

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIENCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA - DEE

HENRIQUE RASSWEILER BRUNO

**ESTUDO DA MODELAGEM E DO CONTROLE DO INVERSOR FONTE DE
IMPEDÂNCIA (Z – SOURCE INVERTER)**

JOINVILLE

2016

HENRIQUE RASSWEILER BRUNO

**ESTUDO DA MODELAGEM E DO CONTROLE DO INVERSOR FONTE DE
IMPEDÂNCIA (Z – SOURCE INVERTER)**

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

Orientador: Alessandro Luiz Batschauer

JOINVILLE – SC

2016

HENRIQUE RASSWEILER BRUNO

**ESTUDO DA MODELAGEM E DO CONTROLE DO INVERSOR FONTE DE
IMPEDÂNCIA (Z – SOURCE INVERTER)**

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

Banca Examinadora

Orientador: _____
(Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer)
CCT/UDESC

Membros: _____
(Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerd)
CCT/UDESC

(Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes)
CCT/UDESC

Joinville, SC, 27 de Junho de 2016

AGRADECIMENTOS

A minha família, por proporcionar a mim a melhor educação possível dentro das suas possibilidades, e por sempre estar ao meu lado me apoiando e incentivando.

Ao professor Batschauer, pelo companheirismo, pelos ensinamentos e pela orientação durante a execução deste trabalho.

A todos os professores do CCT que estiveram comigo durante minha trajetória até aqui e contribuíram com meu desenvolvimento nas matérias por eles ministradas.

A todos os membros e professores do nPEE, que de alguma forma estiveram presentes e me ajudaram no desenvolvimento deste trabalho.

Aos meus amigos que fiz durante a graduação, pelos momentos de alegria que passamos juntos, e pelos momentos de desespero que compartilhamos.

RESUMO

O presente trabalho aborda a modelagem e o desenvolvimento de estratégias de controle para o Inversor Fonte de Impedância, também conhecido na literatura como Inversor Fonte Z (Z – Source Inverter – ZSI). Este inversor é caracterizado pela sua malha de impedância que conecta a fonte de alimentação com o circuito principal do inversor. Essa topologia é capaz de fornecer energia para a carga na forma de corrente ou de tensão, através dos capacitores e indutores que juntos forma a malha de impedância. O Inversor Fonte Z supera as limitações dos inversores tradicionais (Inversor Fonte de Tensão e Inversor Fonte de Corrente), como a vulnerabilidade contra interferências eletromagnéticas, o fato de que estes inversores pode funcionar apenas como buck, ou como boost, e traz um novo conceito de conversão de energia. Este inversor utiliza o vetor de curto – circuito, o qual permite fornecer na saída, uma tensão maior ou igual à tensão presente na fonte de entrada. Por possuir essa característica, o mesmo ficou conhecido na literatura como um inversor buck – boost de apenas um estágio, e vem sendo utilizado em aplicações com células fotovoltaicas. O foco desse trabalho é modelar e desenvolver estratégias de controle para o Inversor Fonte Z, possibilitando o controle da corrente da carga conectada ao Inversor. Será mostrada a modelagem do conversor através do espaço de estado as técnicas utilizadas para que a planta se torne controlável, as estratégias de controle propostas e a estratégia selecionada. Por fim, serão exibidos os resultados teóricos e simulados que fazem a validação do controlador projetado.

Palavras chaves: Inversor Fonte Z, malha de impedância, espaço de estados, controle de corrente, controlador ressonante.

ABSTRACT

The current work employs modeling and development of control strategies for an Impedance Source Inverter, known in the literature as Z Source Inverter. The Z Source Inverter employs a unique impedance network to couple the main circuit to the power supply. This topology is capable to supply the load with current and voltages through their capacitors and inductors, from which the network is made of. The Impedance Source Inverter overcomes the limitations of traditional inverters, such as Voltage Source Inverter and Current Source Inverter, and even brings a novel concept of energy conversion. This inverter uses the shoot-through vector, which provides to the load a voltage equal or higher than the input supply voltage. Due to its characteristic, the Z Source Inverter is known in the literature as a buck – boost inverter with a single stage, and it has been used with photovoltaic systems. The main goal of this work, is to model and develop control strategies for the current load of the Z Source Inverter. It will be shown the modeling of the inverter through state – space representation, the techniques that were used in order to make it controllable, the control strategies proposed and the strategy chosen. Finally, theoretical and simulated results will be shown and compared in order to validate the projected controller.

Key words: Z source Inverter, impedance network, state – space, current control, resonant controller.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Arranjo de um painel fotovoltaico com transformador.....	15
Figura 2 - Arranjo de um painel fotovoltaico com os estágios de conversão CC-CC e CC-CA..	16
Figura 3 - Estrutura de uma Célula Fotovoltaica.	18
Figura 4 - Topologia de um inversor fonte de tensão trifásico.	19
Figura 5 - Topologia do Z-Source.....	20
Figura 6 - Sentido da corrente na carga de cada fase.	22
Figura 7 - Operação do inversor na primeira etapa.	23
Figura 8 - Operação do inversor na segunda etapa.	24
Figura 9 - Operação do inversor na terceira etapa.	24
Figura 10 - Operação do inversor na quarta etapa.	25
Figura 11 - Operação do inversor na quinta etapa.....	25
Figura 12 - Operação do inversor na sexta etapa.	26
Figura 13 - Operação do inversor na sétima etapa.	27
Figura 14 - Operação do inversor na oitava etapa.	27
Figura 15 - Operação do inversor na nona etapa.....	28
Figura 16 - Operação do inversor na décima etapa.	28
Figura 17 - Formas de onda.	29
Figura 18 - Formas de onda.	30
Figura 19 - Inversor visto pelo barramento de entrada durante os vetores ativos.....	31
Figura 20 - Inversor visto pelo barramento de entrada durante os vetores nulos.....	31
Figura 21 - Inversor visto pelo barramento de entrada durante os vetores de <i>shoot-through</i>	32
Figura 22 - Técnica de modulação <i>boost simples</i> para ZSI.	36
Figura 23 - Fator <i>buck-boost</i> em função do índice de modulação.....	37
Figura 24 - Tensão nos interruptores em função do ganho para técnica <i>boost simples</i>	38
Figura 25 - Técnica de modulação máximo <i>boost</i>	39
Figura 26 - Razão cíclica em função de <i>wt</i>	40
Figura 27 - Fator <i>buck-boost</i> em função do índice de modulação para a técnica de máximo <i>boost</i>	42
Figura 28 - Esforço nos semicondutores em função do ganho na modulação máximo <i>boost</i>	42
Figura 29 - Técnica de modulação máximo <i>boost</i> constante.....	45
Figura 30 - Fator <i>buck-boost</i> em função do índice de modulação para modulação máximo <i>boost</i> constante.	46
Figura 31 - Tensão nos semicondutores em função do ganho <i>buck-boost</i>	46
Figura 32 - Comparação entre as modulações para os esforços de tensão em função do fator <i>buck-boost</i>	47
Figura 33 - Comparação entre as modulações para o fator <i>buck-boost</i> em função do índice de modulação.	47
Figura 34 - Controle de tensão.	49
Figura 35 - Controle de corrente por histerese.....	50
Figura 36 – Controle de corrente por comparação de rampa.	50
Figura 37 - Diagrama de blocos.	53
Figura 38 - Etapas de operação para modelagem do ZSI.	55
Figura 39 - ZSI monofásico simulado.....	61

Figura 40 - Tensão no capacitor em regime permanente.	62
Figura 41 - Corrente no indutor de entrada em regime permanente.	62
Figura 42 - Corrente na carga em regime permanente.....	63
Figura 43 - Circuito utilizado para validação da planta.	63
Figura 44 - Resposta em Frequência da planta G_{id}	64
Figura 45 - Lugar das raízes da planta do conversor.	65
Figura 46 - Circuito com amortecimento passivo.....	66
Figura 47 - Diagrama de blocos do compensador da planta, e do compensador do amortecimento ativo.....	67
Figura 48 - Resposta em frequência da função de transferência em malha aberta para a malha de corrente amortecida e não amortecida, e da função de transferência em malha fechada para a malha de amortecimento.	69
Figura 49 - Comparação entre as plantas no plano s e no plano w	70
Figura 50 - Planta amortecida no plano w	71
Figura 51 - Planta amortecida com o controlador proporcional integral.	72
Figura 52 - Simulação do controlador proporcional integral aplicado à planta.....	72
Figura 53 - Diagrama de Bode comparando os termos ressonantes.	74
Figura 54 - Diagrama de blocos da planta com amortecimento ativo, e com a inclusão do controlador ressonante.	75
Figura 55 - Planta com o controlador ressonante.....	75
Figura 56 - Simulação do controlador ressonante aplicado à planta.....	76
Figura 57 – Circuito utilizado na simulação em malha aberta	78
Figura 58 – Cargas conectadas em estrela não aterrado.....	78
Figura 59 - Tensão na fase u	80
Figura 60 - Corrente no indutor da malha Z	80
Figura 61 - Correntes nas fases u , v e w	81
Figura 62 - Tensão na saída da malha Z	81
Figura 63 - Circuito utilizado para a simulação em malha fechada.....	82
Figura 64 - Simulação do controlador ressonante digital aplicado ao conversor.....	83
Figura 65 - Ação de controle do controlador ressonante.	83
Figura 66 - Correntes das fases u , v e w controladas.	84
Figura 67 - Simulação do controlador ressonante digital aplicado ao conversor sem o amortecimento.....	84
Figura 68 - Tensão de fase.....	85
Figura 69 - Corrente no indutor da malha Z	86
Figura 70 - Corrente na carga.	86
Figura 71 - Tensão na saída da malha Z	87

