor m aumenta a tensão nos interruptores, conforme mostra a equação (4.3).

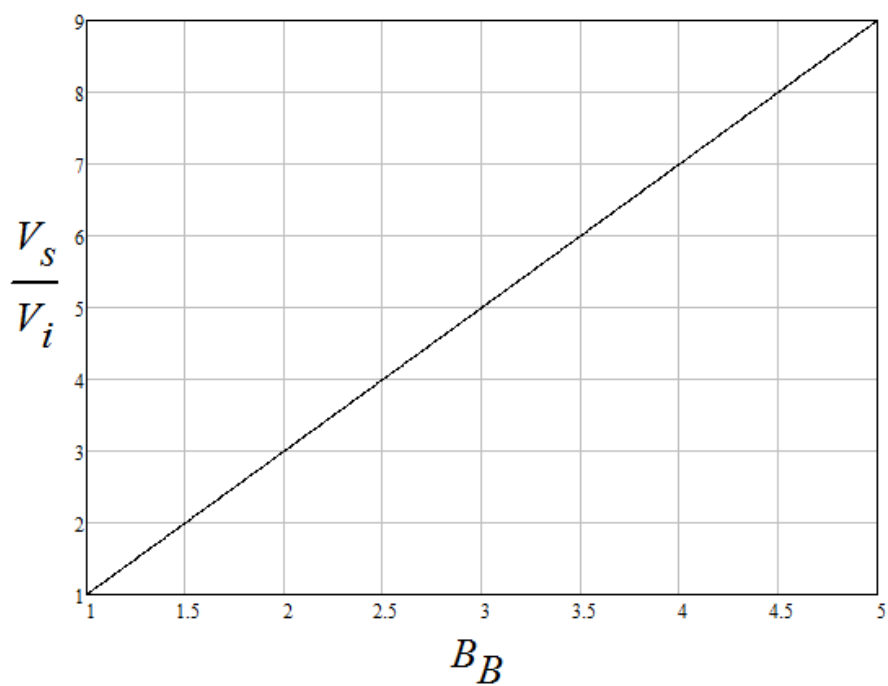
$$V_s = B\dot{V}_i = (2B_B - 1)V_i \quad (4.3)$$

Figura 20: Fator *buck-boost* em função do índice de modulação.



Fonte: Produção do próprio autor.

Na figura 21 é ilustrado o comportamento da tensão sobre os interruptores em função do fator *buck-boost*. Observa-se que a principal desvantagem desta técnica é o grande esforço de tensão gerado sobre os interruptores, limitando assim o ganho de tensão do conversor.

Figura 21: Tensão nos interruptores em função do fator *buck-boost*.

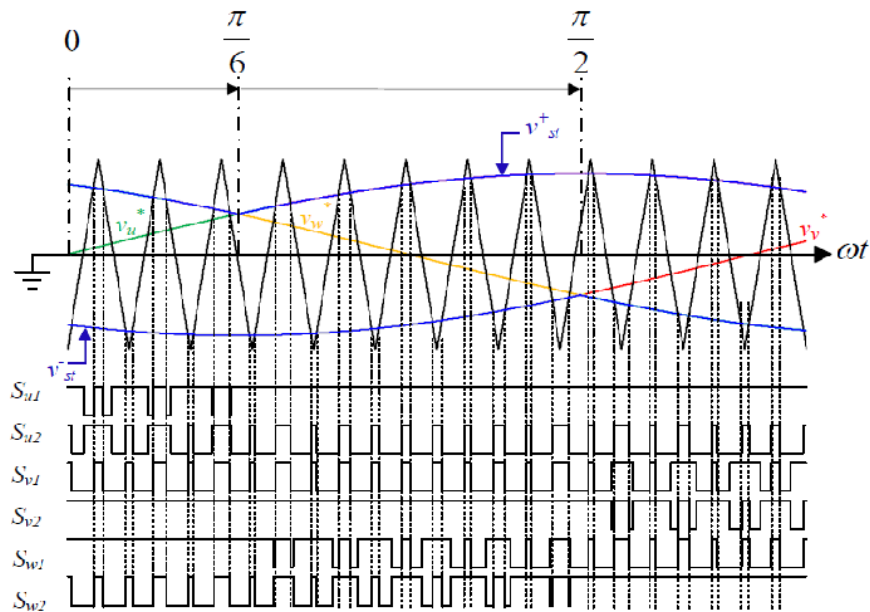
Fonte: Produção do próprio autor.

4.2 TÉCNICA MÁXIMO BOOST

Na seção anterior é verificado que a técnica *boost* simples apresenta um alto ganho de tensão na saída do inversor. Este ganho, no entanto, é limitado pelo nível de estresse que os semicondutores suportam em seus terminais. O fator *buck-boost*, ou o ganho de tensão do inversor, é definido pela multiplicação entre o índice de modulação e o fator *boost*, ou seja, $B_B = m \cdot B$. Da mesma forma, o esforço de tensão sobre os semicondutores é definido por $V_s = B \cdot V_i$. A partir disso, é necessário aumentar o valor de m e diminuir o valor de B para reduzir o estresse sobre os semicondutores (PENG, 2004). Por outro lado, deve-se maximizar o valor B para um dado índice de modulação para alcançar o máximo ganho de tensão. Além disso, na técnica *boost* simples, os vetores de curto circuito não substituem a totalidade de vetores nulos de tensão. Isso quer dizer que é possível aumentar a razão cíclica de curto-circuito para um determinado valor de m , de modo a aumentar o fator *buck-boost*.

Com o intuito de resolver estes problemas, Peng et al. Desenvolveram uma técnica de modulação em que os vetores nulos são substituídos por completo pelos vetores de curto circuito, aumentando a razão cíclica de curto circuito para um valor fixo de m . A esta técnica deu-se o nome de máximo *boost* (PENG, 2004).

A estratégia de modulação máximo *boost* pode ser visualizada em detalhes na Figura 22. Assim como na técnica *boost* simples, na técnica *boost* máximo as duas tensões V_{st}^+ e V_{st}^- são comparadas com o sinal triangular da portadora. No entanto o sinal V_{st}^+ é caracterizado como o sinal de referência de maior amplitude, quer dizer, $V_{st}^+ = \max(V_u^*, V_v^*, V_w^*)$. De maneira análoga, V_{st}^- é a menor entre as três tensões de referência, isto é, $V_{st}^- = \min(V_u^*, V_v^*, V_w^*)$. A lógica de comutação funciona da mesma maneira que a técnica *boost* simples. Quando a onda triangular for maior que V_{st}^+ ou menor que V_{st}^- fecham-se todos os interruptores do inversor. Quando a onda triangular for menor que V_{st}^+ ou maior que V_{st}^- a lógica de modulação PWM senoidal usual é aplicada.

Figura 22: Esboço da técnica de modulação máximo *boost*.

Fonte: (BRADASCHIA, 2012)

A partir da Figura 22, é possível observar que não são mais aplicados os vetores V_0 e V_7 uma vez que estes vetores foram substituídos pelos vetores de curto circuito $V^{u,v,w}$, o qual é aplicado quando a portadora triangular é maior que o valor máximo das referências (V_u^*, V_v^*, V_w^*) ou menor que o valor mínimo das referências, entanto, os vetores ativos não sofreram modificação. Pode-se observar que mesmo que $m = 1$, haverá vetor de curto circuito, pois a portadora triangular será superior a V_{st}^+ e V_{st}^- em alguns momentos. A razão cíclica D_{st} aumenta à medida que m diminui devido ao fato dos sinais V_{st}^+ e V_{st}^- ficarem mais distantes da portadora.

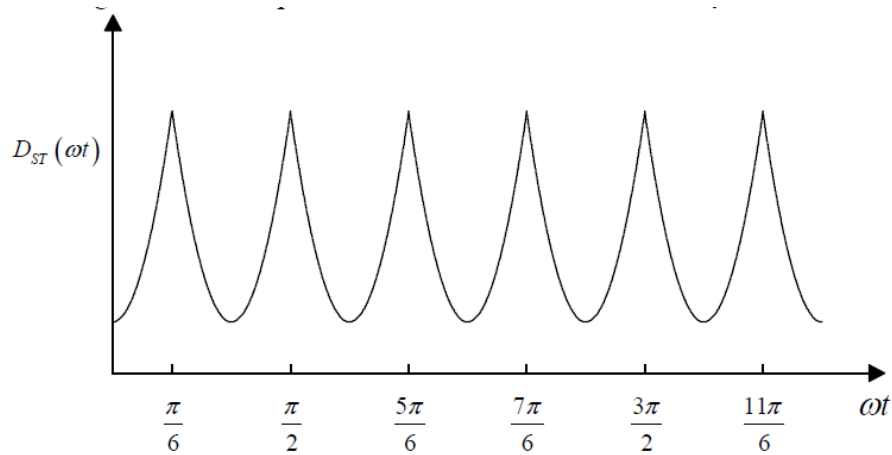
Em razão dos sinais tensão V_{st}^+ e V_{st}^- terem comportamento oscilatório no tempo, a razão cíclica de curto circuito varia em função de ωt com período $\frac{\pi}{3}$. Supondo que a frequência de chaveamento seja muito maior que a razão cíclica de curto-circuito em um intervalo $(\frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{2})$ pode ser escrita como segue a equação abaixo (PENG, 2004).

$$D_{st}(\omega t) = \frac{2 - (m \cdot \sin(\omega t) - m \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}))}{2} \quad (4.4)$$

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

Através da Figura 23, é possível observar o comportamento da razão cíclica de curto-circuito, a qual possui frequência de comutação seis vezes maior que as tensões de referência.

Figura 23: Comportamento da razão cíclica em função da frequência.



Fonte: (BRADASCHIA, 2012)

O valor médio de D_{st} pode ser calculado com a seguinte equação (PENG, 2004):

$$\overline{D_{st}} = \frac{\int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{6}} 2d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{6}} m \cdot \sin(\omega t) d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{6}} m \cdot \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) d\omega t}{\int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{6}} 2d\omega t} \quad (4.5)$$

$$\overline{D_{st}} = \frac{2\pi - 3\sqrt{3} \cdot m}{2\pi} \quad (4.6)$$

Substituindo a expressão (4.6) na (3.17) encontra-se o valor médio do fator *boost* em função do índice de modulação (PENG, 2004).

$$\overline{B} = \frac{\pi}{3\sqrt{3} \cdot m - \pi} \quad (4.7)$$

Com isso é possível calcular o estresse de tensão nos interruptores.

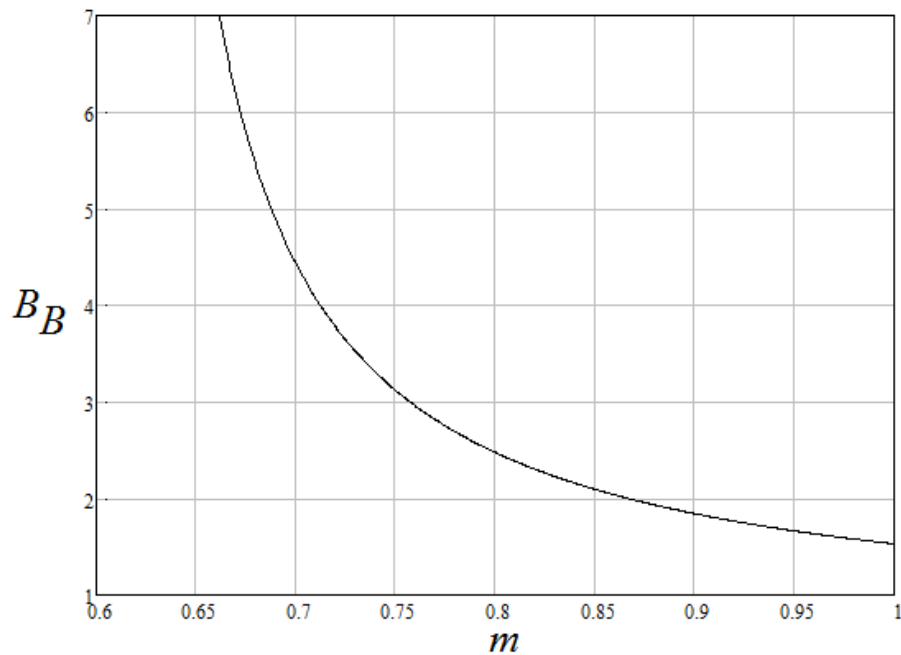
$$V_s = \overline{B} \cdot V_i = \frac{\pi}{3\sqrt{3} \cdot m - \pi} \cdot V_i \quad (4.8)$$

O fator *buck-boost* obedece a equação (4.9) (PENG, 2004).

$$\overline{B}_B = \frac{\pi \cdot m}{3\sqrt{3} \cdot m - \pi} \quad (4.9)$$

A Figura 24 mostra o fator *buck-boost* em função do índice de modulação. A área abaixo da curva é a possível região de operação do conversor. Observa-se que o ganho aumenta a medida que o índice de modulação diminui, quando m se aproxima de $\frac{\pi}{3\sqrt{3}}$, a saída tende ao infinito. Comparando a Figura 20 com a Figura 24, esta estratégia de modulação oferece uma região de operação muito maior. Além disso, um índice de modulação maior pode ser usado, o que significa um estresse de tensão menor nos semicondutores.

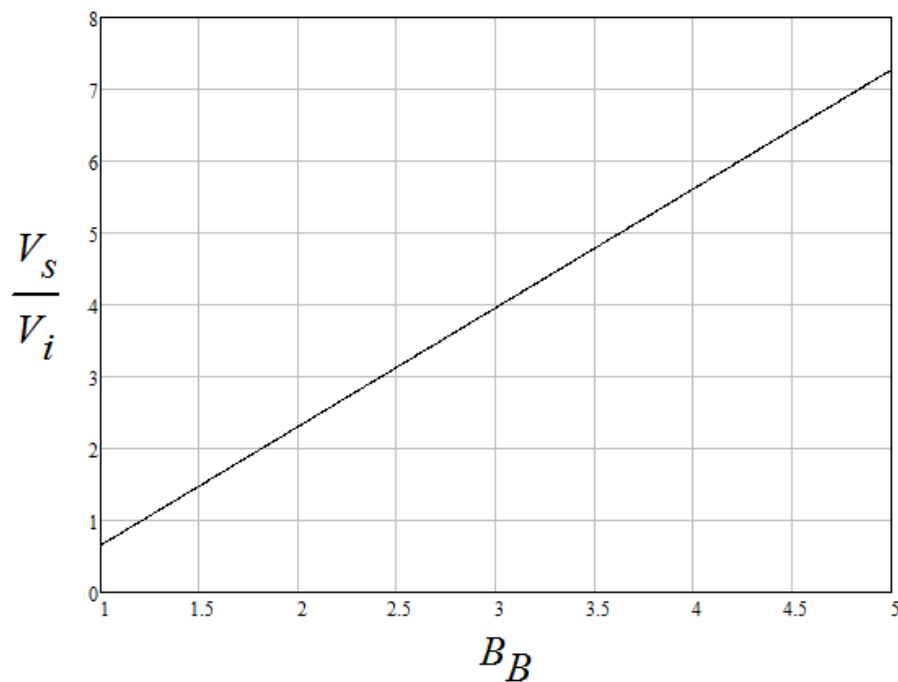
Figura 24: Fator *buck-boost* em função do índice de modulação para a modulação *boost* máximo.



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 25 ilustra o esforço de tensão dos semicondutores em função do ganho do inversor. Comparado com o estresse de tensão da técnica *boost* simples, o qual é mostrado na Figura 21, observa-se que para a técnica *boost* máximo o estresse é menor. Isso significa que para os mesmos semicondutores pode-se utilizar um ganho de tensão maior.

Figura 25: Tensão nos semicondutores em função do ganho para a modulação máximo *boost*.



Fonte: Produção do próprio autor.

Fica evidente que a técnica boost máximo possui vantagens em relação a técnica *boost* simples. Pode-se citar o maior ganho da malha Z e redução do esforço de tensão sobre os semicondutores. No entanto deve-se ficar atento ao comportamento oscilante de D_{st} . Oscilações em baixa frequência surgem na corrente do indutor e na tensão do capacitor devido a este comportamento, podendo causar instabilidade no inversor. Como consequência disso, faz-se necessário o uso de indutores maiores e mais volumosos. Este comportamento também influencia na tensão de saída da malha Z, caso não exista um método de controle, pode surgir uma componente harmônica de baixa frequência na corrente de carga (JOSEPH, 2006).

4.3 TÉCNICA MÁXIMO BOOST CONSTANTE

Como visto na seção anterior, o comportamento oscilante de D_{st} reduz o estresse de tensão nos interruptores, entretanto, esta técnica gera harmônicas de baixa frequência nas tensões dos capacitores e correntes dos indutores da malha Z. Dependendo dos requisitos da carga, estas oscilações podem comprometer o funcionamento do inversor além de obrigar o uso de indutores muito volumosos. É necessário a implementação de um sensor que meça esta oscilação e compense através de um método de controle adequado, caso contrário, a corrente na saída possuirá componente harmônica de baixa frequência .

A partir disso, foi proposto em (JOSEPH, 2006) uma técnica que não causa oscilações de baixa frequência nos componentes da malha Z. Esta técnica baseia-se em maximizar o valor de D_{st} para um determinado valor de m , ou seja, manter o valor de D_{st} constante. Ao mesmo tempo, é possível ter um alto valor de ganho da malha Z dado um índice de modulação, que diminui o estresse de tensão sobre os semicondutores. A esta técnica dá-se o nome de máximo *boost* constante.

Na Figura 26, é ilustrado o funcionamento da técnica máximo *boost* constante. três referências de tensão senoidais (V_a, V_b, V_c) defasadas de 120° entre si e dois sinais de curto circuito V_p e V_n são comparados com o sinal da portadora triangular. Quando o sinal da portadora for maior que o sinal V_p e menor que o sinal V_n aplica-se o vetor de curto circuito $V_{st}^{u,v,w}$ e, para outros casos aplica-se a lógica PWM convencional. Os sinais V_p e V_n tem frequência 3 vezes maior que a frequência de saída e tem comportamento oscilatório definido em 2 períodos. As equações (4.10) e (4.11) descrevem o comportamento do primeiro período, que vai de $[0, \frac{\pi}{3}]$ como mostrado na Figura 26 .

$$V_p = m \cdot \sqrt{3} + m \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right), 0 < \theta < \frac{\pi}{3}. \quad (4.10)$$

$$V_n = m \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right), 0 < \theta < \frac{\pi}{3} \quad (4.11)$$

O segundo período, que vai de $[\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}]$, é representado pelas equações (4.12) e (4.13).

$$V_p = m \cdot \sin(\theta), \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3}. \quad (4.12)$$

$$V_n = m \cdot \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - m \cdot \sqrt{3}, \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3}. \quad (4.13)$$

A variável m representa o índice de modulação. Pelo fato de as duas curvas possuírem uma distância constante que depende de $m\sqrt{3}$, a razão cíclica de curto circuito é uma constante também e obedece a equação (4.14) (JOSEPH, 2006).

$$D_{st} = 1 - \frac{m \cdot \sqrt{3}}{2} \quad (4.14)$$

O fator *boost* e o fator *buck-boost* podem ser calculados como segue:

$$B = \frac{1}{\sqrt{3} \cdot m - 1} \quad (4.15)$$

$$B_B = \frac{m}{\sqrt{3} \cdot m - 1} \quad (4.16)$$

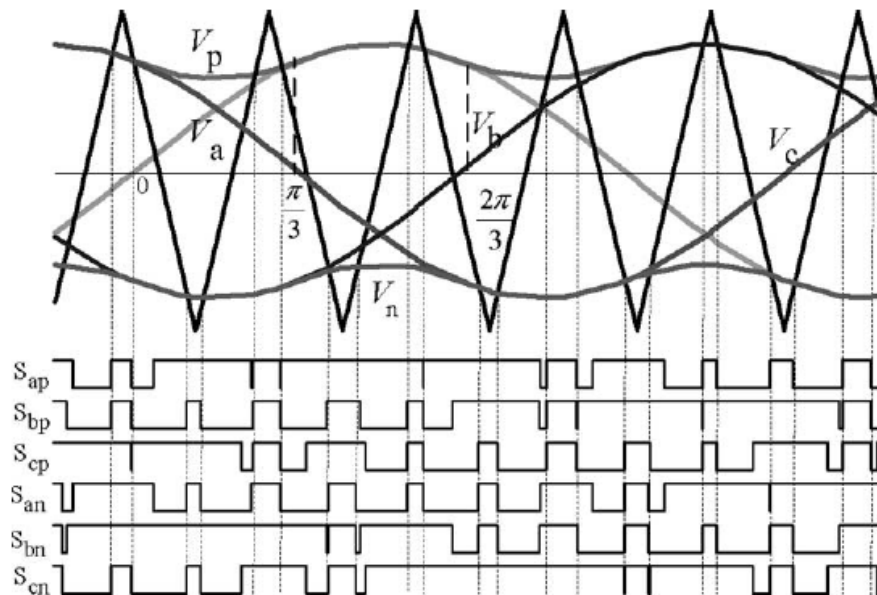
O esforço de tensão sobre os semicondutores é dado por:

$$V_s = B \cdot V_i \quad (4.17)$$

A curva do ganho de tensão em função do índice de modulação é mostrada na Figura 27. O ganho de tensão tende a infinito quando m tende a $\frac{\sqrt{3}}{3}$.

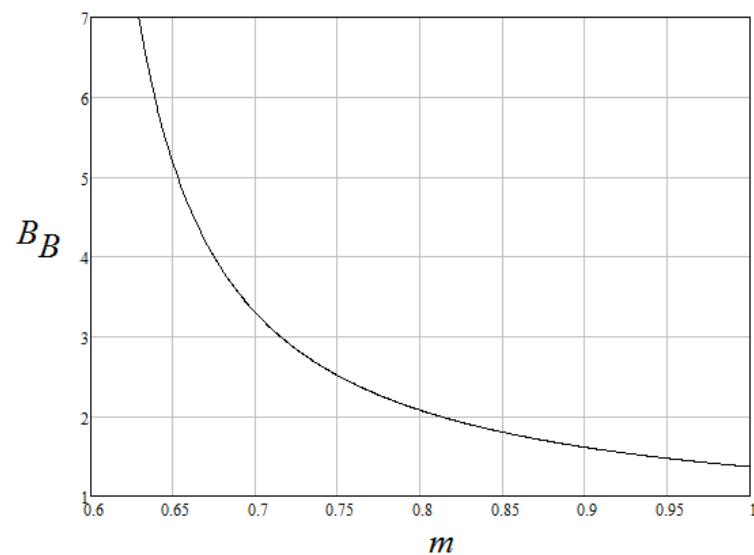
Da Figura 26 constata-se que o sinal V_p é sempre maior ou igual que o maior valor dos sinais de referência, e o sinal V_n é sempre menor ou igual que o menor valor da referências. Portanto, os estados de curto circuito ocorrem apenas durante os estados nulos da modulação PWM usual. Como resultado, esta modulação mantém a forma de onda da saída. A Figura ilustra a tensão máxima nos semicondutores (normalizada em relação a tensão de barramento V_i) em função do ganho do inversor.

Figura 26: Esboço da técnica de modulação máximo *boost* constante.



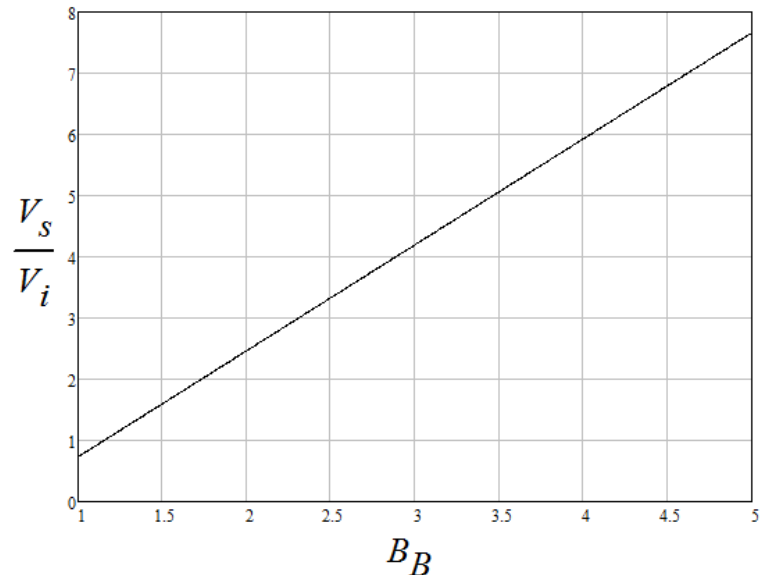
Fonte: (BRADASCHIA, 2012)

Figura 27: Fator B_B em função de m para a modulação máximo *boost* constante.



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 28: Tensão nos semicondutores em função do ganho para a modulação máximo *boost* constante.



Fonte: Produção do próprio autor.

4.4 MODULAÇÃO PROPOSTA POR ELSEROUGI, A

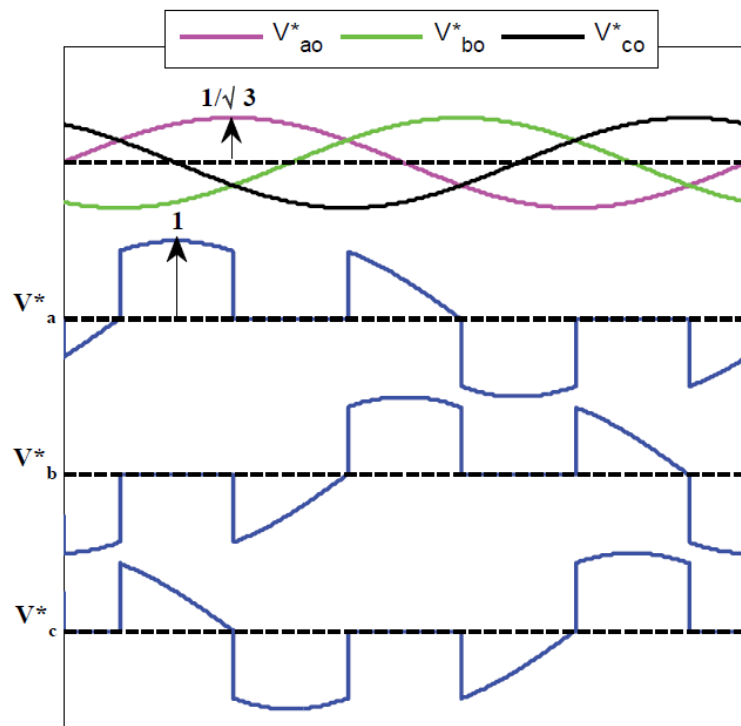
Nas três seções analisadas anteriormente foram descritas as técnicas de modulação mais consolidadas na literatura. Nota-se que nas três técnicas, existe uma característica em comum: a relação do índice de modulação m com a razão cíclica de curto circuito e o ganho de tensão. Como mostrado nas Figuras 27, 24 e 20, as curvas características do ganho de tensão e índice de modulação possuem uma estreita relação, fazendo com que ganhos mais altos sejam muito sensíveis a qualquer pequena variação no índice de modulação. Isto causa um conflito entre a qualidade da tensão de saída e a capacidade de *boost* do inversor. Além disso, baixos valores de m aumentam o estresse de tensão nos componentes, limitando muito a funcionalidade do inversor.

Tendo em vista estas características foi proposto por (ELSEROUGI A. ; ABDEL-KHALIK, 2014), uma nova técnica de modulação capaz de alcançar maiores valor de ganho de

tensão com grande confiabilidade e sem a adição de novos componentes a estrutura do inversor. Nesta nova técnica, a interdependência entre a razão cíclica de curto circuito D_{st} e o índice de modulação m é dissociada. Em outras palavras, m é mantido constante no seu máximo valor possível enquanto o ganho de tensão depende de outra variável. Esta técnica de modulação consiste em 3 sinais de modulação (V_a^* , V_b^* , V_c^*), que mudam a cada 60° como mostrado na Figura 29 e são gerados a partir de três referências senoidais defasadas de 120° (4.18), de acordo com a Tabela 3.

$$\begin{aligned} V_{ao}^* &= m \cdot \text{sen}(\omega t) \\ V_{bo}^* &= m \cdot \text{sen}(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{co}^* &= m \cdot \text{sen}(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (4.18)$$

Figura 29: Sinais de modulação para a modulação proposta por Elserougi, A



Fonte: (ELSEROUGI A. ; ABDEL-KHALIK, 2014)

Nota-se que se a amplitude dos sinais de referência (V_{ao}^* , V_{bo}^* , V_{co}^*) é m , os três sinais de modulação terão amplitude $\sqrt{3} \cdot m$. Portanto a amplitude dos sinais de referência é limitada a $\frac{1}{\sqrt{3}}$ afim de se evitar a sobre modulação (ELSEROUGI A. ; ABDEL-KHALIK, 2014). Este valor corresponde a 57,7% das modulações das secções anteriores. Percebe-

Tabela 3: Geração dos sinais modulação para a estratégia proposta por (EL-SEROUGI A. ; ABDEL-KHALIK, 2014).

60° graus do período	Sinal modulador
$0 \leq \omega t < \frac{\pi}{6}$ e $\frac{11\pi}{6} \leq \omega t < 2\pi$	$V_{a*} = V_{ao} - V_{co}$ $V_{b*} = V_{bo} - V_{co}$ $V_{c*} = 0$
$\frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{\pi}{2}$	$V_{a*} = V_{ao} - V_{bo}$ $V_{b*} = 0$ $V_{c*} = V_{co} - V_{bo}$
$\frac{\pi}{2} \leq \omega t < \frac{5\pi}{6}$	$V_{a*} = 0$ $V_{b*} = V_{bo} - V_{ao}$ $V_{c*} = V_{co} - V_{ao}$
$\frac{5\pi}{6} \leq \omega t < \frac{7\pi}{6}$	$V_{a*} = V_{ao} - V_{co}$ $V_{b*} = V_{bo} - V_{co}$ $V_{c*} = 0$
$\frac{7\pi}{6} \leq \omega t < \frac{3\pi}{2}$	$V_{a*} = V_{ao} - V_{bo}$ $V_{b*} = 0$ $V_{c*} = V_{co} - V_{bo}$
$\frac{3\pi}{2} \leq \omega t < \frac{11\pi}{6}$	$V_{a*} = 0$ $V_{b*} = V_{bo} - V_{ao}$ $V_{c*} = V_{co} - V_{ao}$

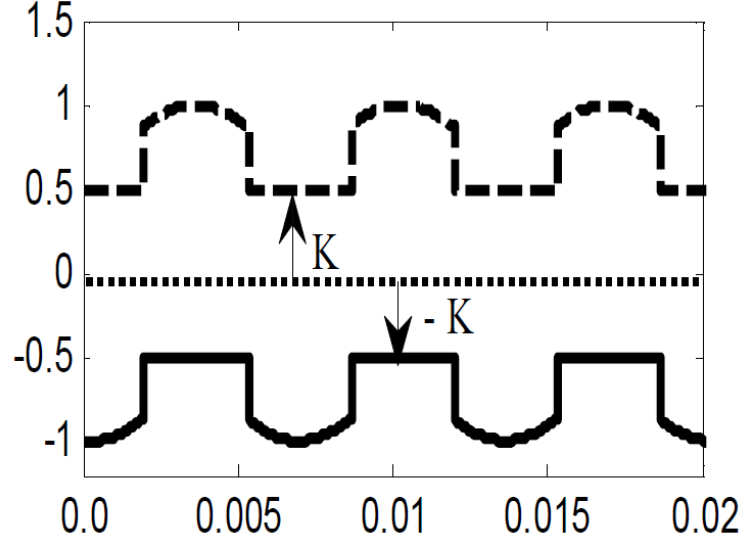
Fonte: Produção do próprio autor.

se que a diferença entre dois sinais modulação gera uma onda senoidal completa. Além disso são gerados dois sinais de envelope V_p e V_n extraíndo o valor instantâneo máximo e mínimo dos sinais de modulação como mostrado na Figura 30. Para se controlar os intervalos de curto circuito, é adicionado um nível cc de valor K (variando de 0 a 1) nos sinais de envelope.

Uma vez que esse nível cc não altera a forma de onda da tensão de saída, ele pode ser usado para controlar a razão cíclica de curto circuito D_{st} e com isso obter o *boost* de tensão necessário. Com isso, pode-se deixar o valor de m em seu máximo possível ($m = 1/\sqrt{3}$). A lógica para geração do vetor de curto-circuito é a mesma das estratégias de modulação das seções anteriores, quando a onda triangular é maior que o sinal V_p ou menor que o sinal V_n é gerado o vetor de curto-circuito, como ilustrado na Figura 31.

Para se obter a relação entre o ganho de tensão e o parâmetro de controle K , encontra-

Figura 30: Sinais de curto circuito para a modulação proposta por Elserougi, A



Fonte: (ELSEROUGI A. ; ABDEL-KHALIK, 2014)

se primeiramente a razão cíclica de curto circuito a partir da Figura 32.

Como a razão cíclica se repete periodicamente a cada $\pi/3$, o valor de D_{st} pode ser calculado como segue:

$$\frac{T_{01}(\theta)}{T} = \frac{1 - \sqrt{3}m \cdot \sin(\theta + \frac{\pi}{3})}{2} \quad (4.19)$$

$$\frac{T_{02}(\theta)}{T} = \frac{1 - K}{2} \quad (4.20)$$

$$\frac{T_0}{T} = \frac{T_{01}(\theta) + T_{02}(\theta)}{T} = \frac{2 - [K + \sqrt{3}m \cdot \sin(\theta + \frac{\pi}{6})]}{2} \quad (4.21)$$

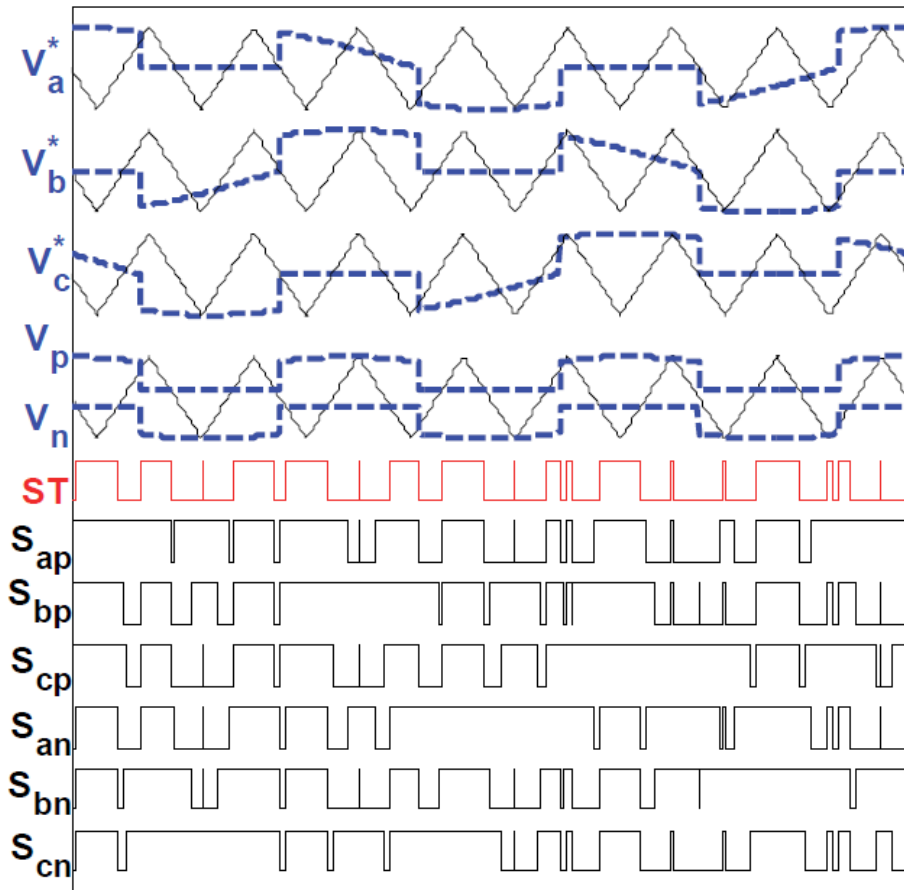
Dessa forma, a razão cíclica pode ser calculada de acordo com a equação (4.22).

$$D_{st} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{T_0}{T} = \frac{\pi(2 - K) - 3\sqrt{3}m}{2\pi} \quad (4.22)$$

O fator *boost* é dado pela expressão (4.23) (ELSEROUGI A. ; ABDEL-KHALIK, 2014):

$$B = \frac{\pi}{3\sqrt{3}m - \pi(1 - K)} \quad (4.23)$$

Figura 31: Sinais comando nas chaves para a modulação proposta por Elserougi, A ($m = 1/\sqrt{3}$, $K = 0.2$).