Sumário

1	INTRODUÇÃO.....	14
1.1	OBJETIVOS DO TRABALHO	16
2	CÉLULAS FOTOVOLTAICAS.....	17
2.1	ESTRUTURA DA CÉLULA FOTOVOLTAICA.....	17
2.2	INVERSOR FONTE Z	18
2.3	TOPOLOGIA	19
2.4	FUNCIONAMENTO E ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	21
2.4.1	Etapas de operação	22
2.4.2	Ganho estático da malha Z	31
2.5	MODULAÇÃO PWM PARA O Z-SOURCE INVERTER TRIFÁSICO.....	35
2.5.1	Técnica de Modulação <i>Boost</i> Simples.....	35
2.5.2	Técnica de modulação Máximo <i>Boost</i>	38
2.5.3	Técnica de Modulação Máximo <i>boost</i> constante	43
3	CONTROLE DE CONVERSORES.....	48
3.1	CONTROLE DE TENSÃO	48
3.2	CONTROLE DE CORRENTE	50
3.3	CONTROLE DO Z-SOURCE INVERTER	51
3.4	MODELAGEM POR ESPAÇO DE ESTADOS	51
3.4.1	Estado	52
3.4.2	Variáveis de Estado	52
3.4.3	Vetor de Estado	52
3.4.4	Espaço de Estados	52
3.5	REPRESENTAÇÃO DE SISTEMAS NO ESPAÇO DE ESTADOS.....	53
3.6	MODELAGEM DO ZSI	54
4	VALIDAÇÃO DO MODELO	60
4.1	VALIDAÇÃO EM REGIME PERMANENTE	61
4.2	VALIDAÇÃO DA PLANTA DO INVERSOR	63
4.3	AMORTECIMENTO PASSIVO	65
4.4	AMORTECIMENTO ATIVO	66
4.5	DISCRETIZAÇÃO DA PLANTA	69
4.6	PROJETO DOS CONTROLADORES.....	71
4.7	CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL.....	71
4.8	CONTROLADOR RESSONANTE	73
4.9	CONTROLADOR P+RESSONANTE	74
4.10	DISCRETIZAÇÃO DO CONTROLADOR.....	76

5	RESULTADOS DA SIMULAÇÃO	77
5.1	SIMULAÇÃO EM MALHA ABERTA	77
5.2	SIMULAÇÃO EM MALHA FECHADA.....	81
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	84
7	CONCLUSÃO.....	88
8	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	89

1 INTRODUÇÃO

Um dos grandes desafios para as próximas décadas, devido a crescente demanda de energia elétrica, é buscar soluções em fontes alternativas e renováveis de energia para suprir esta demanda. Dentre essas fontes, uma que já está em crescimento acelerado nos últimos anos é a energia proveniente de Painéis Fotovoltaicos. Esses painéis são responsáveis pela conversão da energia vinda do Sol, para energia elétrica. Essa fonte é a que possui maior crescimento em potência instalada [1]. Sua desvantagem ainda é o elevado preço do kW.h pago pelo consumidor, e tal preço se deve pelo baixo rendimento do processo de conversão da energia fotovoltaica [1].

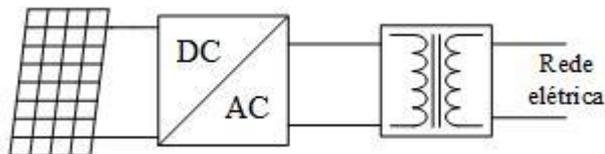
Os sistemas fotovoltaicos podem ser classificados em três tipos: Isolados (off-grid), conectados à rede elétrica (Grid-Tie) e híbridos. Um sistema fotovoltaico possui pelo menos três componentes básicos: painéis solares, controladores de carga e um conversor CC-CA [2]. Existe também a possibilidade de um sistema fotovoltaico que possua esses três elementos já citados, e junto deles um banco de baterias. Independente do tipo de sistema fotovoltaico utilizado, o mesmo sempre irá precisar de um conversor que possa converter a corrente CC fornecida pelo painel, em corrente CA monofásica ou trifásica seja para alimentar uma carga, ou até mesmo para entregar energia para a rede elétrica. Na grande maioria dos casos, o arranjo PV está conectado à rede elétrica, logo sua saída deverá ser 220V a tensão de fase e 60Hz, ou 127V também de fase. Pode ocorrer que em alguns lugares do mundo como Europa, a frequência ser de 50 Hz. Para garantir o fluxo de energia, usa-se de um Inversor Fonte de Tensão (VSI), com estrutura trifásica, para que a tensão no barramento seja de pelo menos 750V em sistemas conectados à rede elétrica, ou 600V em sistemas isolados [3]. Porém para alcançar tal valor é necessária uma grande quantidade de painéis conectados em série e, de preferência, a operação no ponto de máxima potência. Este arranjo de vários painéis em série acarreta em algumas desvantagens:

- Devido ao arranjo dos painéis ser em série, uma falha grave em algum deles, ou até mesmo uma falha na conexão entre os painéis, abrirá o caminho de circulação da corrente, retirando o sistema PV por completo da rede.

- Inevitavelmente ocorrerá sombreamento em alguma parte de algum painel. Este painel terá sua corrente reduzida, e como o arranjo é em série, conseqüentemente a corrente total será definida pelo painel sombreado, reduzindo assim a capacidade de geração de energia.

Devido a essas desvantagens anteriormente citadas, é desejável que o arranjo PV possua o menor número possível de painéis, diminuindo a chance de falha ou de sombreamento. Porém, com poucos painéis não será possível alcançar a tensão no barramento de 750V em casos de conexão com a rede elétrica, ou 600V nos casos dos sistemas isolados. Algumas soluções para esse problema são o uso de transformadores ou o uso de conversores CC-CC do tipo *boost* ou *buck-boost* [3]. Para a primeira opção, usa-se o transformador conectando à rede elétrica ao inversor, aumentando os picos de tensão da saída do conversor, para os valores de pico da rede elétrica. Porém, o uso de transformadores possui algumas desvantagens: o transformador será pesado, volumoso e caro, e ainda terá uma baixa eficiência para os casos de baixa potência. A Figura 1 ilustra como é possível usar o transformador para alcançar a tensão do barramento desejada.

Figura 1 - Arranjo de um painel fotovoltaico com transformador.

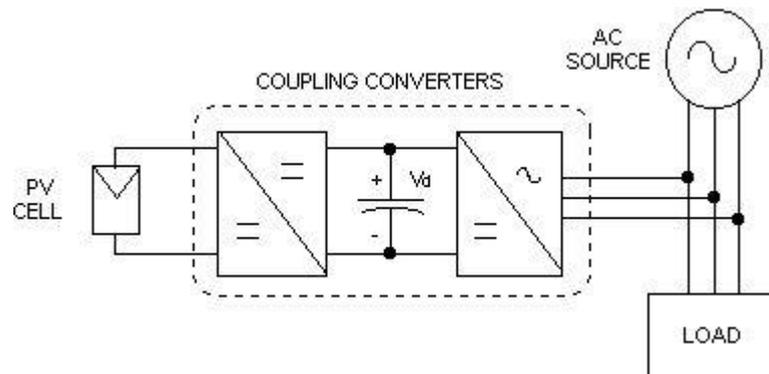


Fonte: Produção do Autor.

Optando-se pela segunda opção, adiciona-se um estágio a mais de conversão, afinal acrescenta-se um conversor adicional no sistema, para obter-se a tensão do barramento desejada. Porém, o uso desse estágio a mais, acarreta em algumas desvantagens, como o aumento do custo, do volume e da complexidade, e novamente o problema da eficiência baixa [3]. A figura 2 ilustra como é feito o uso de conversores CC-CC em arranjos PVs conectados à rede elétrica.