Fonte: (ELSEROUGI A. ; ABDEL-KHALIK, 2014)

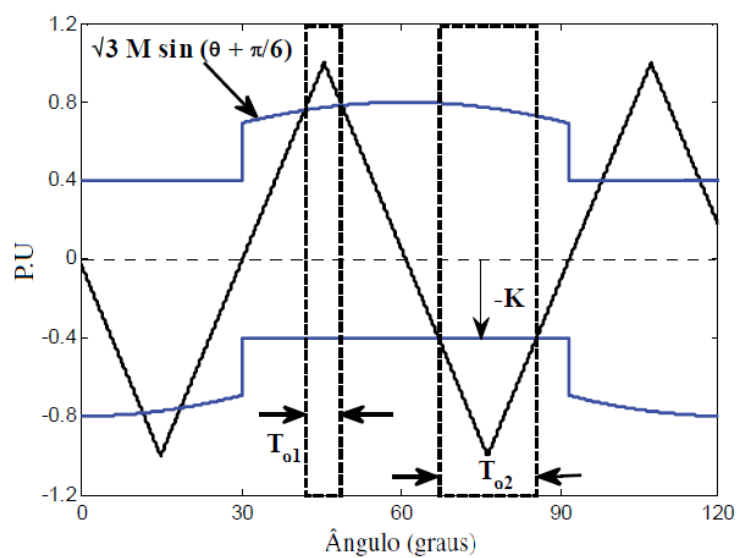
O fator *buck-boost* é então determinado pela expressão (4.24) .

$$B_B = m.B = \frac{\pi.m}{3\sqrt{3}m - \pi(1 - K)} \quad (4.24)$$

A tensão nos capacitores da malha Z é dada pela expressão (4.25).

$$V_c = \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{\pi.K + 3\sqrt{3}.m}{\pi(K - 1) + 3\sqrt{3}.m} \quad (4.25)$$

Na última seção deste capítulo, as estratégias de modulação serão analisadas comparativamente.

Figura 32: Cálculo da D_{st} para modulação proposta por Elserougi, A

Fonte: (ELSEROUGI A. ; ABDEL-KHALIK, 2014)

4.5 ESTUDO COMPARATIVO ENTRE AS ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO

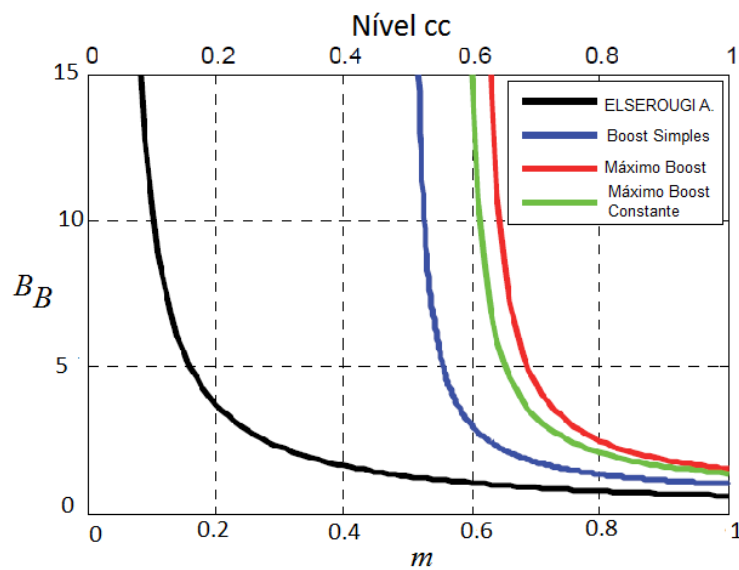
Nesta seção é apresentada uma comparação entre as estratégias de modulação para o inversor fonte Z, analisando o ganho e tensão e o esforço de sobre os semicondutores.

A figura 33 mostra o fator *buck-boost* em função do índice de modulação. No entanto, a modulação proposta por (ELSEROUGI A. ; ABDEL-KHALIK, 2014) esta inclusa com seu correspondente parâmetro de controle dos vetores de curto-circuito. A Figura 33 possui dois eixos horizontais. O primeiro é para as estratégias de modulação convencionais e é designado para o índice de modulação m . O eixo horizontal superior se refere ao parâmetro de controle K com o índice de modulação em seu máximo valor possível para esta estratégia ($1/\sqrt{3}$). Nota-se que a técnica *boost* simples possui o menor índice de modulação para um mesmo valor de B_B . Altos valores de índice de modulação são desejados, pois estão associados a menor taxa de distorção na tensão e corrente na saída do inversor. Em contrapartida, a técnica máximo *boost* possui o maior índice de modulação para o mesmo B_B , ou seja, é necessário utilizar uma menor razão cíclica de curto-circuito D_{st} para sintetizar as tensões na carga. Além disso, nota-se que uma ampla faixa de ganho é alcançável com uma ampla faixa do parâmetro K . Comparando com as estratégias de modulação convencionais, o ganho de tensão possui menos sensibilidade em relação ao parâmetro de controle dos vetores de curto-circuito, especialmente em ganhos elevados. Portanto, a estratégia de modulação proposta por (ELSEROUGI A. ; ABDEL-KHALIK, 2014) permite que ganhos mais altos sejam alcançados sem ondulações na tensão do capacitor e na corrente do indutor caso ocorra alguma perturbação no parâmetro de controle dos vetores de curto-cicuito.

A Figura 34 mostra o esforço de tensão nas chaves (V_s) normalizado pela tensão de entrada V_i , em função do fator *buck-boost*, para as técnicas *boost* simples, máximo *boost*, máximo *boost* constante e para a modulação proposta por (ELSEROUGI A. ; ABDEL-KHALIK, 2014). Observa-se através da figura que para valores baixos de B_B , a estratégia de modulação proposta por (ELSEROUGI A. ; ABDEL-KHALIK, 2014) apresenta o maior

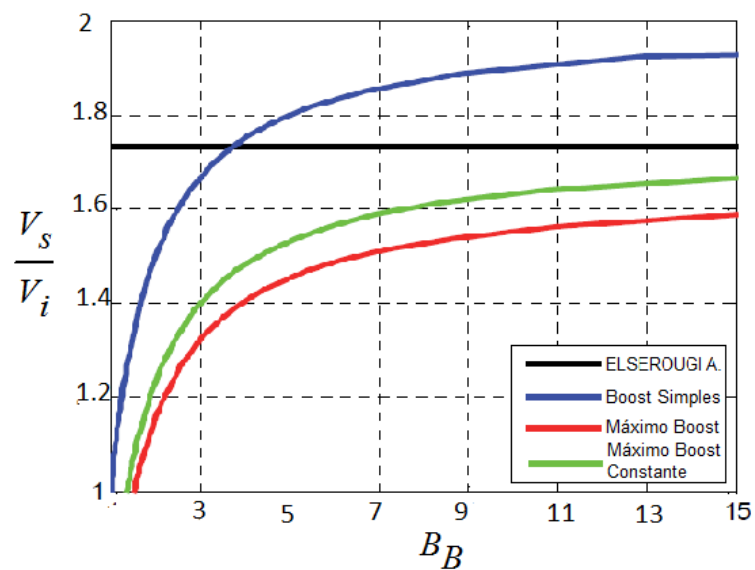
estresse de tensão. No entanto, com valores elevados de B_B é a estratégia *boost* simples que apresenta os valores mais elevados para o estresse de tensão, seguido pela pelas estratégias (ELSEROUGI A. ; ABDEL-KHALIK, 2014), máximo *boost* constante e máximo *boost*.

Figura 33: Comparação do fator *buck-boost* em função do índice de modulação m para as estratégias de modulação.



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 34: Comparação do estresse de tensão em função do ganho para as estratégias de modulação.



Fonte: produção do próprio autor.

5 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

Com o objetivo de verificar o estudo teórico do inversor Fonte Z foi realizado a simulação através do software PSIM das estratégias de modulação abordadas neste trabalho, todas em malha aberta.

5.1 BOOST SIMPLES

Os parâmetros de simulação são mostrados na Tabela 4.

Tabela 4: Parâmetros de simulação da estratégia *boost* simples.

Parâmetro	Descrição	Valor
V_i	Tensão do barramento de entrada	100 V
f_s	Frequência de chaveamento	10 kHz
C	Capacitância da malha Z	940 μF
L	Indutância da malha Z	1 mH
R_L	Resistência de carga	58 Ω
L_L	Indutância de carga	16 mH

Fonte: Produção do próprio autor.

O objetivo é alimentar uma carga trifásica conectada em estrela. Utilizando o valor do índice de modulação de $m = 0,700$ encontra-se a razão cíclica de curto circuito D_{st} de 0,300.

Fator *boost* da malha Z:

$$B = \frac{1}{1 - 2 \cdot D_{st}} = \frac{1}{1 - 2 \cdot 0,300} = 2,5$$

Tensão na saída da malha Z:

$$V_o = B \cdot V_i = 2,5 \cdot 100 = 250V$$

Tensão de pico na fase u :

$$\hat{V}_u = m \cdot B \cdot \frac{V_i}{2} = 87,5V$$

Tensão eficaz na fase u :

$$(V_u)_{ef} = \frac{\hat{V}_u}{\sqrt{2}} = \frac{87,5}{\sqrt{2}} = 61,87V$$

Corrente de pico na fase u :

$$\hat{i}_u = \frac{\hat{V}_{un}}{|Z|} = \frac{87,5}{58,0} = 1,51A$$

Corrente eficaz na fase u :

$$(i_u)_{ef} = \frac{\hat{i}_u}{\sqrt{2}} = 1,06A$$

A Figura 35 mostra a tensão que esta sendo aplicada na fase u pela modulação PWM *boost* simples, sendo representada por V_{un_ch} . Através de um processo de filtragem obtém-se V_{un} , cujo os resultados podem ser visualizados na Tabela 7. Observa-se que V_{un_ch} possui cinco níveis devido à componente de modo comum. Nota-se que os valores da tensão eficaz e de pico, assim como os valores da frequência e defasagem, estão dentro do esperado.

As correntes nas fases u , v , w pode ser visualizada na Figura 36. Estas correntes estão defasadas de 120° uma da outra e possuem frequência de 60Hz. Devido a natureza indutiva e resistiva na carga, existe uma defasagem entre a tensão aplicada e a corrente. A Tabela 6 mostra os resultados obtidos para estas formas de onda.

Na Figura 38 é mostrado a forma de onda de corrente no indutor da malha Z. Observa-se que a corrente no indutor oscila com frequência de 20 kHz. Quando está sendo aplicado o vetor de curto-circuito a derivada de corrente no indutor é positiva, caso contrário, é negativa. Por este motivo, aumentando o valor da indutância da malha Z é possível diminuir a ondulação de corrente no indutor.

O comportamento da tensão na saída da malha Z pode ser observado na Figura 37. Observa-se que ela também oscila com frequência de 20 kHz. Quando o inversor esta aplicando o curto-circuito de braço a tensão na saída da malha Z é nula, caso contrario,

Tabela 5: Resultados da forma de onda V_{un} para a modulação *boost simples*.

Parâmetro	Descrição	Valor
$(V_{un})_{ef}$	Valor eficaz da tensão de fase	61,8V
\hat{V}_{un}	Valor de pico da tensão de fase	87,28V
f	frequência	60Hz
ϕ	Ângulo de defasagem	0°

Fonte: Produção do próprio autor.

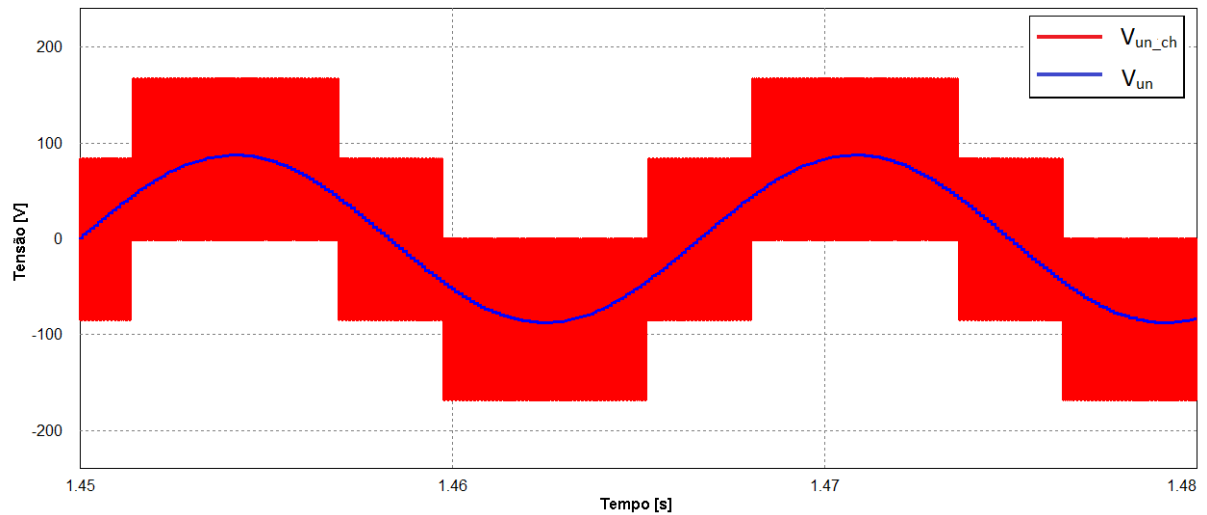
Tabela 6: Resultados para as forma de onda nas fases u, v, w para a modulação *boost simples*.

Parâmetro	Descrição	i_u	i_v	i_w
\hat{i}	Valor de pico	1,58A	1,58A	1,58A
$(i)_{ef}$	Valor eficaz	1,06A	1,06A	1,06A
f	frequência	60Hz	60Hz	60Hz
ϕ	Ângulo de defasagem	-11°	109°	-131°

Fonte: Produção do próprio autor.

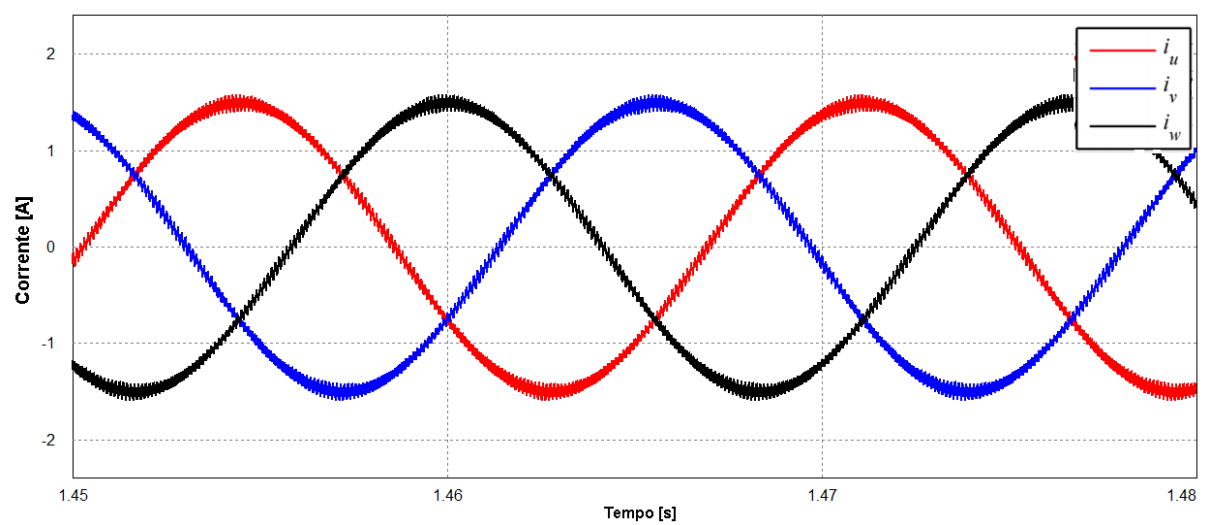
é 250,0V.

Figura 35: Tensão de fase na carga u utilizando a estratégia de modulação *boost simples*.



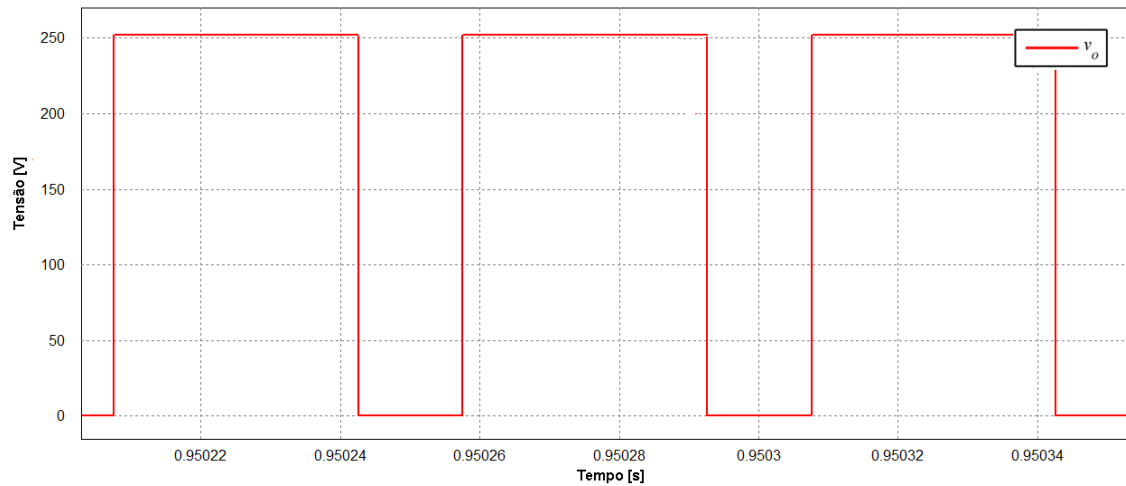
Fonte: produção do próprio autor.

Figura 36: Corrente nas cargas u, v, w utilizando a estratégia de modulação *boost simples*.



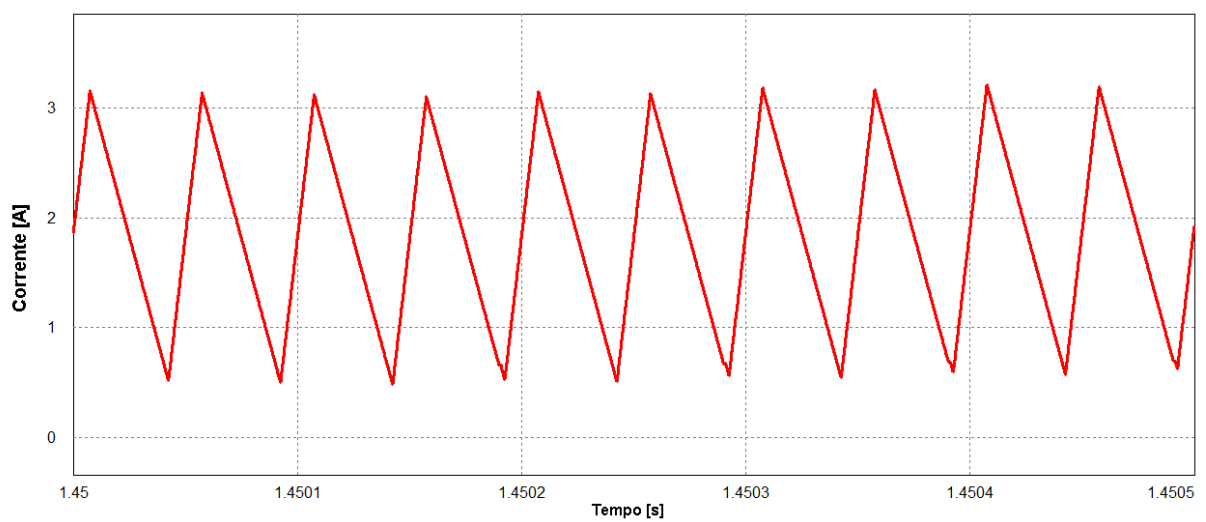
Fonte: produção do próprio autor.

Figura 37: Tensão na saída da malha Z (V_o) utilizando a estratégia de modulação *boost simples*.



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 38: Corrente no indutor da malha Z (i_L) utilizando a estratégia de modulação *boost simples*.



Fonte: produção do próprio autor.

5.2 MÁXIMO BOOST

Nesta seção são mostrados os resultados de simulação da estratégia de modulação máximo *boost*. Assim como na estratégia de modulação *boost* simples, o objetivo é alimentar uma carga trifásica conectada em estrela utilizando os mesmos parâmetros da tabela 4. Com um índice de modulação de $m = 0,924$ encontra-se a razão cíclica de $D_{st} = 0,236$

Fator *boost* da malha Z:

$$B = \frac{\pi}{3\sqrt{3} \cdot m - \pi} = \frac{\pi}{3\sqrt{3} \cdot 0,924 - \pi} = 1,893$$

Tensão na saída da malha Z:

$$V_o = B \cdot V_i = 189,3V$$

Tensão de pico na fase u :

$$\hat{V}_u = m \cdot B \cdot \frac{V_i}{2} = 87,46V$$

Tensão eficaz na fase u :

$$(V_u)_{ef} = \frac{\hat{V}_u}{\sqrt{2}} = \frac{87,5}{\sqrt{2}} = 61,84V$$

Corrente de pico na fase u :

$$\hat{i}_u = \frac{\hat{V}_{un}}{|Z|} = \frac{87,5}{58,0} = 1,47A$$

Corrente eficaz na fase u :

$$(i_u)_{ef} = \frac{\hat{i}_u}{\sqrt{2}} = 1,04A$$

A Figura 39 mostra a tensão que está sendo aplicada na fase u pela modulação PWM máximo *boost*, sendo representada por V_{un_ch} . Através de um processo de filtragem obtém-se V_{un} , cujo os resultados podem ser visualizados na Tabela 7. Observa-se que

V_{un_ch} possui cinco níveis devido à componente de modo comum e possui uma pequena distorção devido a oscilação da razão cíclica de curto-circuito. Nota-se que os valores da tensão eficaz e de pico, assim como os valores da frequência e defasagem, estão dentro do esperado.

As correntes nas fases u , v , w pode ser visualizada na Figura 40. Estas correntes estão defasadas de 120° uma da outra e possuem frequência de 60Hz. Devido a natureza indutiva e resistiva na carga, existe uma defasagem entre a tensão aplicada e a corrente. Nota-se que existe uma distorção na corrente de cada fase devido ao comportamento oscilante da razão cíclica de curto circuito. A Tabela 8 mostra os resultados obtidos para estas formas de onda.

Tabela 7: Resultados da forma de onda V_{un} para a modulação *boost* simples.

Parâmetro	Descrição	Valor
$(V_{un})_{ef}$	Valor eficaz da tensão de fase	62,17V
\hat{V}_{un}	Valor de pico da tensão de fase	87,93V
f	frequência	60Hz
ϕ	Ângulo de defasagem	0°

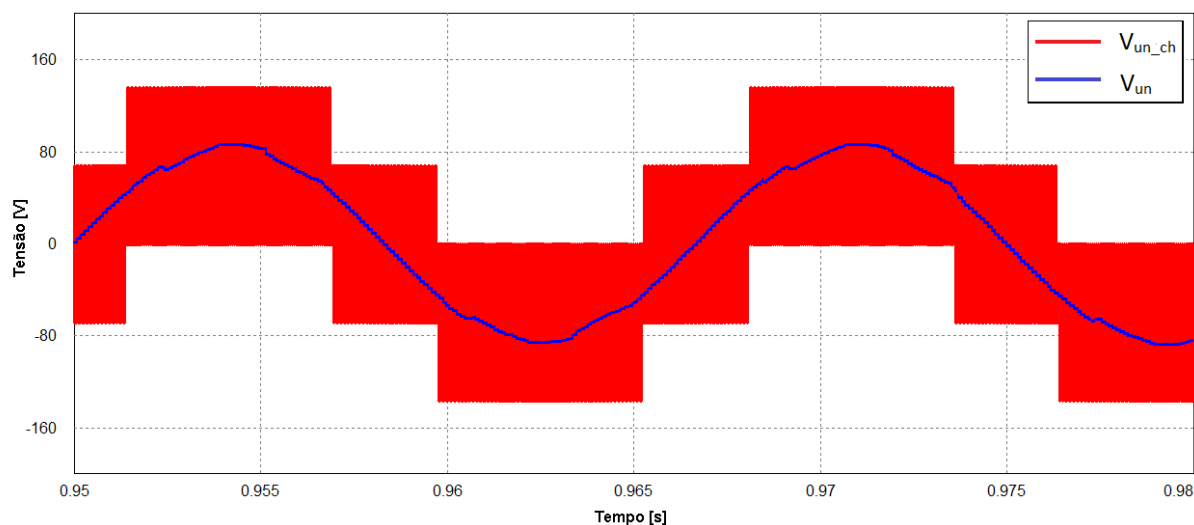
Fonte: Produção do próprio autor.

Tabela 8: Resultados para as forma de onda nas fases u , v , w para a modulação *boost* simples.

Parâmetro	Descrição	i_u	i_v	i_w
\hat{i}	Valor de pico	1,52A	1,52A	1,52A
$(i)_{ef}$	Valor eficaz	1,07A	1,07A	1,07A
f	frequência	60Hz	60Hz	60Hz
ϕ	Ângulo de defasagem	-11°	109°	-131°

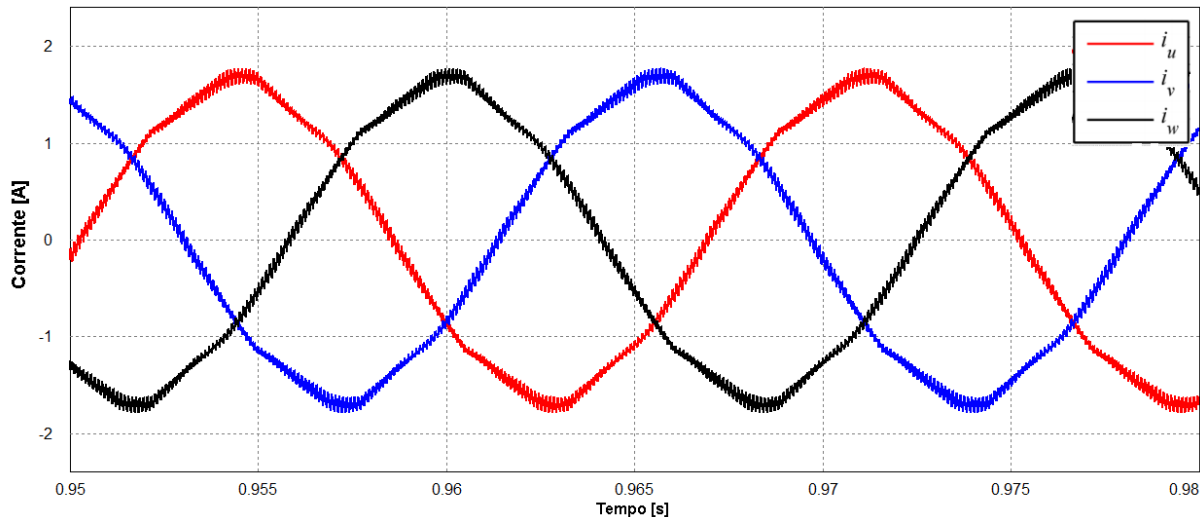
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 39: Tensão de fase na carga u utilizando a estratégia de modulação máximo *boost*.



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 40: Corrente nas cargas u, v, w utilizando a estratégia de modulação máximo *boost*.

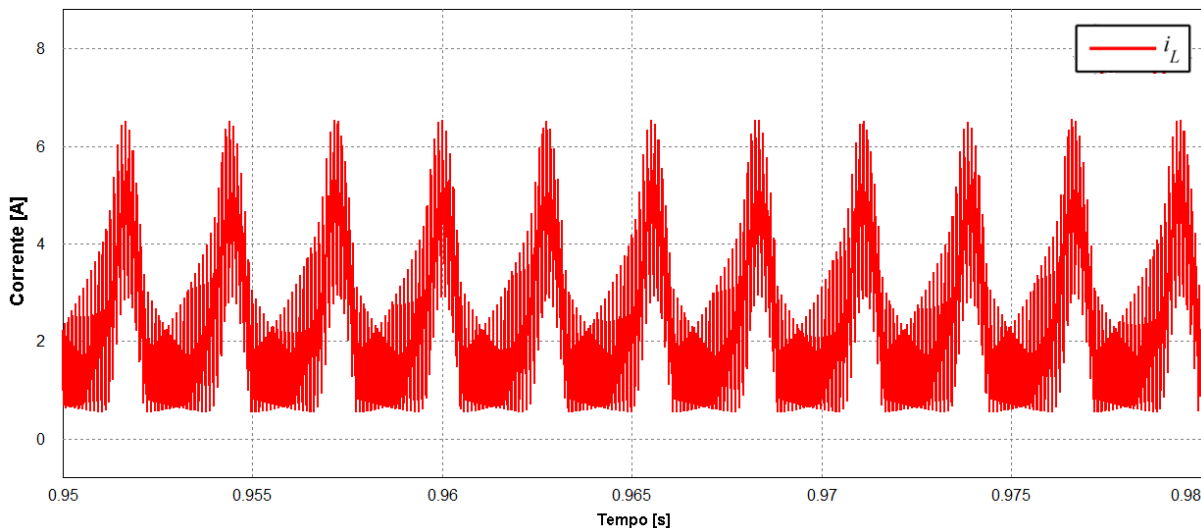


Fonte: produção do próprio autor.

Na Figura 41 é mostrada a tensão no indutor da malha Z. Nota-se uma nítida influência da razão cíclica de curto-circuito. Conforme mostrado na seção 4.2, a razão cíclica de curto-circuito D_{st} oscila em função de $\omega \cdot t$ com uma frequência seis vezes maior que a frequência de referência, 60Hz. Isso se reflete na forma de onda do indutor da malha Z, onde a corrente oscila com frequência de aproximadamente 360Hz, confirmando os

resultados esperados.

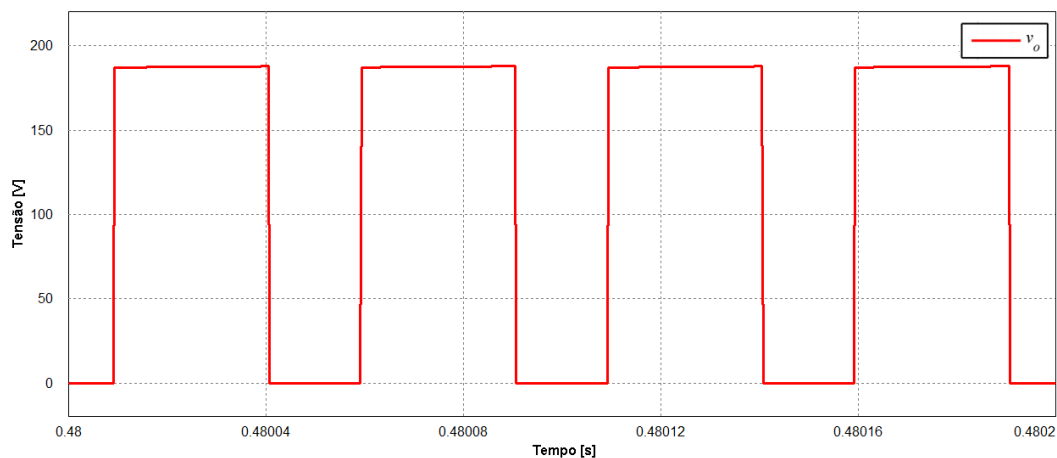
Figura 41: Corrente no indutor da malha Z utilizando a estratégia de modulação máximo *boost*.



Fonte: produção do próprio autor.

O comportamento da tensão na saída da malha Z pode ser observado na Figura 42. Observa-se que ela também oscila com frequência de 20 kHz. Quando o inversor está aplicando o curto-circuito de braço a tensão na saída da malha Z é nula, caso contrário, é 189,0V.

Figura 42: Tensão na saída da malha Z utilizando a estratégia de modulação máximo *boost*.



Fonte: produção do próprio autor.

5.3 MÁXIMO BOOST CONSTANTE

Nesta seção são mostrados os resultados de simulação com a estratégia de modulação máximo *boost* constante com os mesmos valores de tensão e corrente na carga das seções anteriores. Com isso, encontra-se o valor para o índice modulação $m = 0,861$ e razão cíclica de curto circuito $D_{st} = 0,254$

Fator boost da malha Z:

$$B = \frac{1}{m \cdot \sqrt{3} - 1} = 2,035$$

Tensão na saída da malha Z:

$$V_o = B \cdot V_i = 2,035 \cdot 100 = 203,54V$$

Tensão de pico na fase u :

$$\hat{V}_u = m \cdot B \cdot \frac{V_i}{2} = 87,60V$$

Tensão eficaz na fase u :

$$(V_u)_{ef} = \frac{\hat{V}_u}{\sqrt{2}} = \frac{87,60}{\sqrt{2}} = 61,94V$$

Corrente de pico na fase u :

$$\hat{i}_u = \frac{V_{un}}{|Z|} = \frac{87,60}{58,00} = 1,51A$$

Corrente eficaz na fase u :

$$(i_u)_{ef} = \frac{\hat{i}_u}{\sqrt{2}} = 1,06A$$

A Figura 43 mostra a tensão que está sendo aplicada na fase u pela modulação máximo *boost* constante, sendo representada por V_{un_ch} . Através de um processo de filtragem obtém-se V_{un} , cujo os resultados podem ser visualizados na Tabela 9. Observa-se que V_{un_ch} possui cinco níveis devido à componente de modo comum. Nota-se que os

valores da tensão eficaz e de pico, assim como os valores da frequência e defasagem, estão dentro do esperado.

As correntes nas fases u , v , w podem ser visualizada na Figura 44. Da mesma maneira que na seção anterior, a corrente esta defasada em relação a tensão da mesma fase devido ao comportamento indutivo e resistivo da carga. A Tabela 10 mostra os resultados obtidos para esta forma de onda.

Tabela 9: Resultados para a onda V_{un} com a estratégia de modulação máximo *boost* constante.

Parâmetro	Descrição	Valor
$(V_{un})_{ef}$	Valor eficaz da tensão de fase	61,96V
V_{un}	Valor de pico da tensão de fase	87,24V
f	frequência fundamental	60Hz
ϕ	Ângulo de defasagem	0°

Fonte: Produção do próprio autor.

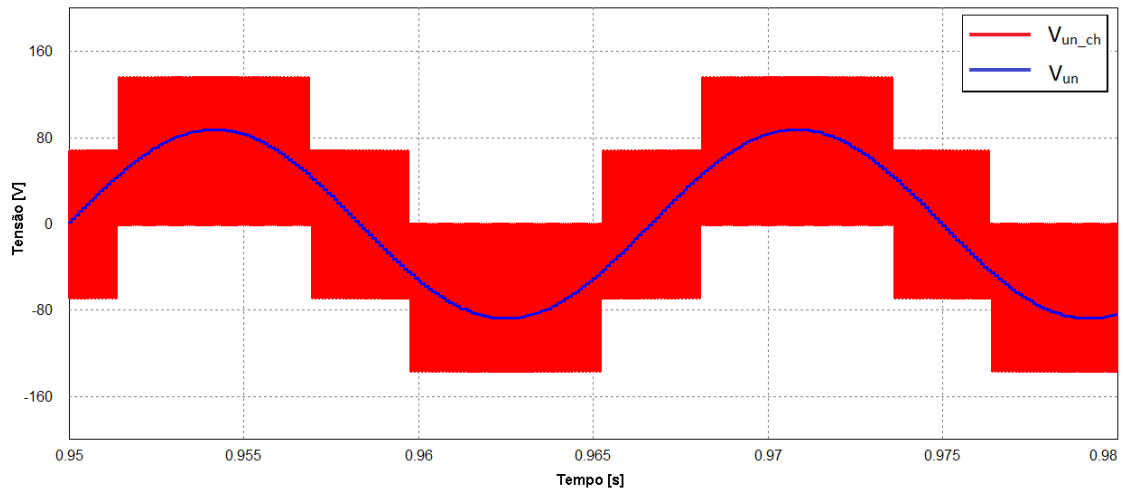
Tabela 10: Resultados para as forma de onda nas fases u , v , w para a modulação máximo *boost* constante.

Parâmetro	Descrição	i_u	i_v	i_w
\hat{i}	Valor de pico	1,54A	1,54A	1,54A
$(i)_{ef}$	Valor eficaz	1,06A	1,06A	1,06A
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 observado na Figura 45. Pode-se observar que seu valor de pico é 203,70V, valor menor quando comparado com a estratégia *boost* simples, reduzindo o estresse de tensão na malha Z. Observa-se que a tensão na saída da malha Z também oscila com frequência de 20 kHz.

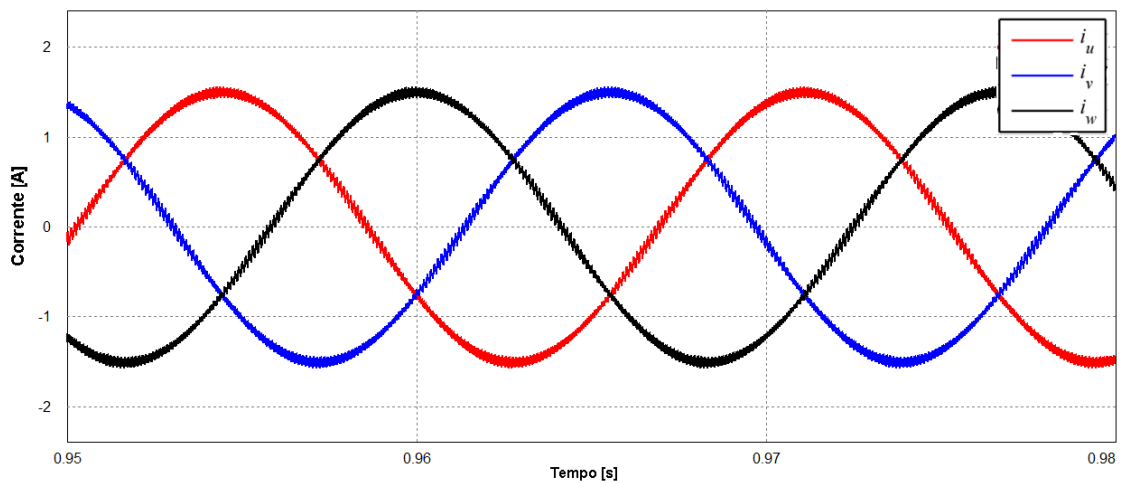
Figura 43: Tensão na fase u utilizando a estratégia de modulação máximo *boost* constante.