Uma solução para os problemas citados anteriormente é o emprego de um inversor ZSI (Z Source Inverter). Esse inversor funciona analogamente a um *buck-boost* de um único estágio. Assim, não possui elementos semicondutores adicionais, reduzindo seu custo e volume, e teoricamente aumentando sua eficiência. Comparando as possíveis soluções, nota-se que a última é mais promissora para a questão da eficiência.

Figura 2 - Arranjo de um painel fotovoltaico com os estágios de conversão CC-CC e CC-CA.



Fonte: <http://www.solar.coppe.ufrj.br/Rolim1.gif>

1.1 OBJETIVOS DO TRABALHO

Este trabalho terá como objetivo a modelagem e o projeto de um controlador da corrente da carga de um Inversor Fonte de Impedâncias, para que o mesmo futuramente possa ser aplicado em sistemas com células fotovoltaicas. Assim, o inversor utilizado para fazer a modelagem e o projeto do controlador será o mesmo usado em [7], uma vez que este já foi projetado para atender uma tensão eficaz de fase de 127V em uma frequência de 60 Hz.

Também será feito o estudo teórico sobre o ZSI e as modulações com as quais o mesmo pode operar. E comprovar este estudo por meio de comparação entre valores calculados, simulados e valores obtidos experimentalmente.

2 CÉLULAS FOTOVOLTAICAS

A preocupação global com a emissão dos gases na atmosfera, responsáveis pelo aquecimento global, e o acordo feito em 1997 na Conferência de Kyoto, fez crescer o interesse em buscar soluções limpas e energias renováveis nos últimos anos.

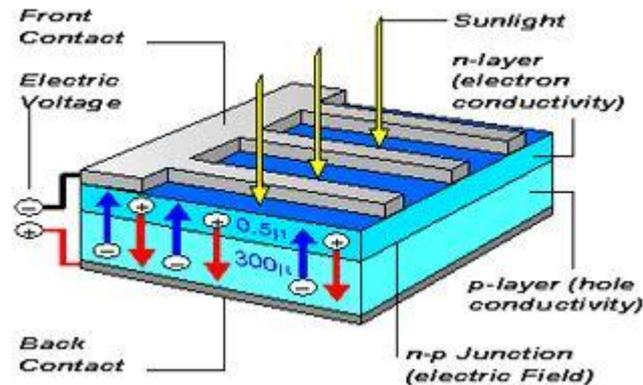
Dentre essas fontes renováveis, pode-se citar: Água, Vento, Biomassa, Geotérmica e o Sol, sendo este último a fonte que mais cresceu nos últimos anos, e conseqüentemente tendo seu custo reduzido. Em países Europeus, como na Alemanha, por exemplo, a produção de energia solar em dias ensolarados, chega a superar a demanda do país inteiro [6]. Esse é apenas um de vários exemplos que se tem, de como a energia solar pode solucionar o problema de uma energia renovável e limpa.

2.1 ESTRUTURA DA CÉLULA FOTOVOLTAICA

Células fotovoltaicas são construídas com um material semicondutor. Este possui características entre um condutor e um isolante. A incidência da luz solar em forma de fótons, sobre a sua superfície gera energia elétrica. As células mais utilizadas no mercado são feitas de silício mono e poli-cristalino, devido a existência desses materiais em grande escala na natureza [4].

O cristal de Silício puro é um mal condutor de energia. Para contornar isso, dopa-se o mesmo com outros elementos, nesse caso o Boro e o Fósforo. Esta dopagem cria um material com elétrons livres (Silício Tipo N) e outro com ausência de elétrons (Silício Tipo P). A união destes materiais forma a junção p-n. Na junção, os elétrons livres do Tipo N ocupam os espaços livres do Tipo P, formando assim um campo elétrico. Com a incidência de luz sobre a célula, os fótons chocam-se com os elétrons da estrutura de silício, fornecendo energia e transformando os mesmos em condutores. Por causa desse campo elétrico, os elétrons fluirão assim da camada P para a camada N. Através de um condutor conectado as extremidades interligando as camadas, um fluxo de elétrons acaba sendo gerado. Esse fluxo de elétrons é conhecido por Corrente Elétrica. A Figura 3 ilustra a estrutura da célula fotovoltaica.

Figura 3 - Estrutura de uma Célula Fotovoltaica.



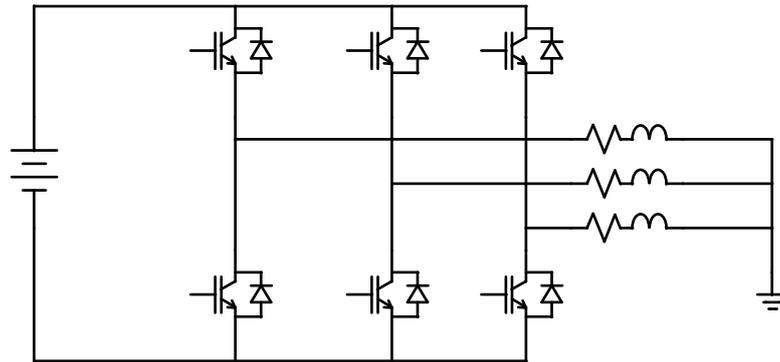
Fonte: https://urjart.files.wordpress.com/2008/10/solar_cell_13813.gif

2.2 INVERSOR FONTE Z

Existem alguns conversores tradicionais na literatura como: *Voltage Source Inverter* (VSI), *Current Source Inverter* (CSI), *buck*, *boost*, *buck – boost*. Entre estes citados, será falado sobre os dois primeiros.

O Inversor Fonte de Tensão (VSI) é amplamente utilizado principalmente por dois motivos: o fato de poder utilizá-lo de forma trifásica permite que o mesmo possa controlar cargas trifásicas, ou ser conectado a rede elétrica entregando energia à mesma; por ser fonte de tensão o inversor permite que diferentes tipos de fontes primárias sejam conectadas ao seu lado CC, e um exemplo de fonte primária de energia é o painel fotovoltaico [3]. Porém, o VSI quando utilizado de forma trifásica, possui limitações como: os picos da tensão AC de saída são limitados abaixo da tensão de barramento CC. Portanto, o VSI é um conversor abaixador de tensão, do tipo *buck*. Em aplicações em que deseja-se uma tensão de saída maior que a do barramento CC, é necessária a utilização de um conversor CC-CC do tipo *boost* para elevar a tensão. A inclusão de um conversor adicional acarreta em maior volume e custos, e reduz a eficiência do sistema [5]; conforme observa-se na Figura 4, o VSI possui restrições quanto aos estados dos interruptores. Uma vez que o interruptor superior e o inferior de um braço não pode ser fechado simultaneamente, devido à ocorrência de um curto-circuito de braço, é necessária a inclusão de um tempo morto entre os pulsos de comando no interruptor. Porém isto pode aumentar as distorções nas tensões de Saída; O mesmo Curto-Circuito também pode ocorrer devido a ruídos eletromagnéticos, reduzindo assim a confiabilidade do inversor [3].

Figura 4 - Topologia de um inversor fonte de tensão trifásico.



Fonte: Produção do próprio Autor.

Já no Inversor Fonte de Corrente (CSI), a tensão CA de saída deverá ser maior que a tensão CC que alimenta o indutor de entrada. Logo, conclui-se que o CSI é um conversor CC-CC do tipo *boost*. Este conversor possui as mesmas desvantagens em relação ao curto-circuito de braço, se comparado ao VSI [5]. Caso seja necessária uma saída menor que a tensão de alimentação do barramento, deve-se utilizar um conversor do tipo *buck*. Porém, a inclusão desse estágio de conversão adicional eleva o custo do sistema e reduz sua eficiência [5].