Fonte: produção do próprio autor.

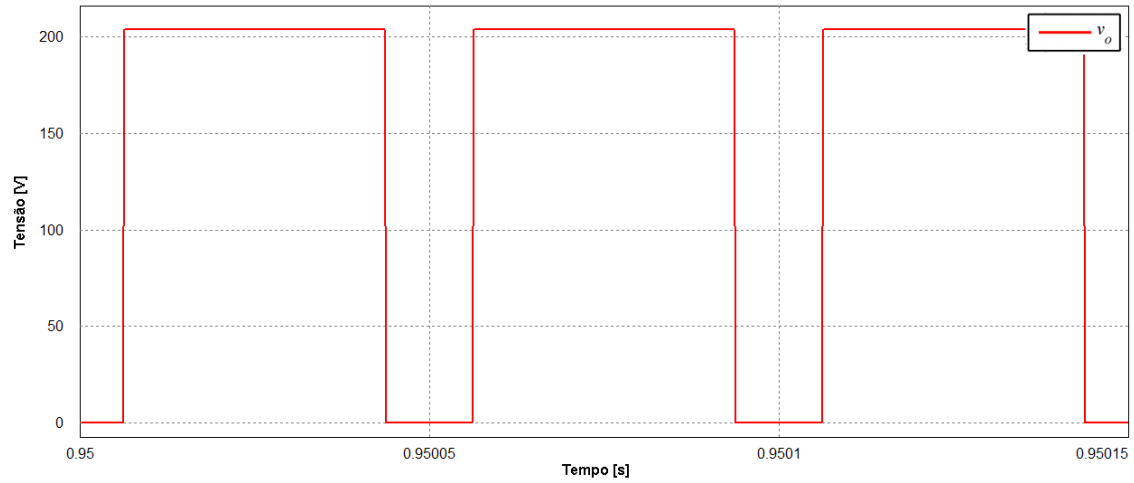
Na Figura 46 é mostrado a forma de onda de corrente no indutor da malha Z. Observa-se que ela oscila com frequência de 20 kHz. Quando está sendo aplicado o vetor de curto-circuito a derivada de corrente no indutor é positiva, caso contrário, é negativa.

Figura 44: Corrente nas fases *u*, *v*, *w* utilizando a estratégia de modulação máximo *boost* constante.



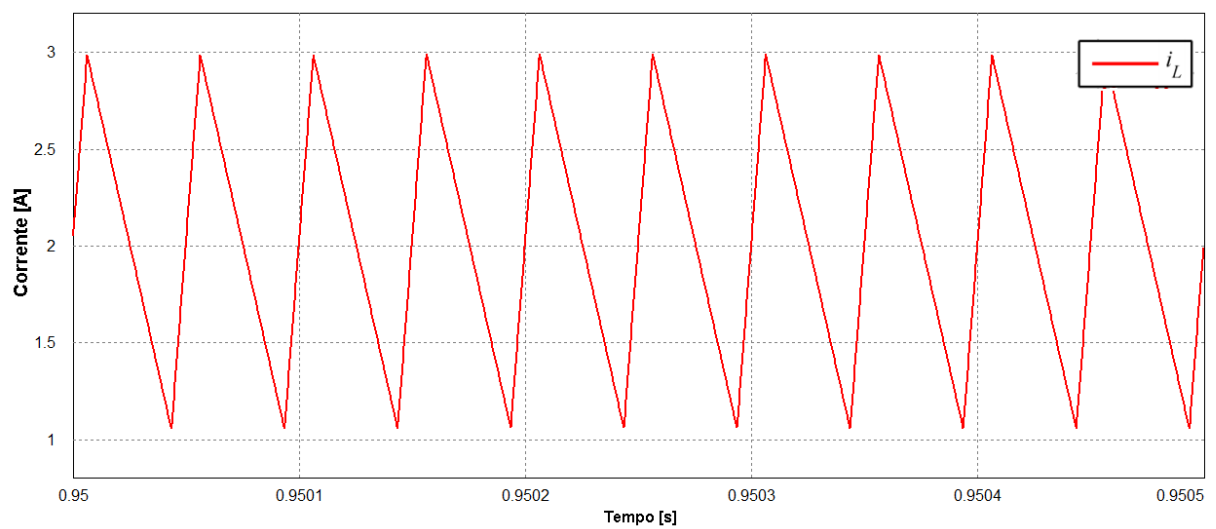
Fonte: produção do próprio autor.

Figura 45: Tensão na saída da malha Z (V_o) utilizando a estratégia de modulação máximo *boost* constante.



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 46: Corrente no indutor da malha Z utilizando a estratégia de modulação máximo *boost* constante.



Fonte: produção do próprio autor.

5.4 MODULAÇÃO PROPOSTA POR ELSEROUGI,A

Nesta seção são mostrados os resultados de simulação com a estratégia de modulação proposta por Elserougi,A com os mesmos valores de tensão e corrente na carga das seções anteriores. Utilizando o índice de modulação em seu máximo ($m = \frac{1}{\sqrt{3}}$), o valor necessário para o nível CC K é $K=0,37$.

Fator boost da malha Z:

$$B = \frac{\pi}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot m - \pi(1 - K)} = 3,03$$

Tensão na saída da malha Z:

$$V_o = B \cdot V_i = 3,03 \cdot 100 = 307,7V$$

Tensão de pico na fase u :

$$\hat{V}_u = m \cdot B \cdot \frac{V_i}{2} = 87,46V$$

Tensão eficaz na fase u :

$$(V_u)_{ef} = \frac{\hat{V}_u}{\sqrt{2}} = \frac{87,46}{\sqrt{2}} = 61,84V$$

Corrente de pico na fase u :

$$\hat{i}_u = \frac{\hat{V}_{un}}{|Z|} = \frac{87,46}{58,00} = 1,51A$$

Corrente eficaz na fase u :

$$(i_u)_{ef} = \frac{\hat{i}_u}{\sqrt{2}} = 1,06A$$

A Figura 47 mostra a tensão que está sendo aplicada na fase u pela modulação proposta por Elserougi,A, sendo representada por V_{un_ch} . Através de um processo de filtragem obtém-se V_{un} , cujo os resultados podem ser visualizados na Tabela 11. Nota-se que os valores da tensão eficaz e de pico, assim como os valores da frequência e defasagem, estão dentro do esperado.

As correntes nas fases u , v , w podem ser visualizada na Figura 48. Da mesma maneira que nas seções anteriores, a corrente esta defasada em relação a tensão da mesma fase devido ao comportamento indutivo e resistivo da carga. A Tabela 12 mostra os resultados obtidos para esta forma de onda.

A tensão no capacitor da malha Z pode ser visualizada na Figura 49. Ela é contínua e possui uma amplitude de 204,0 V. Utilizando a expressão (4.25) chega-se no valor de 203,88 V para a tensão do capacitor da malha Z. Na mesma figura está sendo mostrada a tensão do barramento de entrada V_i .

Na Figura 50 é mostrado a forma de onda de corrente no indutor da malha Z. Observa-se que ela oscila com frequência de 20 kHz. Quando está sendo aplicado o vetor de curto-circuito a derivada de corrente no indutor é positiva, caso contrário, é negativa.

O comportamento da tensão na saída da malha Z pode ser observado na Figura 51. Observa-se que ela também oscila com frequência de 20 kHz. Quando o inversor esta aplicando o curto-circuito de braço a tensão na saída da malha Z é nula, caso contrario, é 307,0V.

Tabela 11: Resultados para a onda V_{un} com a estratégia de modulação proposta por Elserougi,A.

Parâmetro	Descrição	Valor
$(V_{un})_{ef}$	Valor eficaz da tensão de fase	61,72V
V_{un}	Valor de pico da tensão de fase	87,52V
f	frequência fundamental	60Hz
ϕ	Ângulo de defasagem	0°

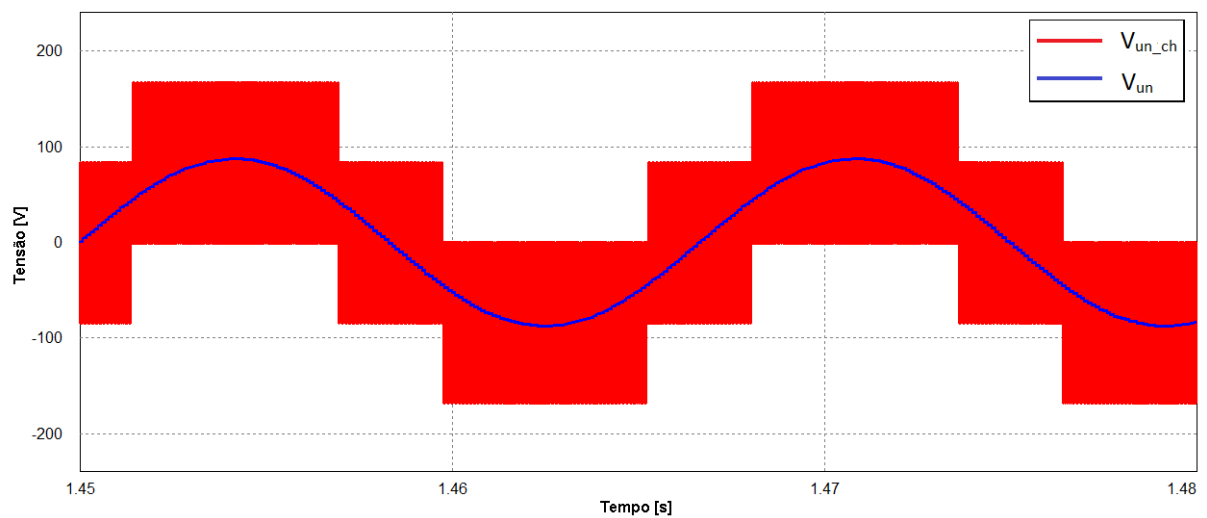
Fonte: Produção do próprio autor.

Tabela 12: Resultados para as forma de onda nas fases u , v , w para a modulação proposta por Elserougi,A.

Parâmetro	Descrição	i_u	i_v	i_w
\hat{i}	Valor de pico	1,53A	1,53A	1,54A
$(i)_{ef}$	Valor eficaz	1,05A	1,05A	1,06A
f	frequência	60Hz	60Hz	60Hz
ϕ	Ângulo de defasagem	-11°	109°	-131°

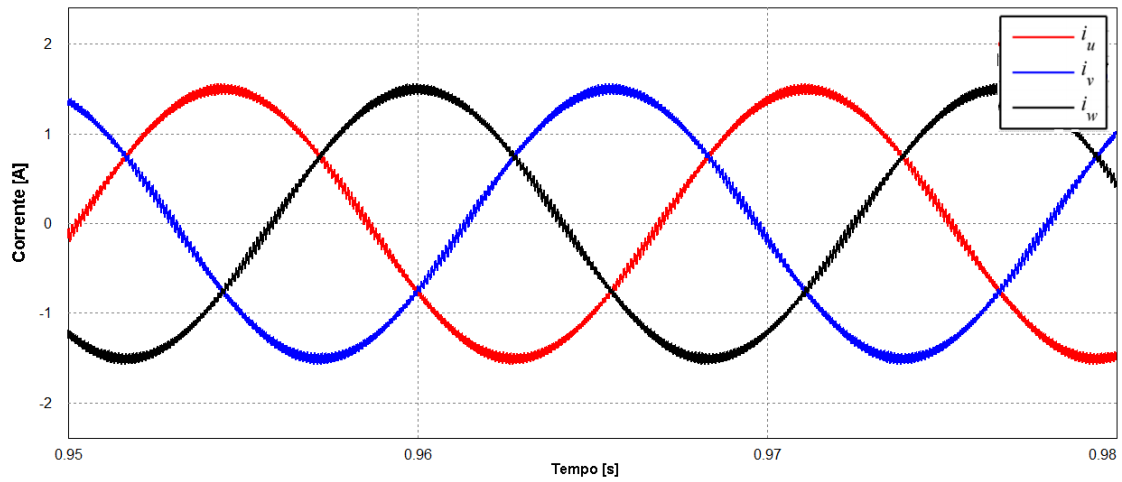
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 47: Tensão na fase u utilizando a estratégia de modulação proposta por Elserougi,A.



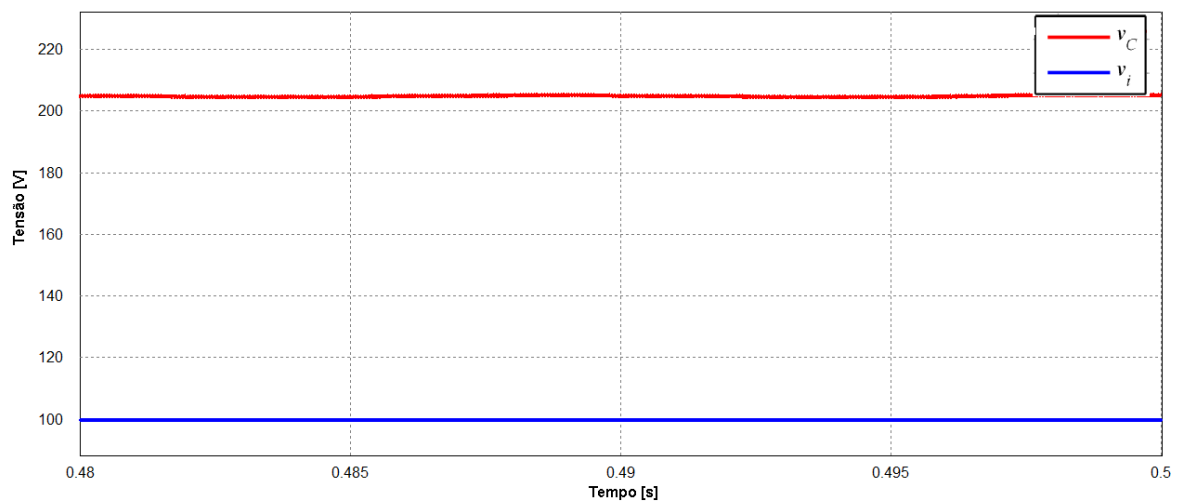
Fonte: produção do próprio autor.

Figura 48: Corrente nas fases u , v , w utilizando a estratégia de modulação proposta por Elserougi,A.



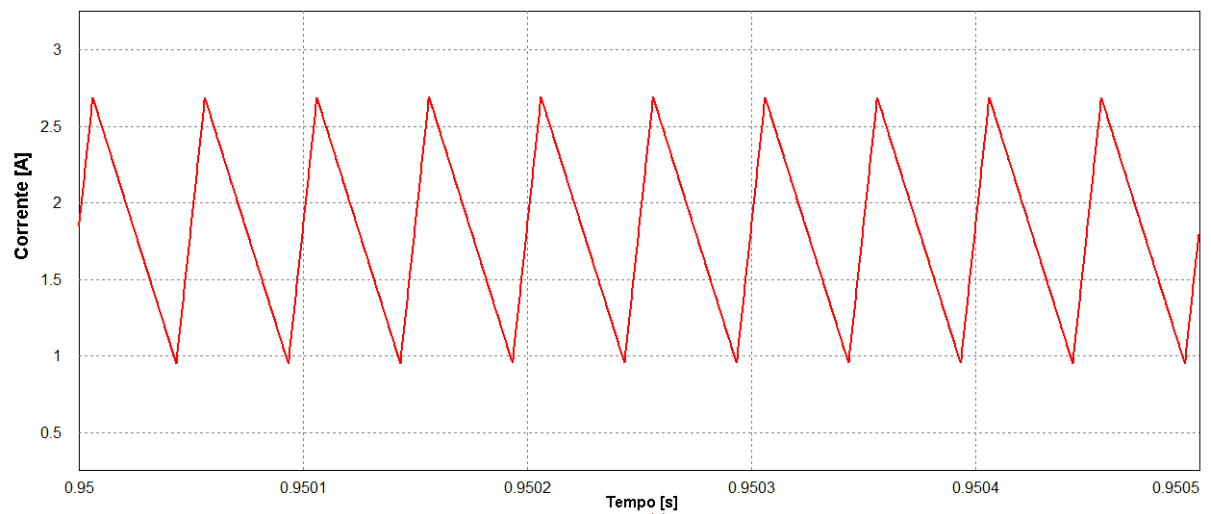
Fonte: produção do próprio autor.

Figura 49: Tensão no capacitor da malha Z utilizando a estratégia de modulação proposta por Elserougi,A.



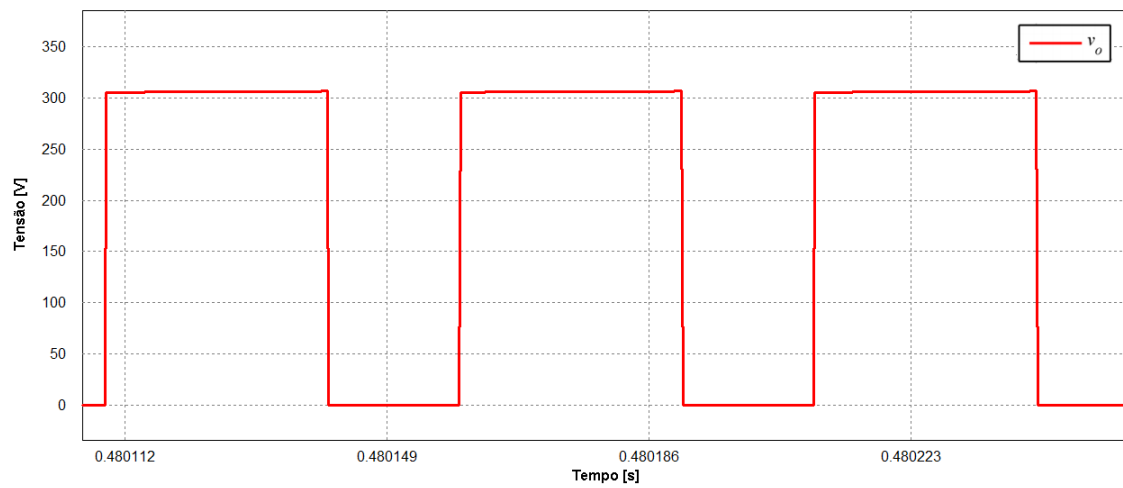
Fonte: produção do próprio autor.