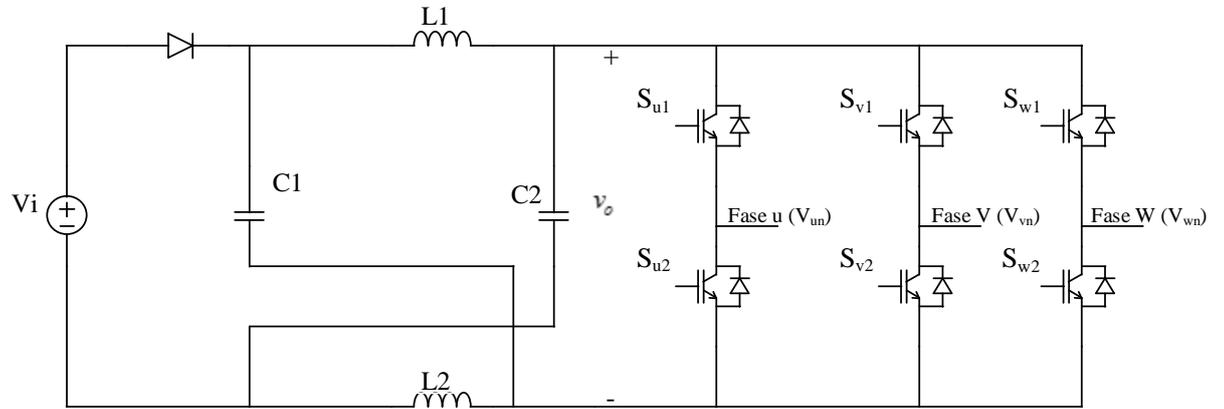
O Inversor Fonte Z (ZSI) não apresenta esses problemas referentes aos estágios adicionais de potência, uma vez que é possível obter uma tensão de saída tanto superior, quanto inferior à tensão de entrada, independentemente da tensão de entrada, caracterizando assim o mesmo que um conversor do tipo *buck-boost*.

2.3 TOPOLOGIA

Como visto então, o ZSI não apresenta os problemas do VSI e do CSI, logo se torna um conversor interessante para ser estudado. A topologia do mesmo pode ser observada na Figura 5. O conversor emprega uma malha de impedâncias para unir a fonte CC com o inversor, ou com outro conversor, providenciando assim aspectos únicos que não podem ser observados no VSI, nem no CSI, como ter uma fonte primária de energia sendo tanto uma fonte de corrente quanto uma fonte de tensão, ou ainda operar tanto como elevador ou abaixador de tensão, sem a necessidade de um estágio adicional de conversão [5]. O conversor possui dois indutores (L_1 e L_2), e capacitores ($C_1 + C_2$) conectados em formato de X, estes formando a fonte Z, acoplado a saída do conversor a uma carga, ou a própria rede elétrica trifásica [5].

Logo após a fonte de entrada, utiliza-se um diodo para garantir que o fluxo da corrente será unidirecional.

Figura 5 - Topologia do Z-Source.



Fonte: Produção do autor.

2.4 FUNCIONAMENTO E ETAPAS DE OPERAÇÃO

Diferentemente do Inversor Fonte de Tensão (VSI), onde o mesmo possui oito estados de chaveamento (vetores), o ZSI possui nove desses estados, porém estes correspondem a sete vetores adicionais [5]. O VSI tradicional possui seis vetores ativos e dois vetores nulos, onde estes últimos ocorrem quando a tensão no terminal da carga é zero. O ZSI por sua vez, possui um vetor nulo a mais se comparado ao VSI, onde este consiste no curto - circuito simultâneo dos interruptores tanto superiores quanto inferiores. Esse vetor conhecido como *shoot-through* é impossível de se reproduzir em um VSI, uma vez que o mesmo causaria um curto-circuito no barramento CC de entrada e destruiria os semicondutores. A malha de impedância Z entre o barramento CC e os interruptores, torna a execução desse *shoot-through* possível. Este vetor nulo (*shoot-through*) pode ocorrer de sete diferentes maneiras: curto-circuitando apenas um dos braços, combinação de dois braços quaisquer e curto dos três braços[5]. Todos os vetores que o ZSI utiliza, estão representados na Tabela 1 [7].

Tabela 1 - Vetores 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	$\frac{2}{3}v_o$	$-\frac{1}{3}v_o$	$-\frac{1}{3}v_o$
V_2	1	1	0	0	0	1	$\frac{1}{3}v_o$	$\frac{1}{3}v_o$	$-\frac{2}{3}v_o$
V_3	0	1	0	1	0	1	$-\frac{1}{3}v_o$	$\frac{2}{3}v_o$	$-\frac{1}{3}v_o$
V_4	0	1	1	1	0	0	$-\frac{2}{3}v_o$	$\frac{1}{3}v_o$	$\frac{1}{3}v_o$
V_5	0	0	1	1	1	0	$-\frac{1}{3}v_o$	$-\frac{1}{3}v_o$	$\frac{2}{3}v_o$
V_6	1	0	1	0	1	0	$\frac{1}{3}v_o$	$-\frac{2}{3}v_o$	$\frac{1}{3}v_o$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0
V_{st}^u	1	0	0	1	0	0	0	0	0
V_{st}^v	0	1	0	0	1	0	0	0	0
V_{st}^w	0	0	1	0	0	1	0	0	0
$V_{st}^{u,v}$	1	1	0	1	1	0	0	0	0

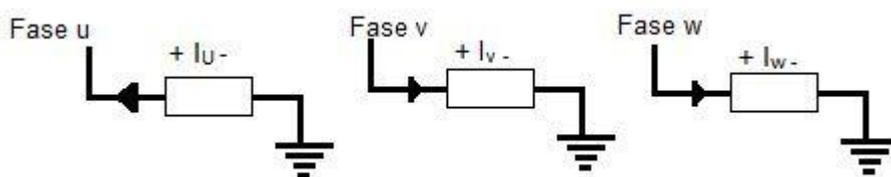
$V_{st}^{u,w}$	1	0	1	1	0	1	0	0	0
$V_{st}^{v,w}$	0	1	1	0	1	1	0	0	0
$V_{st}^{u,v,w}$	1	1	1	1	1	1	0	0	0

O *ST* subscrito em *V*, significa que o mesmo é um vetor de *shoot-through*. Os sobrescritos *u,v e w*, representam quais braços que estão em curto – circuito. Por fim, v_o representa a tensão de pico na saída da malha *z*.

2.4.1 Etapas de operação

A análise das etapas de operações será feita dentro de um período de chaveamento, porém algumas considerações deverão ser feitas como: tanto os capacitores C_1 e C_2 , como os indutores L_1 e L_2 são idênticos; a corrente na carga é considerada constante para um período de chaveamento; a lógica de modulação usada nas chaves é a de *PWM boost* simples; todos os componentes do circuito são ideais; a tensão nos capacitores da malha *Z* é constante e maior que a tensão V_i ; a corrente da fase *U* é superior a corrente da fase *V*, e esta é maior que a corrente da fase *W*; a análise é feita no regime permanente do inversor; o sentido da corrente de cada fase esta representado na Figura 6 [7].

Figura 6 - Sentido da corrente na carga de cada fase.



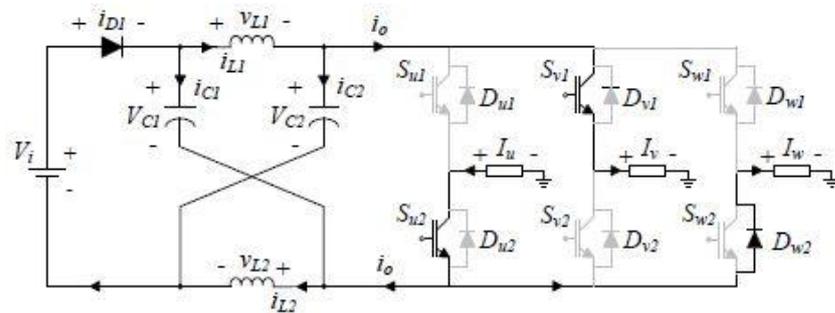
Fonte: Produção do próprio Autor.

1ª Etapa de Operação

A análise inicia-se quando aplicado o vetor V_3 (0,1,0), indicando que as chaves S_{V1} , S_{U2} , S_{W2} recebem comando para conduzir. Devido ao sentido da corrente na carga da fase *w* e, devido ao fato de que a corrente no interruptor é unidirecional, o interruptor S_W não irá conduzir logo o diodo D_{W2} entra em condução. A Figura 7 ilustra o caminho percorrido pelas correntes no circuito. Conforme se pode observar na Tabela 1, o vetor V_3 produz tensão

diferente de zero na saída, conseqüentemente há consumo de energia pela carga. Essa energia é entregue a carga por meio dos indutores L_1 e L_2 na forma de uma corrente I_0 e por meio de V_i . Logo, a fonte entrega apenas uma parte da energia para a carga, a outra parte é proveniente dos indutores. Como a tensão nos capacitores C_1 e C_2 é maior que a tensão na fonte, porém a corrente nos indutores é positiva, isso indica que o diodo D_1 está conduzindo. Nesse período os capacitores da malha Z estão se carregando [7].

Figura 7 - Operação do inversor na primeira etapa.

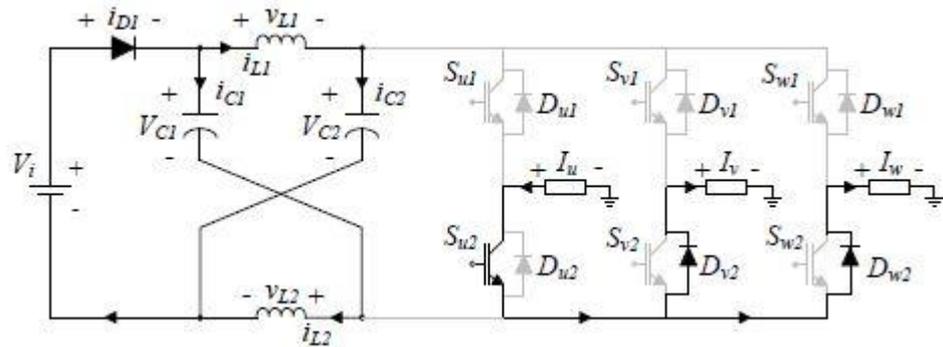


Fonte: Vitor T. Odagui, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

2ª Etapa de Operação

Nessa etapa agora é aplicado o vetor V_0 (0,0,0). Como a tensão na saída do inversor é nula, não há consumo de energia na carga, então a corrente I_0 também será zero. Nessa etapa o interruptor S_{v1} recebe comando para bloquear, assim a corrente encontra como caminho o diodo D_{v2} . Como a corrente nos indutores é positiva, o diodo D_1 continua conduzindo de forma análoga a etapa anterior. Os capacitores continuam se carregando, sendo uma parte da corrente advinda dos indutores, e a outra parcela sendo fornecida pela fonte V_i . A Figura 8 ilustra o funcionamento do inversor na segunda etapa [7].

Figura 8 - Operação do inversor na segunda etapa.

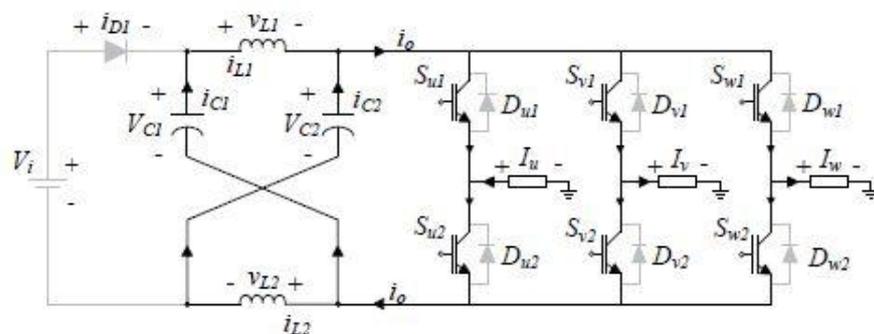


Fonte: Vitor T. Odaguiri, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

3ª Etapa de Operação

Esta é a primeira etapa onde o vetor de *shoot-through* ($V^{u,v,w}_{st}$) é utilizado. Na figura 9 é possível observar, que a saída do inversor foi curto circuitada e sendo assim, os capacitores e indutores da malha Z estão agora em paralelo, onde C_1 está em paralelo com L_1 e C_2 está em paralelo com L_2 . Nessa etapa o diodo D_1 agora estará inversamente polarizado, deixando de conduzir. Igualmente a etapa anterior, não há consumo de potência na saída do inversor, pois sua tensão de saída é nula. Nessa etapa, os capacitores estão fornecendo energia para os indutores [7].

Figura 9 - Operação do inversor na terceira etapa.

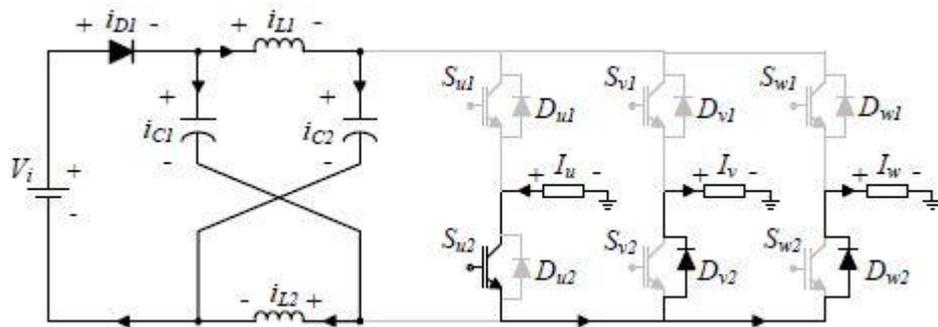


Fonte: Vitor T. Odaguiri, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

4ª Etapa de Operação

Novamente aplica-se o vetor V_0 (0,0,0), logo essa etapa possui o funcionamento idêntico ao da segunda etapa. O diodo D_1 volta a conduzir nessa etapa e os capacitores deixam de fornecer energia aos indutores e voltam a se carregar. A tensão na saída do inversor continua sendo nula, e seu funcionamento pode ser observado na figura 10 [7].

Figura 10 - Operação do inversor na quarta etapa.

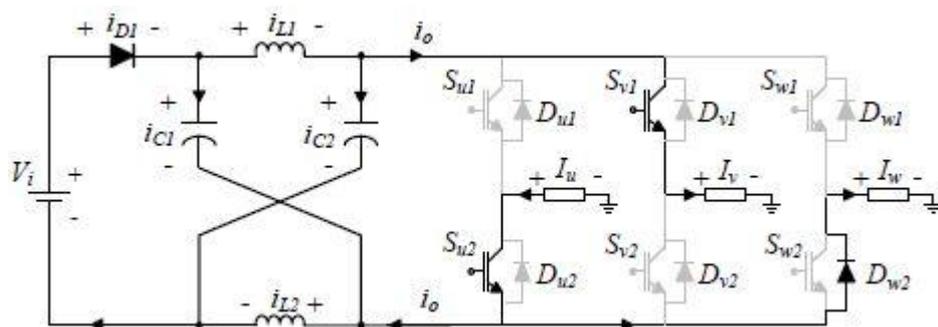


Fonte: Vitor T. Odagui, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

5ª Etapa de Operação

Para esta etapa de operação, aplica-se novamente o vetor V_3 (0,1,0), logo o funcionamento será idêntico ao da primeira etapa. A figura 11 ilustra o funcionamento do inversor na quinta etapa de operação [7].

Figura 11 - Operação do inversor na quinta etapa.

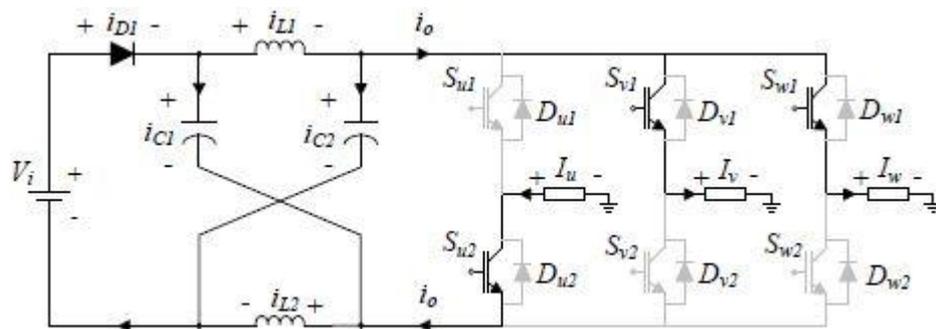


Fonte: Vitor T. Odagui, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

6ª Etapa de Operação

Aplica-se agora o vetor V_4 (0,1,1), então as chaves S_{U2} , S_{V1} e S_{W1} são comandadas a conduzir. Pela Tabela 1, nota-se que possui uma tensão diferente de zero na saída, logo há consumo de energia na carga. O diodo D_1 continua conduzindo e os capacitores continuam a se carregar. A Figura 12 ilustra o funcionamento da sexta etapa [7].

Figura 12 - Operação do inversor na sexta etapa.

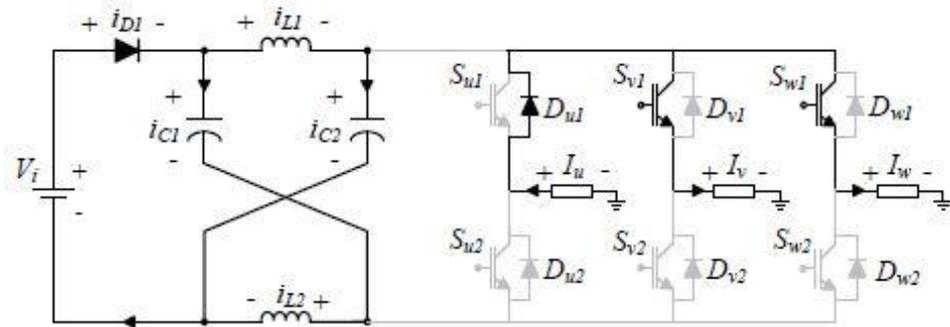


Fonte: Vitor T. Odagui, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

7ª Etapa de operação

Nessa etapa é aplicado o vetor V_7 (1,1,1), logo todas as chaves do braço superior do inversor são comandadas a conduzir. A tensão na saída do inversor agora se torna nula, logo não há consumo de energia pela carga. Devido ao fato da chave ser unidirecional, a corrente então irá passar pelo D_{U1} . O diodo D_1 continua conduzindo enquanto os capacitores também continuam carregando. Seu funcionamento esta representado na Figura 13 [7].