Figura 50: Corrente no indutor da malha Z utilizando a estratégia de modulação proposta por Elserougi,A.



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 51: Tensão na saída da malha Z utilizando a estratégia de modulação proposta por Elserougi,A.



Fonte: produção do próprio autor.

5.5 ESFORÇOS DE CORRENTE E PERDAS NOS SEMICONDUCTORES

Nesta seção é verificado os esforços de corrente nos componentes do inversor e a potência dissipada nas chaves. Os parâmetros de simulação são os mostrados na tabela 4 . A Tabela 13 mostra o esforço de corrente nos semicondutores S_{u1} , D_{u1} e D_1 .

Tabela 13: Correntes médias e eficazes nos semicondutores com diferentes estratégias de modulação.

Parâmetro	Descrição	<i>boost</i> simples	maximo <i>boost</i> constante
$(i_{Su1})_{med}$	Corrente média no interruptor S_{u1}	0,69 A	0,68 A
$(i_{Su1})_{ef}$	Corrente eficaz no interruptor S_{u1}	1,01 A	1.00 A
$(i_{Du1})_{med}$	Corrente média no diodo D_{u1}	0,038 A	0,015 A
$(i_{Du1})_{ef}$	Corrente eficaz no diodo D_{u1}	0,18 A	0,10 A
$(i_{D1})_{med}$	Corrente média no diodo D_1	1,97 A	1,92 A
$(i_{D1})_{ef}$	Corrente eficaz no diodo D_1	2,73 A	2,54 A

Fonte: Produção do próprio autor.

Com o objetivo de verificar as perdas nos semicondutores em cada estratégia de modulação, foi feito o uso da ferramenta *Device Database Editor* do PSIM. Essa ferramenta fornece uma maneira eficiente de simular perdas em semicondutores. Com os dados fornecidos pelos fabricantes é possível adicionar dispositivos e gerenciar os dispositivos existentes. Além disso, ferramentas de utilidade são fornecidas para capturar as curvas características do *datasheet* do semiconductor.

Devido a disponibilidade em laboratório, foi utilizado o IGBT IRG4PH50UD da *International Rectifier* na construção do protótipo. No entanto, o *datasheet* fornecido pelo fabricante não fornece alguns dados importantes para o cálculo de perdas. Por esse

motivo, foi também realizado a simulação com chave FGH25N120FTDS da *Fairchild*, a qual possui características semelhantes e um *datasheet* mais completo. A Tabela 14 e 15 resume as perdas nas seis chaves do inversor considerando os dois modelos de chave.

Tabela 14: Potência dissipada na chave do inversor (IRG4PH50UD).

Parâmetro	<i>boost</i> simples	máximo <i>boost</i> constante
$P_{condSW}_{(IRG4PH50UD)}$	2.95 W	3.01 W
$P_{comSW}_{(IRG4PH50UD)}$	4.05 W	3.21 W
$P_{condD}_{(IRG4PH50UD)}$	—	—
$P_{comD}_{(IRG4PH50UD)}$	—	—
P_{total}	7.00 W	6.22 W

Fonte: Produção do próprio autor.

Tabela 15: Potência dissipada na chave do inversor (FGH25N120FTDS).

Parâmetro	<i>boost</i> simples	máximo <i>boost</i> constante
$P_{condSW}_{(FGH25N120FTDS)}$	3.41 W	3.38 W
$P_{comSW}_{(FGH25N120FTDS)}$	1.01 W	0.79 W
$P_{condD}_{(FGH25N120FTDS)}$	0.64 W	0.63 W
$P_{comD}_{(FGH25N120FTDS)}$	0.52 W	0.45 W
P_{total}	5.58 W	5.25 W

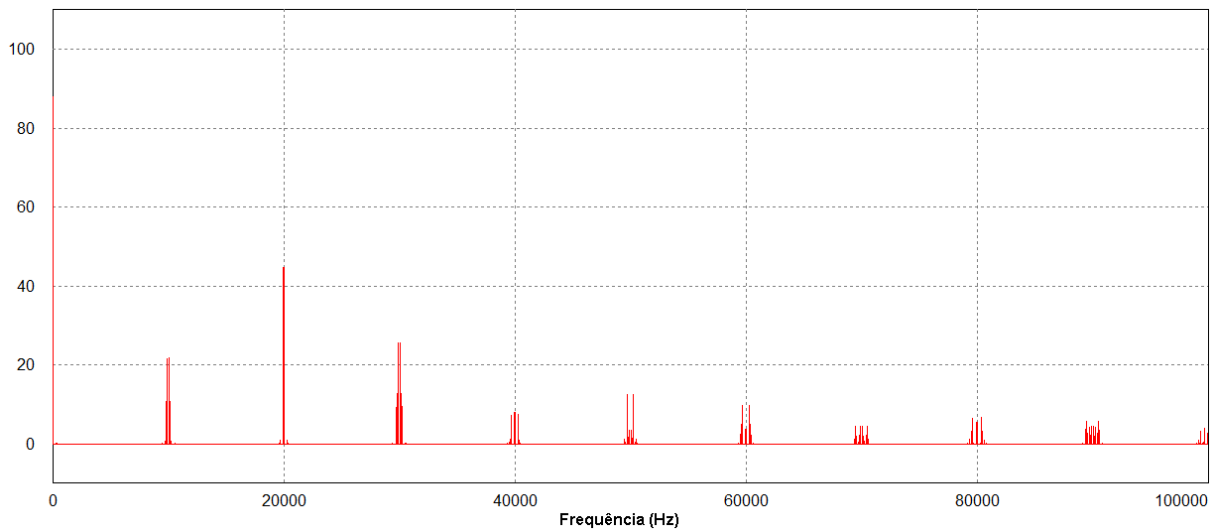
Fonte: Produção do próprio autor.

Nota-se que a estratégia de modulação máximo *boost* constante reduz levemente a potência dissipada nas chaves do inversor em comparação com a estratégia *boost* simples.

5.6 TRANSFORMADA DE FOURIER

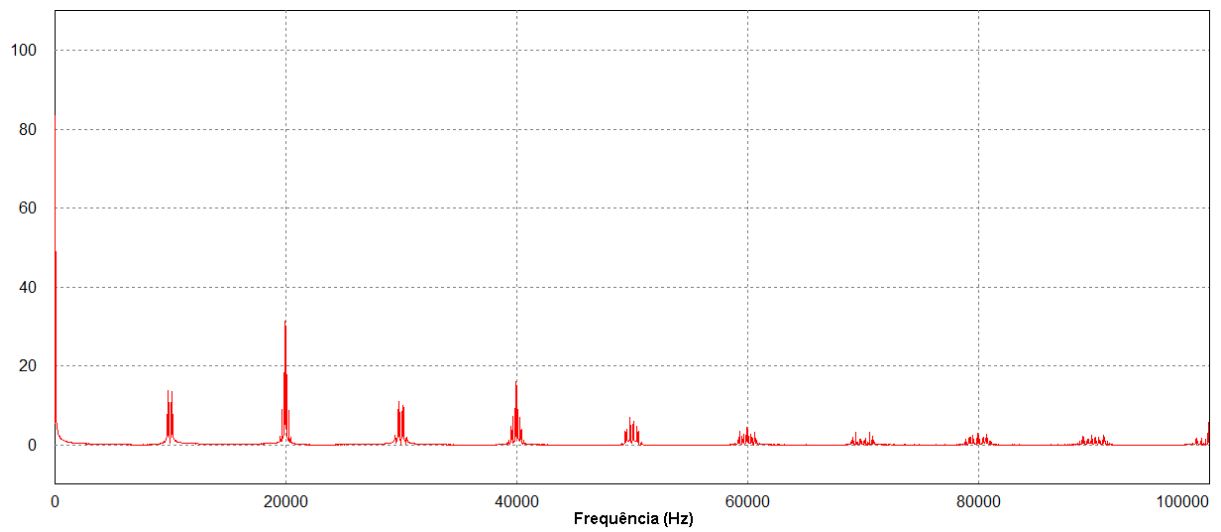
Nesta seção são mostradas as amplitudes das harmônicas das formas de onda de tensão na carga utilizando as estratégias de modulação *boost* simples e máximo *boost* constante. Os parâmetros de simulação são os mesmos mostrados na Tabela 4. Nota-se nas Figuras 52 e 53 que o ponto de frequência fundamental, ou 60 Hz, é o mais acentuado. No entanto, em 20 kHz encontra-se um pico. Isso se deve a frequência de oscilação da tensão da malha Z e da oscilação da corrente no indutor da malha Z. Como a frequência de comutação das chaves é em 10 kHz, nesse ponto também encontra-se um pico.

Figura 52: Transformada rápida de Fourier da Forma de onda de tensão na carga utilizando a estratégia de modulação *boost* simples.



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 53: Transformada rápida de Fourier da Forma de onda de tensão na carga utilizando a estratégia de modulação máxima *boost* constante.



Fonte: produção do próprio autor.

6 ESTUDO EXPERIMENTAL DO INVERSOR

Para comprovar o estudo teórico do inversor e validar as estratégias de modulação foram realizados testes em laboratório. A tabela 16 mostra os parâmetros de ensaio do protótipo do inversor.

Tabela 16: Parâmetros de ensaio do inversor Fonte Z.

Parâmetro	Descrição	Valor constante
V_i	Tensão do barramento de entrada	100 V
V_{un}	Tensão de pico na fase	87,5 V
f_s	Frequência de chaveamento	10 KHz
f	Frequência de saída	60 Hz

Fonte: Produção do próprio autor.

Os componentes utilizados no protótipo estão listados na tabela 17. Alguns deles estão superdimensionados pela própria disponibilidade de componentes do laboratório. A Figura 54 ilustra o protótipo utilizado nos testes.

Para a implementação das estratégias de modulação foi utilizada a FPGA (*Field-programmable gate array*) DE0-Nano do fabricante Terasic com a linguagem de programação VHDL. Este modelo de FPGA possui saída em 3,3 V, portanto foi necessário a utilização de um circuito condicionador de sinal para realização do comando das chaves.

Figura 54: Protótipo inversor Fonte Z.



Fonte: produção do próprio autor.

Tabela 17: Componentes utilizados no protótipo.

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

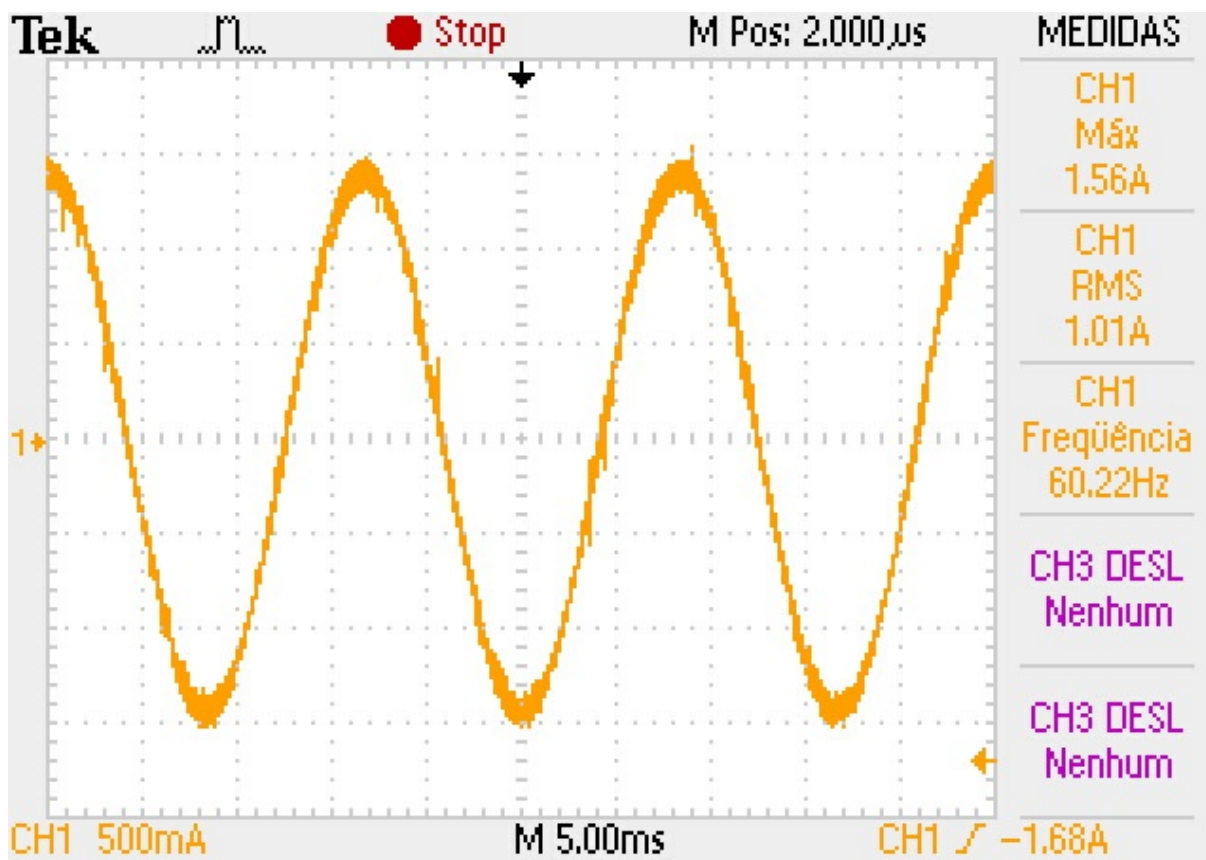
Fonte: Produção do próprio autor.

6.1 ESTRATÉGIA *BOOST* SIMPLES

Para implementação da estratégia de modulação *boost* simples foi inserido um índice de modulação de 0,700. Com isso a razão cíclica de curto circuito é de 0,300. A resistência de carga utilizada é de 58Ω e a indutância de carga é de $16,5 \text{ mH}$.

A Figura 55 mostra a forma de onda de corrente na carga. Nota-se que seu valor de pico é de $1,56 \text{ A}$ e seu valor eficaz é $1,01 \text{ A}$. Além disso ela oscila com frequência de 60 Hz , conforme esperado.

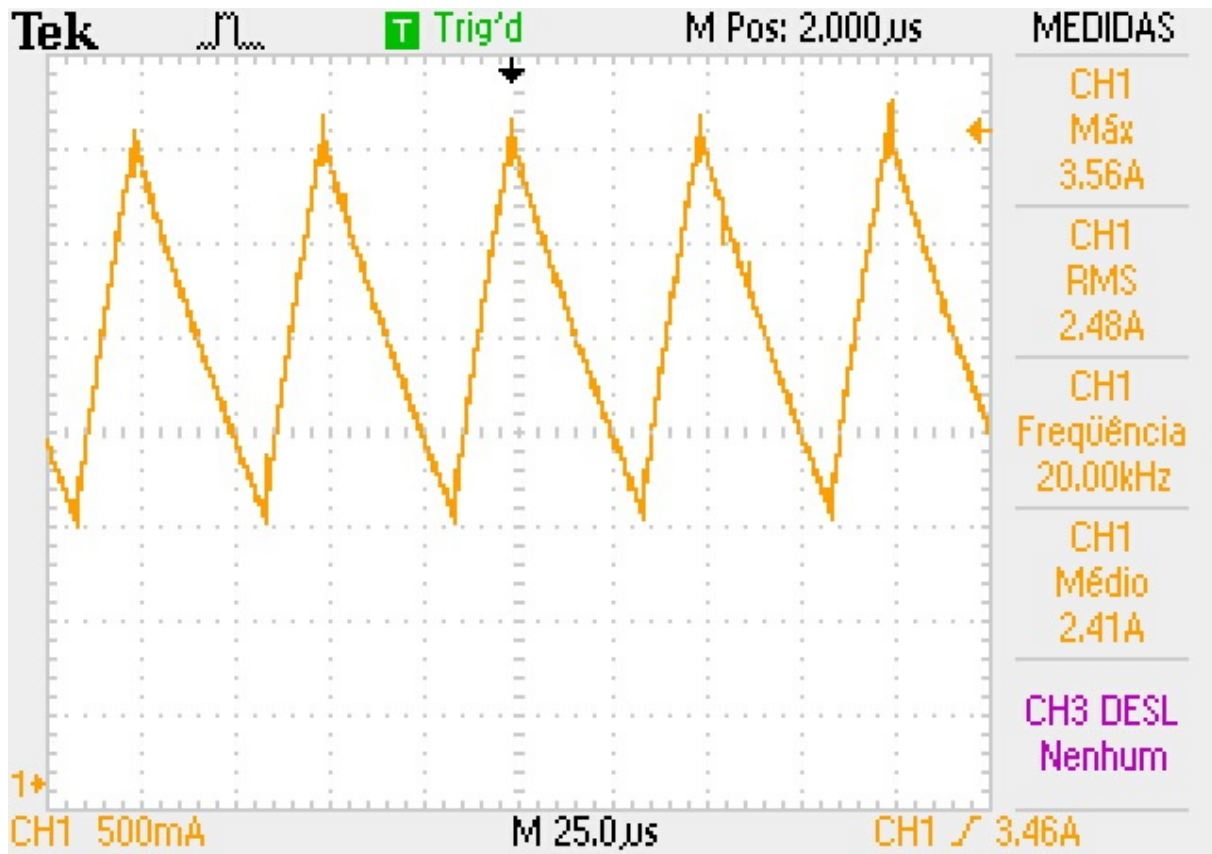
Figura 55: Corrente na carga utilizando a estratégia de modulação *boost* simples.



Fonte: produção do próprio autor.

A figura 56 mostra a forma de onda da corrente no indutor da malha Z. A frequência de oscilação do indutor é igual à 20kHz. É possível ver uma grande semelhança entre a forma de onda experimental e a forma de onda simulada.