Figura 13 - Operação do inversor na sétima etapa.

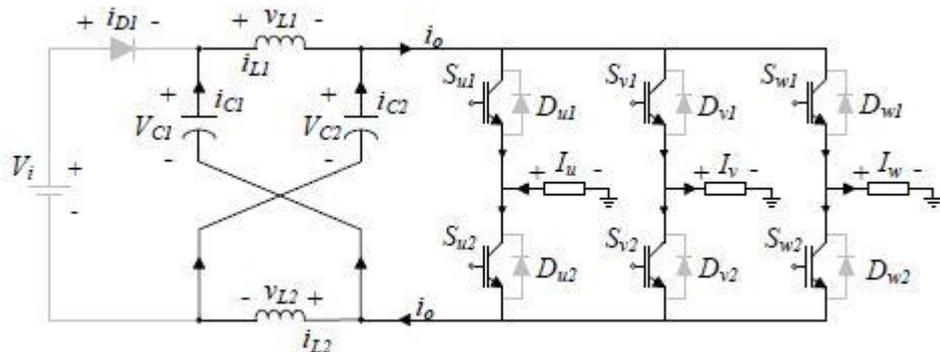


Fonte: Vitor T. Odagui, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

8ª Etapa de operação

Nesta etapa é aplicado novamente o vetor de *shoot-through* ($V^{u,v,w}_{st}$). Logo, todas as chaves são comandadas a conduzir simultaneamente. Semelhantemente a 3ª etapa, todas as considerações feitas nela, se aplicam para a 8ª etapa. A Figura 14 ilustra a operação do conversor na 8ª etapa [7].

Figura 14 - Operação do inversor na oitava etapa.

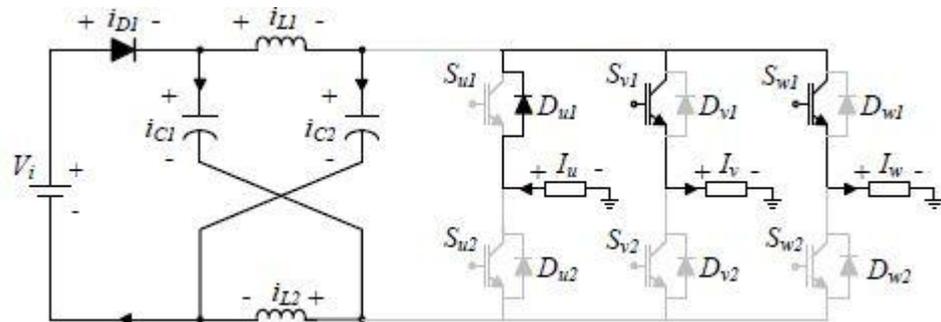


Fonte: Vitor T. Odagui, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

9ª Etapa de Operação

Como nessa etapa, as chaves do braço superior são comandadas a conduzir, seu funcionamento é idêntico ao da sétima etapa de operação. As mesmas considerações feitas na sétima etapa se aplicam aqui. O funcionamento desta etapa está ilustrado na Figura 15 [7].

Figura 15 - Operação do inversor na nona etapa.

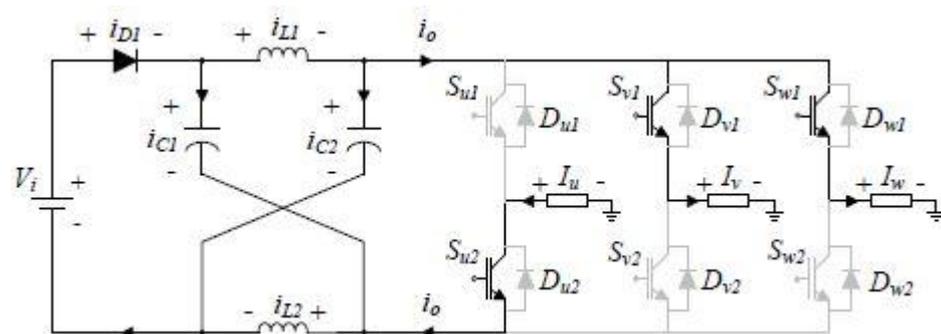


Fonte: Vitor T. Odagui, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

10ª Etapa de Operação

Os interruptores S_{U2} , S_{V1} e S_{W1} são comandados a conduzir, caracterizando assim um funcionamento idêntico ao da sexta etapa. Todas as considerações que foram feitas na sexta etapa, se aplicam aqui. Seu funcionamento está representado na figura 16 [7].

Figura 16 - Operação do inversor na décima etapa.

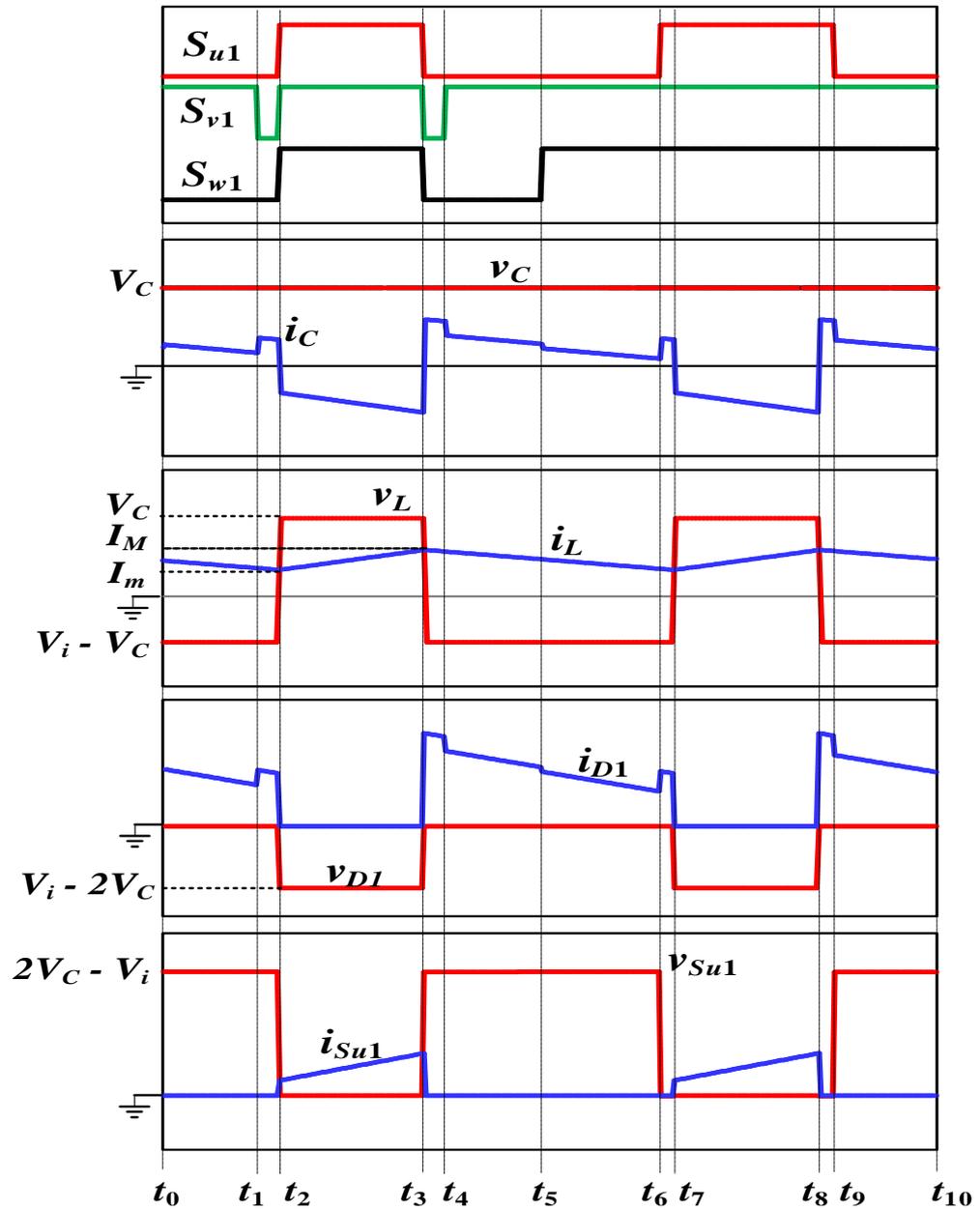


Fonte: Vitor T. Odagui, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

Tendo conhecido todas as etapas de operação do inversor, montou-se os gráficos das formas de onda de corrente e tensão nos indutores, capacitores, diodo e em cada uma das chaves, conforme Figuras 17 e 18. O gráfico está dividido na vertical conforme as etapas de

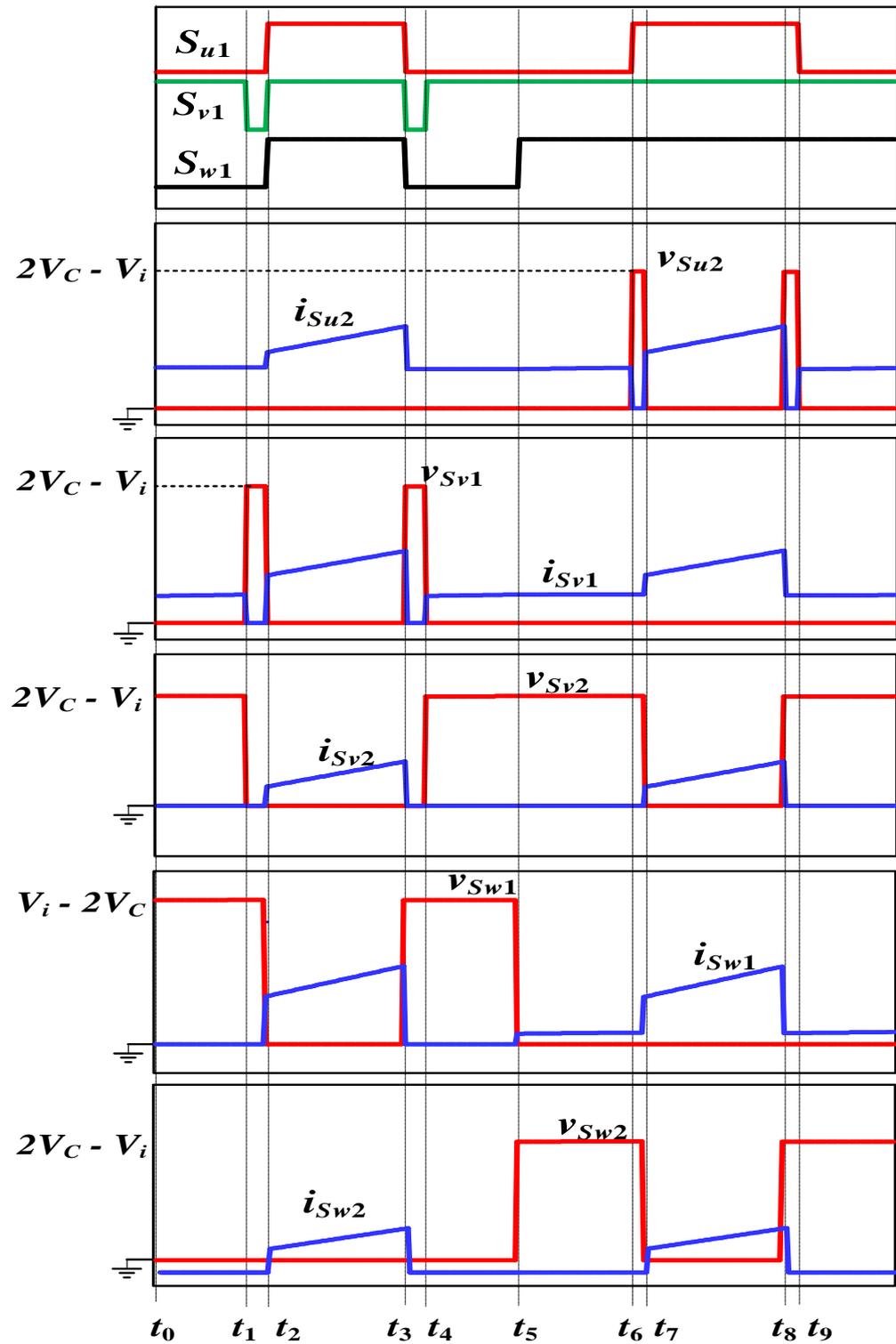
operação, onde a primeira inicia em t_0 e termina em t_1 , logo a segunda etapa começa em t_1 e termina em t_2 e assim por diante.

Figura 17 - Formas de onda.



Fonte: Vitor T. Odagui, "Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas", Santa Catarina, 2015

Figura 18 - Formas de onda.

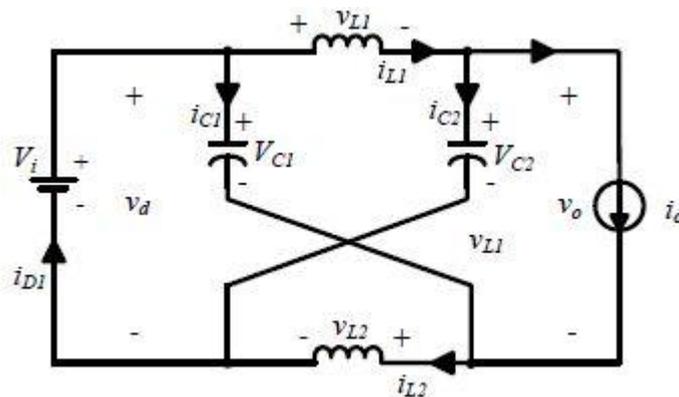


Fonte: Vitor T. Odaguri, "Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas", Santa Catarina, 2015

2.4.2 Ganho estático da malha Z

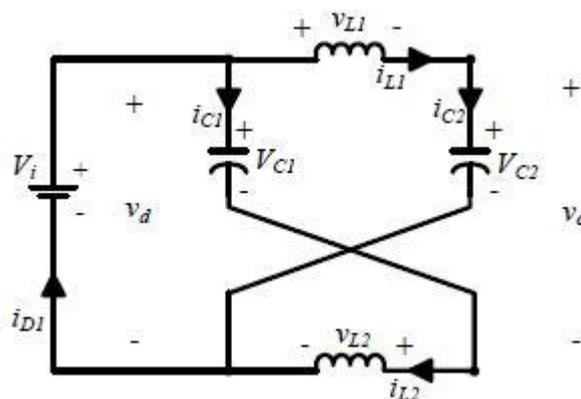
Na Figura 19 ilustra o ZSI como visto pelo barramento CC quando aplicado os vetores ativos V_1 a V_6 . Nesse período, a carga consome energia vinda da fonte, e então o inversor trabalha como uma fonte de corrente [7]. Na figura seguinte, trocou-se a fonte de corrente por um circuito aberto, representando assim o modelo do inversor visto pelo barramento CC, quando se aplica os vetores de estado nulo V_0 e V_7 . Ao aplicar os vetores de *shoot-through*, o barramento entende que o inversor está curto circuitado, conforme visto na Figura 21.

Figura 19 - Inversor visto pelo barramento de entrada durante os vetores ativos.



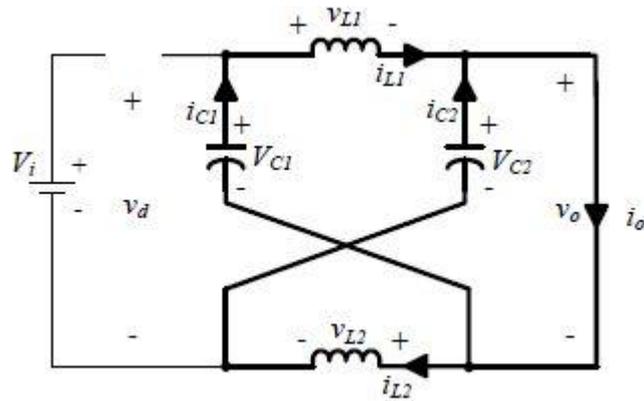
Fonte: Vitor T. Odaguiri, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

Figura 20 - Inversor visto pelo barramento de entrada durante os vetores nulos.



Fonte: Vitor T. Odaguiri, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

Figura 21 - Inversor visto pelo barramento de entrada durante os vetores de *shoot-through*.