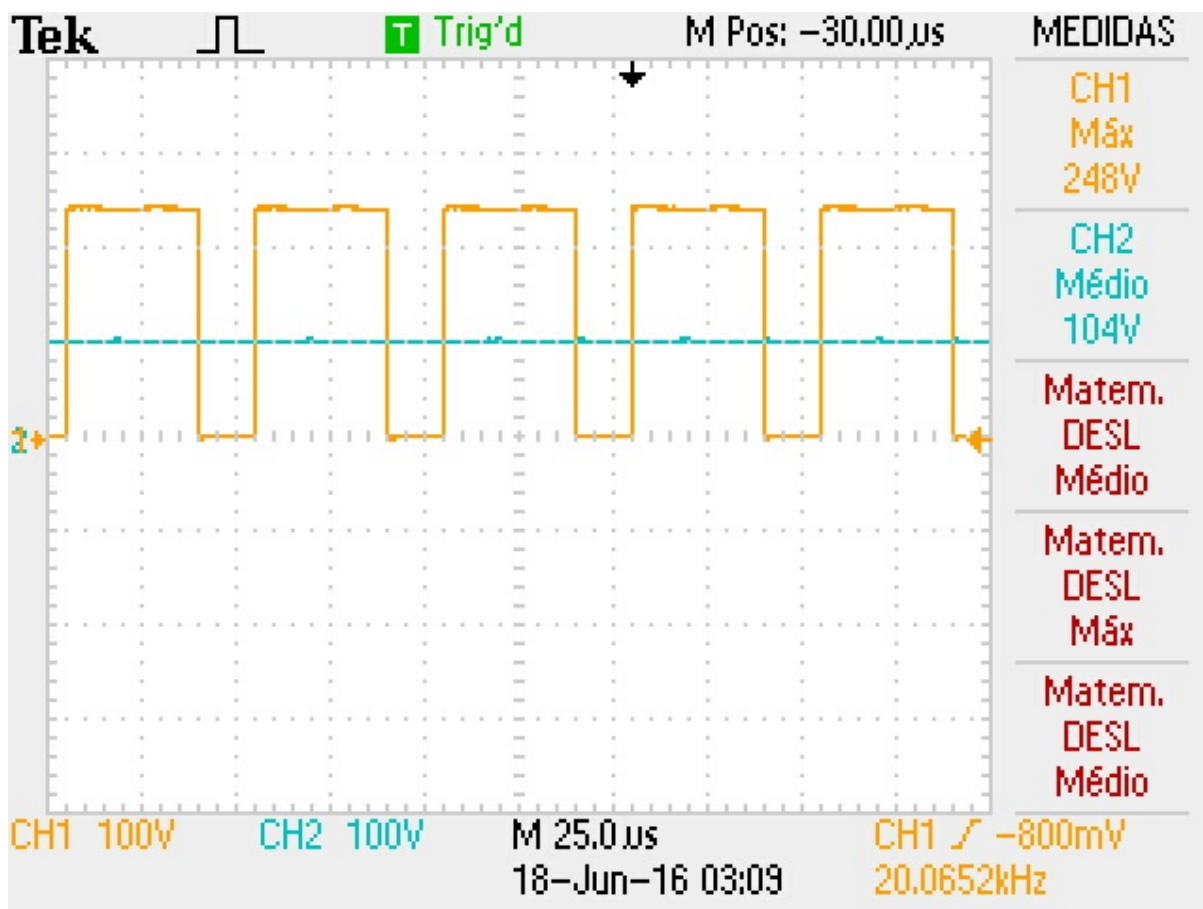
Figura 56: Corrente no indutor da malha Z utilizando a estratégia de modulação *boost* simples.



Fonte: produção do próprio autor.

A Figura mostra duas formas de onda: tensão na saída da malha Z (Canal 1 do osciloscópio) e a tensão do barramento de entrada (Canal 2 do osciloscópio). Nota-se que a tensão na saída da malha Z tem valor de pico de 248 V e oscila com frequência de 20KHz, semelhante aos resultados de simulação.

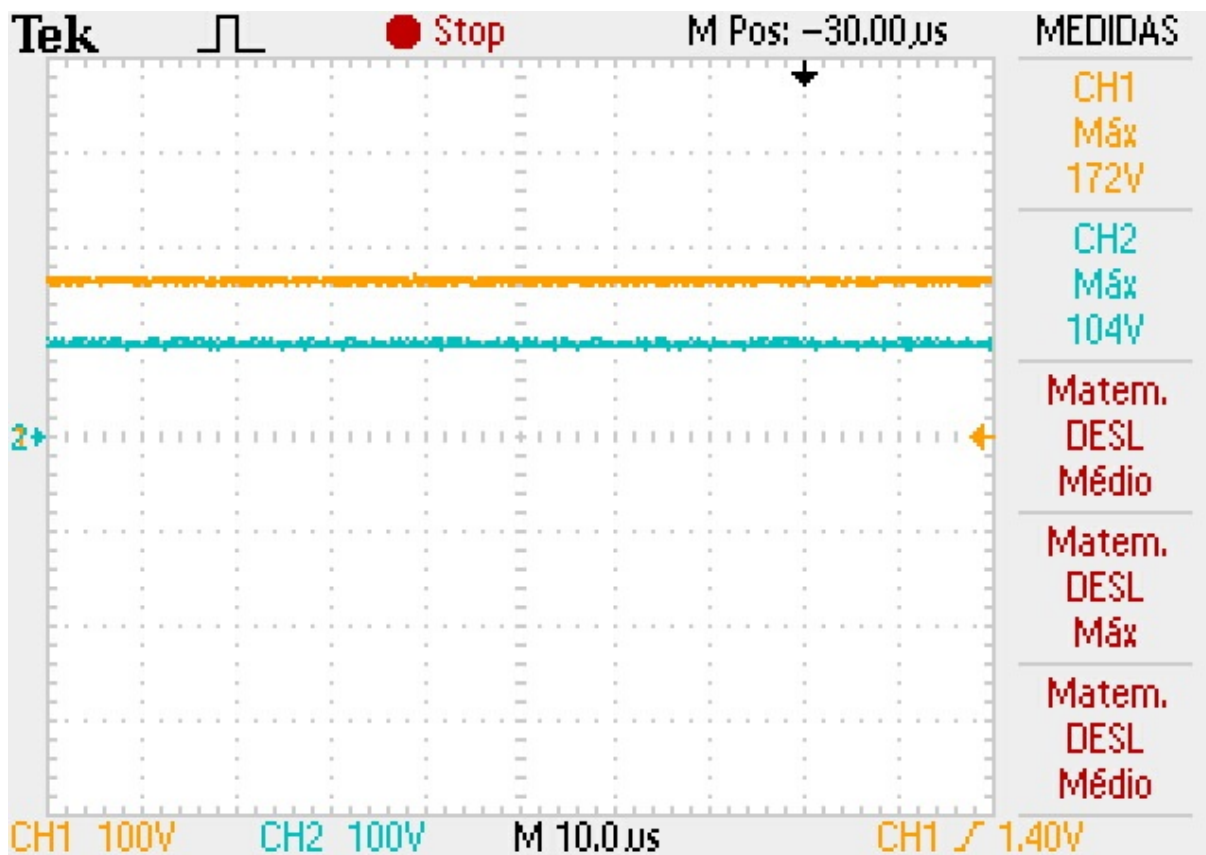
Figura 57: Corrente no indutor da malha Z utilizando a estratégia de modulação *boost* simples.



Fonte: produção do próprio autor.

Na Figura 58 mostra 2 formas de onda: tensão no capacitor da malha Z (Canal 1 do osciloscópio) e a tensão do barramento de entrada (Canal 2 do osciloscópio). A tensão média do capacitor é 172 V e a tensão do barramento de entrada é 104 V

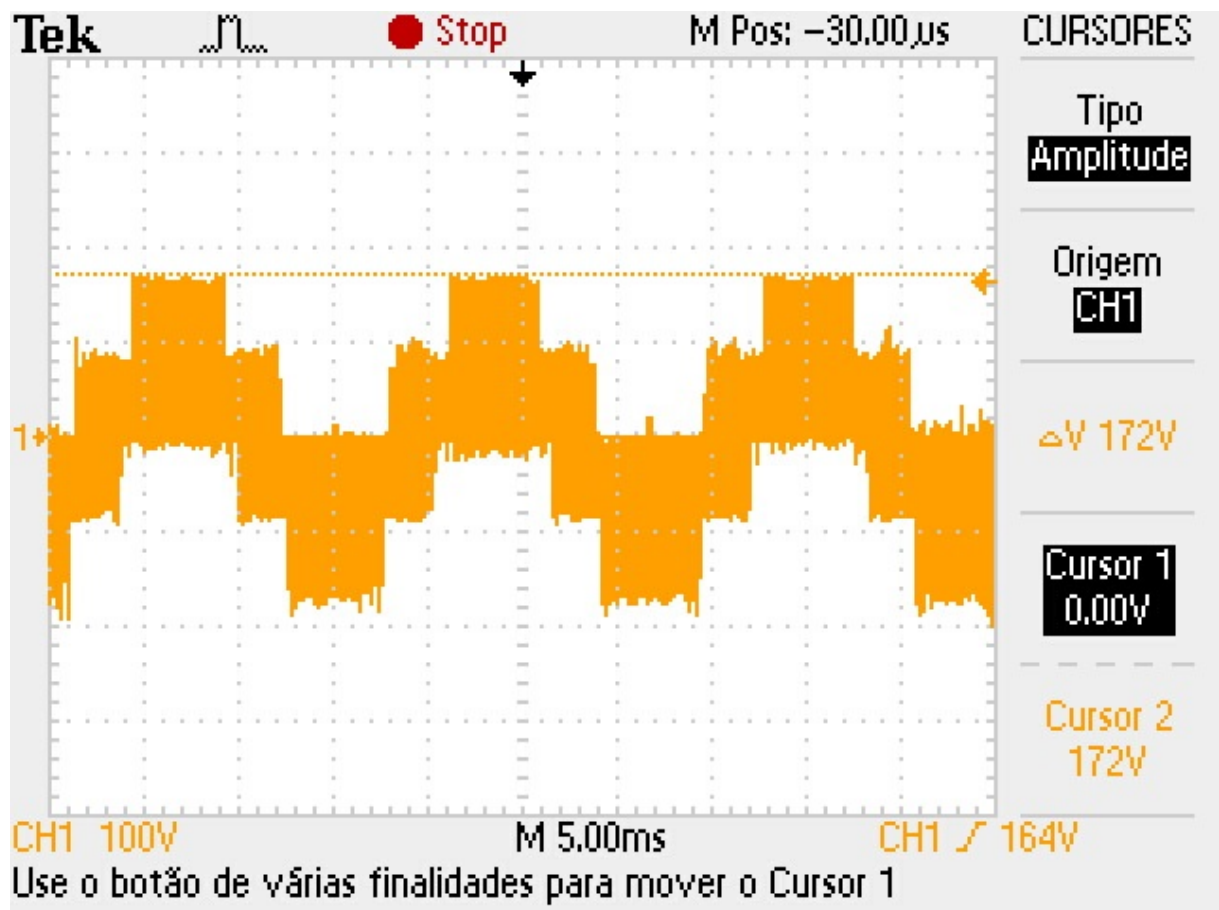
Figura 58: Corrente no indutor da malha Z utilizando a estratégia de modulação *boost* simples.



Fonte: produção do próprio autor.

A Figura 59 a forma de onda de tensão na carga RL. Observa-se que ela possui cinco níveis, conforme mostra a simulação.

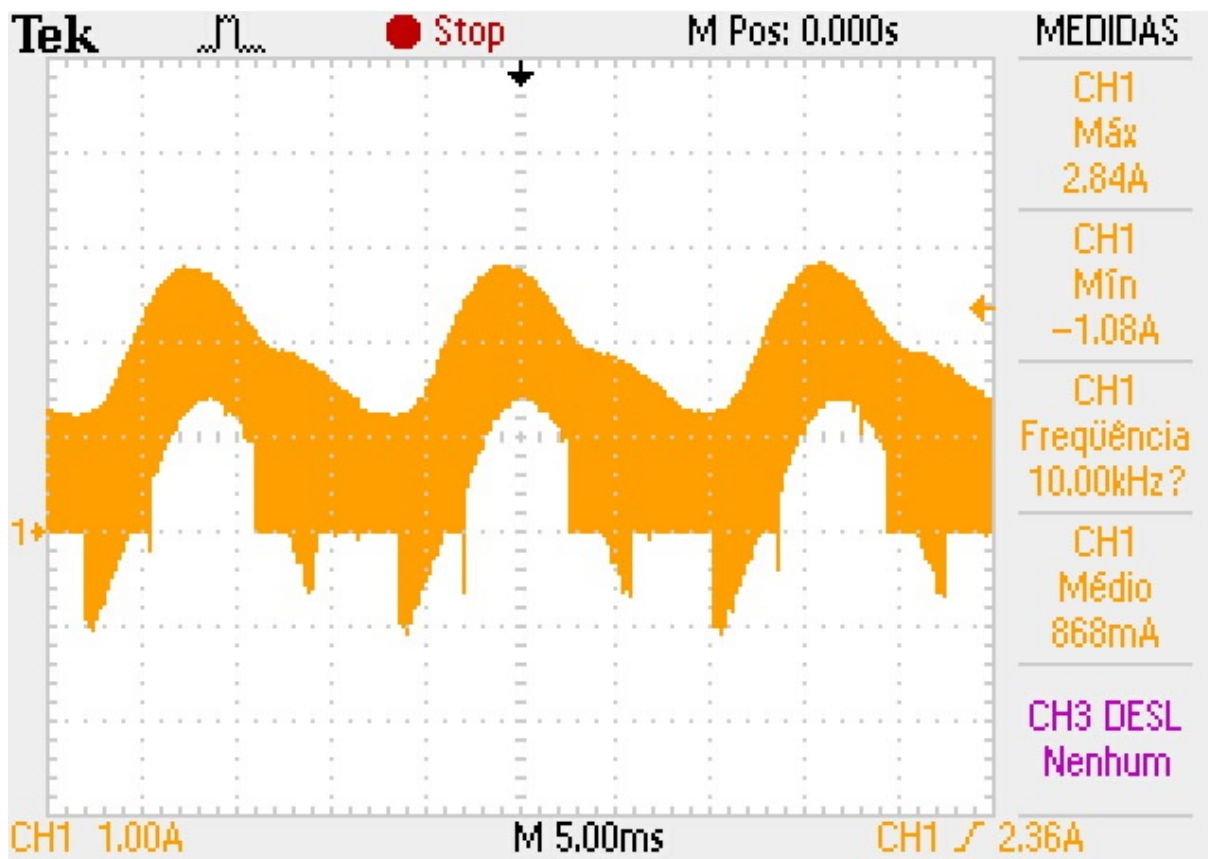
Figura 59: Corrente no indutor da malha Z utilizando a estratégia de modulação *boost* simples.



Fonte: produção do próprio autor.

Na figura 60 é mostrado o comportamento da corrente em uma das chaves do inversor. Nota-se que possui valor de pico de 2,84 A e mínimo -1,08 A. A frequência de chaveamento é 10 kHz conforme esperado.

Figura 60: Corrente na chave utilizando a estratégia de modulação *boost* simples.



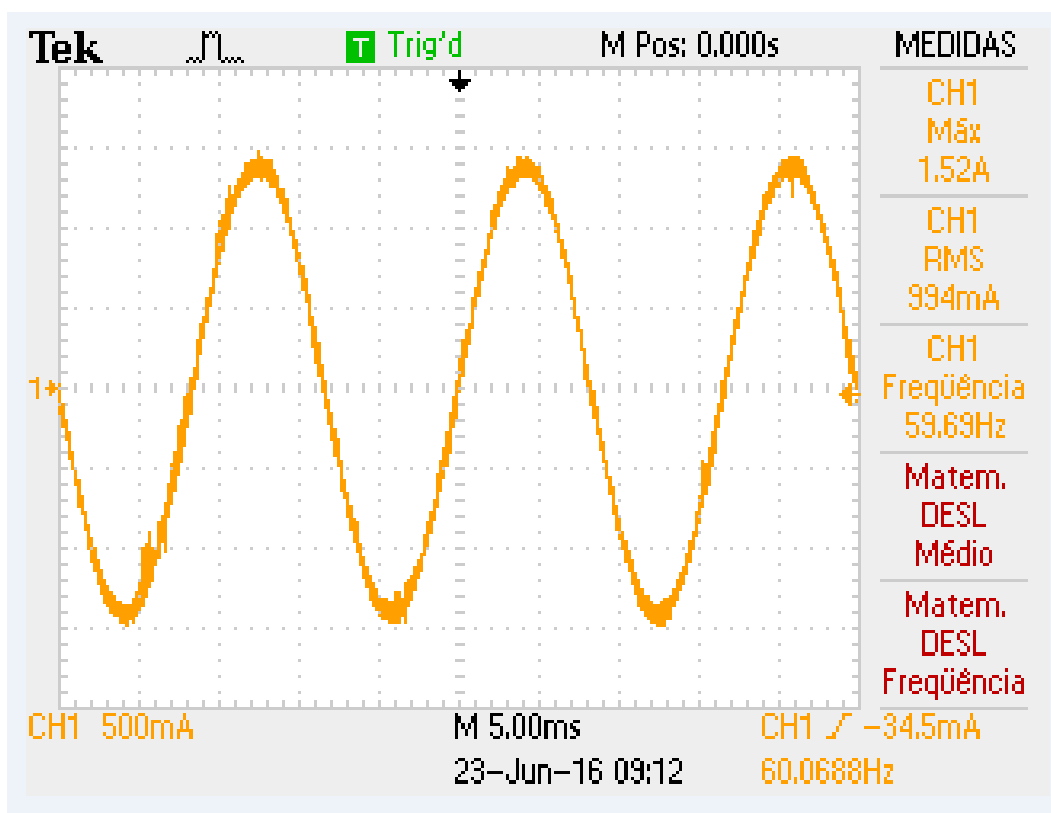
Fonte: produção do próprio autor.

6.2 ESTRATÉGIA MÁXIMO *BOOST* CONSTANTE

Para a implementação da estratégia de modulação máximo *boost* constante foi inserido um índice de modulação de 0,861. Com isso a razão cíclica de curto-circuito é de 0,264. Assim como na estratégia de modulação *boost* simples, a resistência de carga é de 58Ω e a indutância de carga é de $16,5 \text{ mH}$.

A Figura 61 mostra a forma de onda de corrente na carga. Nota-se que seu valor de pico é de $1,52\text{A}$ e seu valor eficaz é 994 mA . Além disso ela oscila com frequência de 60 Hz , conforme esperado.

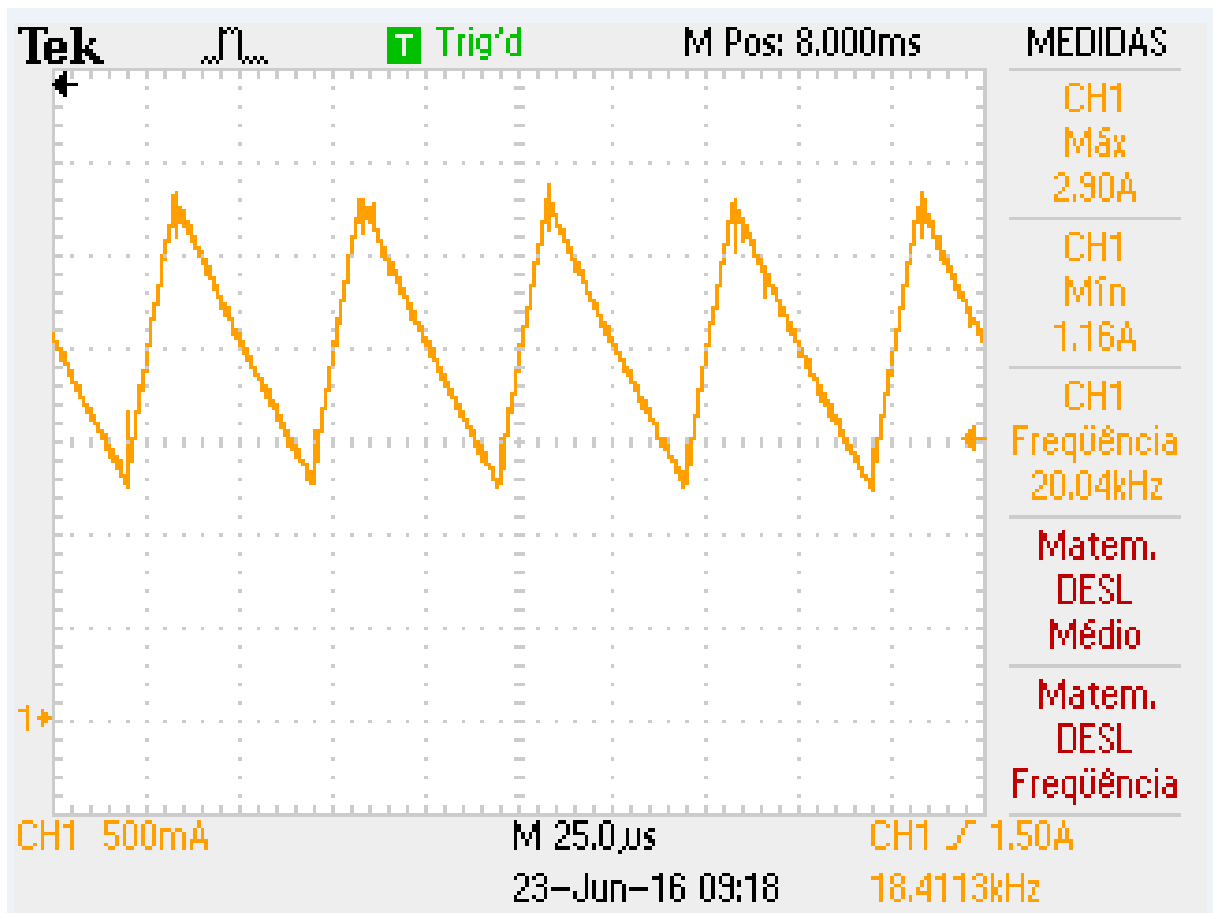
Figura 61: Corrente na carga utilizando a estratégia de modulação máximo *boost* constante.



Fonte: produção do próprio autor.

A figura 62 mostra a forma de onda da corrente no indutor da malha Z. A frequência de oscilação do indutor é igual à 20kHz. É possível ver uma grande semelhança entre a forma de onda experimental e a forma de onda simulada.

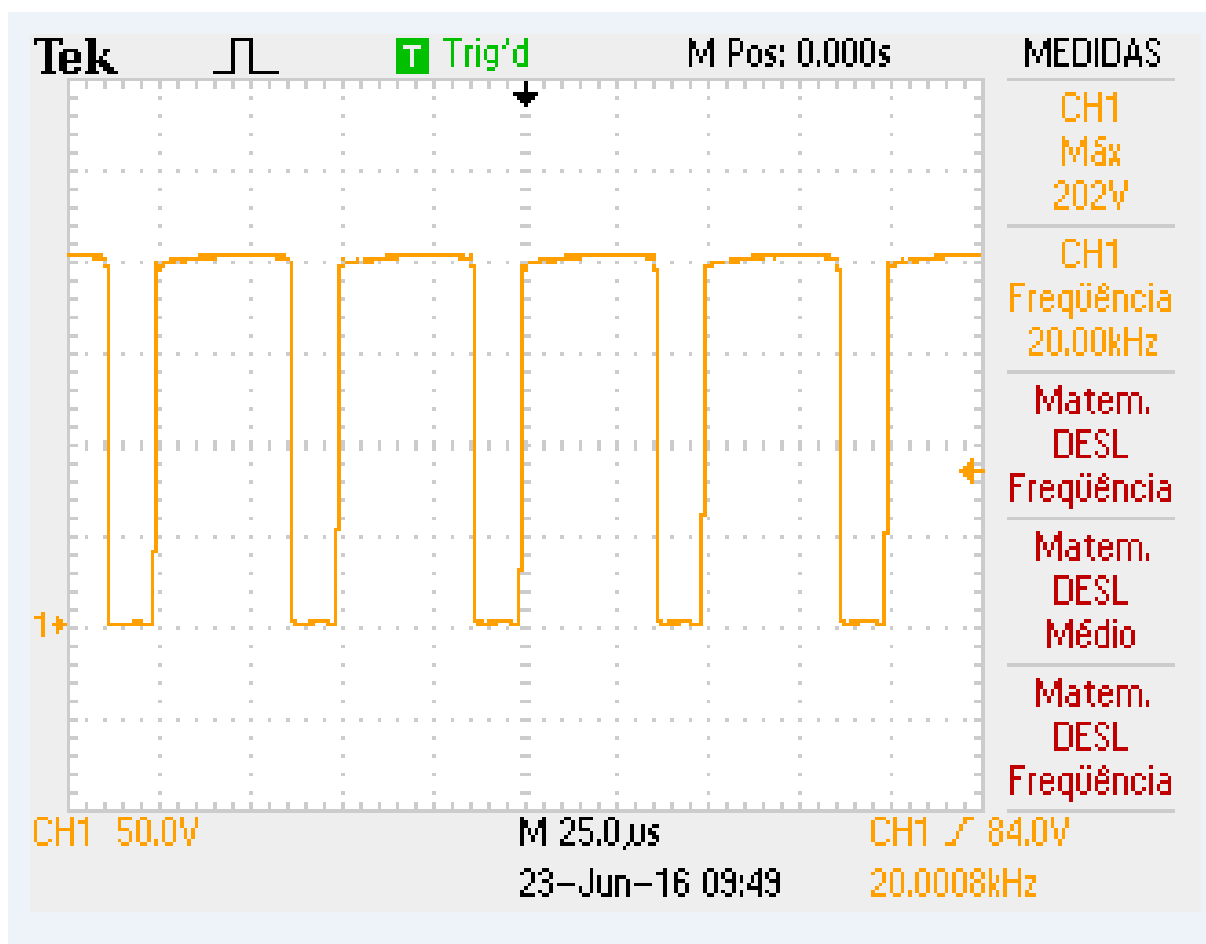
Figura 62: Corrente no indutor da malha Z utilizando a estratégia de modulação máximo *boost* constante.



Fonte: produção do próprio autor.

A Figura 63 mostra a tensão na saída da malha Z. Nota-se que a tensão na saída da malha Z tem valor de pico de 202 V, valor menor que na estratégia de modulação *boost* simples. A frequência de oscilação é de 20 kHz, semelhante aos resultados de simulação.

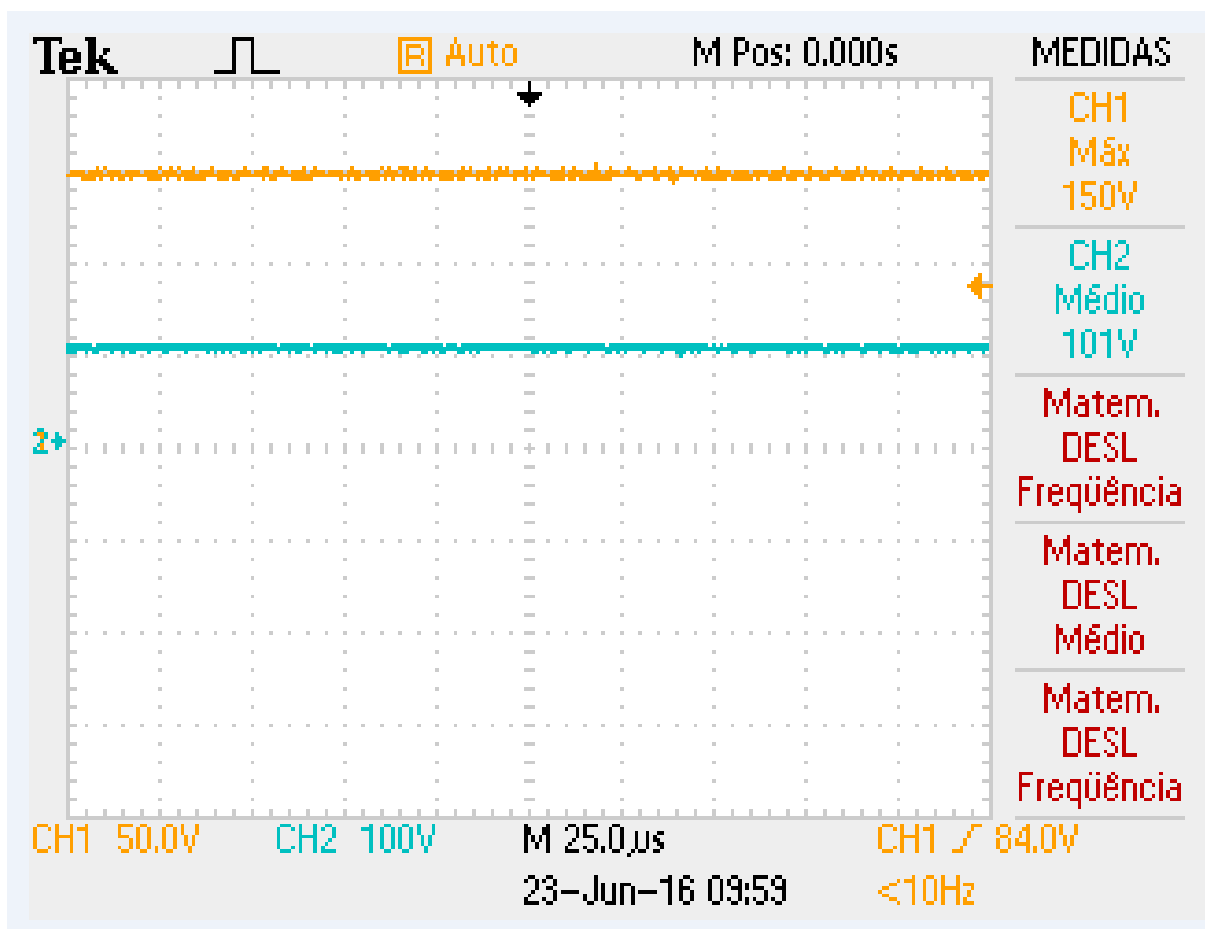
Figura 63: Corrente no indutor da malha Z utilizando a estratégia de modulação máximo *boost* constante.



Fonte: produção do próprio autor.

Na Figura 64 mostra 2 formas de onda: tensão no capacitor da malha Z (Canal 1 do osciloscópio) e a tensão do barramento de entrada (Canal 2 do osciloscópio). A tensão média do capacitor é 150 V e a tensão do barramento de entrada é 101 V

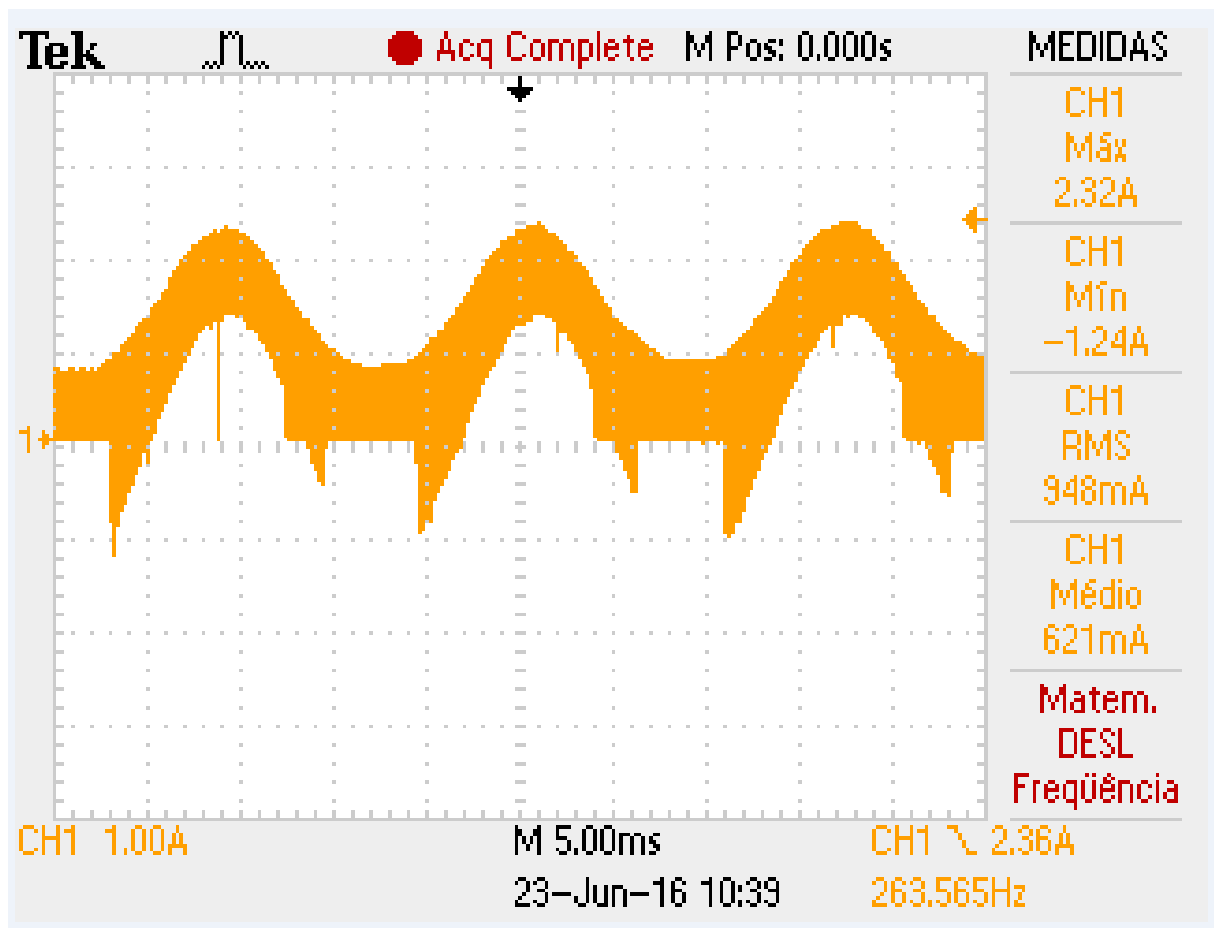
Figura 64: Tensão no capacitor da malha Z utilizando a estratégia de modulação máximo *boost* constante.



Fonte: produção do próprio autor.

Na figura 65 é mostrado o comportamento da corrente em uma das chaves do inversor. Nota-se que possui valor de pico de 2,32 A e mínimo -1,24 A.

Figura 65: Tensão no capacitor da malha Z utilizando a estratégia de modulação máximo *boost* constante.



Fonte: produção do próprio autor.

7 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi realizado uma breve revisão sobre o VSI trifásico, incluindo as características das chaves, os estados permitidos e suas relações com as tensões na carga. São também apresentadas as principais desvantagens dos VSIs e os ZSIs são apresentados como uma solução para as desvantagens mencionadas.

O princípio de funcionamento dos ZSIs é discutido com detalhe, descrevendo os estados de curto-circuito com seu papel na função de *boost* do inversor. São abordados também a dedução do ganho estático da malha Z e as etapas de operação do inversor.

Quatro estratégias de modulação para o ZCI citadas na literatura são apresentadas com seu padrão de chaveamento e estresse de tensão sobre as chaves. Através da comparação entre as estratégias de modulação, nota-se que a estratégia de modulação proposta por (ELSEROUGI A. ; ABDEL-KHALIK, 2014) é recomendada para aplicações em que é necessário um grande ganho de tensão. Isso deve-se ao fato de possuir menor sensibilidade em relação ao parâmetro de controle dos vetores de curto-circuito, diminuindo ondulações de tensão no capacitor e corrente no indutor em caso de perturbações. Para aplicações em que não se exige um ganho elevado, a estratégia de modulação máximo *boost* constante é mais recomendada pois é a que apresenta melhor desempenho com relação a ondulações em baixa frequência nos indutores da malha Z e reduzido estresse nas chaves do inversor.

As formas de onda na simulação mostraram-se coesas em relação ao estudo teórico do inversor. Os resultados experimentais também foram coerentes com os resultados simulados e teóricos, validando o estudo teórico do inversor ZSI.

Como sugestão para trabalhos futuros está a integração do ZSI com painéis fotovoltaicos detalhando o controle das correntes na saída do inversor e o controle do ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico.

REFERÊNCIAS

- AHMADI, S. S. . R. Model predictive-based maximum power point tracking for grid-tied photovoltaic applications using a z-source inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, p. 7611 – 7620, 2016.
- BRADASCHIA, F. *Conversores Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos e Monofásicos-Trifásicos*. Tese (Doutorado) — UFC-Pernambuco, 2012.
- CHA, W. Q. . F. Z. P. . H. Trans-z-source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 12, p. 3453 – 3463, 2011.
- ELSEROUGI A. ; ABDEL-KHALIK, A. . M. A. . A. S. A new modulation technique for wide-range control of output voltage in z-source inverters. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*, 2014.
- HU, J. L. J.; XU, L. Dynamic modeling and analysis of z source converter derivation of ac small signal model and design-oriented analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 5, p. 1786 – 1796, Setembro 2007.
- HUANG, Y. Z-source inverter for residential photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, p. 1776 – 1782, 2006.
- JOSEPH, A. J. W. . Constant boost control of the z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 42, n. 3, p. 770–778, may 2006.
- ODAGUIRI, V. T. Inversor de impedância com aplicação em células fotovoltaicas. *UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA*, 2015.
- PENG, F. Z-source inverter. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 39, n. 2, p. 504–510, 2003.
- PENG, F. . M. S. . Z. Q. Maximum boost control of the z-source inverter. *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004.
- PENG, J. A. . F. Z. Four quasi-z-source inverters. *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008.
- SHEN, M. Operation modes and characteristics of the z-source inverter with small inductance or low power factor. *IEEE Industrial Electronics Society*, Volume:55, p. 89 – 96, January 2008.
- VILATHGAMUWA, C. J. G. . D. M.; LOH, P. C. Small-signal and signal-flow-graph modeling of switched z-source impedance network. *IEEE Power Electronics Letters (Volume:3 , Issue: 3)*, 2005.