Fonte: Vitor T. Odaguiri, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

Para a dedução do ganho estático da malha Z, é necessário fazer as seguintes considerações: Ambos os capacitores C_1 e C_2 devem possuir as mesmas capacitâncias. Do mesmo modo, L_1 e L_2 devem ter as mesmas indutâncias, tornando assim a malha Z simétrica [5]. Assim, pode-se concluir que:

$$\begin{cases} V_{C1} = V_{C2} = V_C \\ V_{L1} = V_{L2} = V_L \end{cases} \quad (1)$$

Onde V_C e V_L são as tensões nos capacitores e nos indutores da malha Z respectivamente. Como a ponte inversora está em um estado de *shoot-through* por um intervalo T_{st} , durante o ciclo de chaveamento T_s , o circuito equivalente será dado por [5]:

$$\begin{cases} V_C = V_L \\ V_d = 2 \cdot V_C \\ V_o = 0 \end{cases} \quad (2)$$

Considerando-se agora que o inversor está em um dos seis estados ativos ou em um dos dois estados nulos durante um período T_{0-7} , tem-se então [7]:

$$\begin{cases} V_L = V_i - V_C \\ V_d = V_i \\ V_o = V_C - V_L = 2V_C - V_i \end{cases} \quad (3)$$

Sendo a tensão V_i a tensão no barramento CC e o período T_s , a soma dos períodos T_{0-7} e T_{st} . Assumindo que o inversor esteja em regime permanente, então a tensão média sobre o indutor deverá ser nula [7]. Logo:

$$\overline{V_L} = \frac{(V_C \cdot T_{st}) + (V_i - V_C) \cdot T_{0-7}}{T_s} = 0 \quad (4)$$

$$\frac{V_C}{V_i} = \frac{T_{0-7}}{(T_{0-7}) - T_{st}} \quad (5)$$

A expressão (5) representa o ganho estático dos capacitores da malha Z. A tensão na saída da malha Z é dada por:

$$\begin{aligned} V_o &= 0, \rightarrow t = T_{st} \\ V_o &= 2 \cdot V_C - V_i \rightarrow t = T_{0-7} \end{aligned} \quad (6)$$

Aplicando a equação (5) em (6), obtêm-se o ganho estático da malha Z, onde B é chamado de fator *boost*:

$$V_o = V_i \cdot \frac{T_{st}}{(T_{0-7}) - T_{st}} = B \cdot V_i \quad (7)$$

É possível reescrever o fator *boost* em função da razão cíclica de *shoot-through* D_{st} como segue:

$$B = \frac{T_{st}}{(T_{0-7}) - T_{st}} = \frac{1}{1 - 2 \cdot \frac{T_{st}}{T_s}} = \frac{1}{1 - 2 \cdot D_{st}} \quad (8)$$

Portanto, de acordo com a equação (8), a razão cíclica de *shoot-through* está limitada entre os valores de $0 \leq D_{st} \leq 1$, portanto o fator *boost*, estará limitado entre os intervalos que seguem:

$$\begin{aligned} 1 \leq B \leq +\infty, & \quad \text{para } 0 \leq D_{st} \leq 0,5 \\ -1 \leq B \leq -\infty, & \quad \text{para } 1 \leq D_{st} \leq 0,5 \end{aligned} \quad (9)$$

Como na prática não se deseja uma tensão negativa na malha Z, pois as chaves não resistiriam a tal tensão, então se pode ignorar o intervalo $0,5 \leq D_{st} \leq 1$. Assim, os valores limites obtidos na prática estão entre o intervalo $0 \leq D_{st} \leq 0,5$. Como é possível observar pela equação do intervalo citado, quanto mais próximo de 0,5 for o valor de D_{st} , maior será o fator *boost* e conseqüentemente, maior será a tensão na malha de impedâncias Z. Mas, deve-se atentar que para valores muito próximo ou igual a 0,5 a tensão da malha Z irá assumir valores extremamente elevados.

Pode-se escrever a tensão de pico de fase na carga do inversor como segue:

$$V_{Pico} = m \cdot \frac{V_o}{2} \quad (10)$$

Sendo m o índice de modulação. Substituindo (7) em (10), chega-se em:

$$V_{Pico} = m \cdot B \cdot \frac{V_i}{2} = B_B \cdot \frac{V_i}{2} \quad (11)$$

$$B_B = \frac{m}{1 - 2 \cdot D_{st}} \quad (12)$$

Assim, a amplitude na carga está em função da tensão de barramento CC. O símbolo B_B é conhecido na literatura como fator *buck-boost*, pois o índice de modulação é uma constante que aplica características *buck* na carga do inversor [5].

2.5 MODULAÇÃO PWM PARA O Z-SOURCE INVERTER TRIFÁSICO

Após a publicação de [5], muitos trabalhos foram feitos em relação as técnicas de modulação PWM para o ZSI. Dentre essas técnicas, pode-se destacar o *boost simples*, o *máximo boost* e *máximo boost constante*. A seguir serão explicadas as três técnicas citadas.

2.5.1 Técnica de Modulação *Boost Simples*

O funcionamento dessa técnica se assemelha muito ao PWM senoidal empregado nos VSI trifásicos. Três referências senoidais são defasadas em cento e vinte graus e comparadas com uma portadora triangular. Se o sinal de referência de um braço for maior que a portadora, o interruptor desse braço é comandado a conduzir [3].

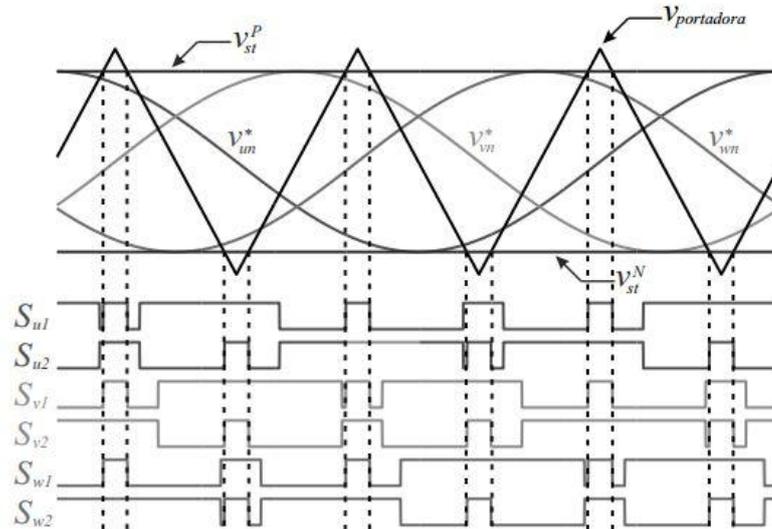
Para o ZSI é necessário adicionar sinais, para poder gerar os estados de *shoot-through*. Estes estados não comprometem o funcionamento do inversor, uma vez que eles são acionados durante os vetores nulos e sem afetar os vetores ativos, os quais são responsáveis por gerar tensão na carga.

Em instantes em que o sinal triangular é maior ou menor que as três tensões de referência (V_u^* , V_v^* e V_w^*) está sendo aplicada tensão nula na carga [3]. Para gerar o estado de *shoot-through* comparam-se os sinais V_{st}^P e V_{st}^N com o sinal triangular da portadora, conforme Figura 22. Sendo assim, V_{st}^P deve ser maior ou igual ao valor de pico positivo das três tensões de referência, e V_{st}^N deve ser menor ou igual ao valor de pico negativo das referências. Quando a onda triangular atinge valores maiores que V_{st}^P e menores que V_{st}^N o estado de *shoot-through* é então aplicado. Porém, quando as tensões V_{st}^P e V_{st}^N não forem maior e menor que a onda triangular respectivamente, então a lógica PWM das tensões de referência é aplicada.

Conforme Figura 22, entre as retas verticais tracejadas, estão os estados de *shoot-through*. Nota-se que o vetor de *shoot-through* é aplicado no intervalo em que o inversor esta entre os vetores nulos V_0 e V_7 . Se o índice de modulação for unitário ($m = 1$), as tensões V_{st}^P e V_{st}^N estarão no pico da portadora, e então o tempo em que aplica-se o vetor de *shoot-through* é nulo. À medida que o índice de modulação fica menor, as tensões V_{st}^P e V_{st}^N ficam mais distantes do pico da portadora triangular, conseqüentemente o tempo de aplicação do vetor de

shoot-through será maior. Conclui-se então, que m é inversamente proporcional a razão cíclica D_{st} .

Figura 22 - Técnica de modulação *boost simples* para ZSI.



Fonte: F. Bradaschia, “Conversores Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos e Monofásicos-Trifásicos,” Pernambuco,2012.

De acordo com [8], há uma relação que define a máxima razão cíclica dos vetores de *shoot-through* em função do índice de modulação m .

$$D_{st} = 1 - m \quad (13)$$

Substituindo (13) em (12):

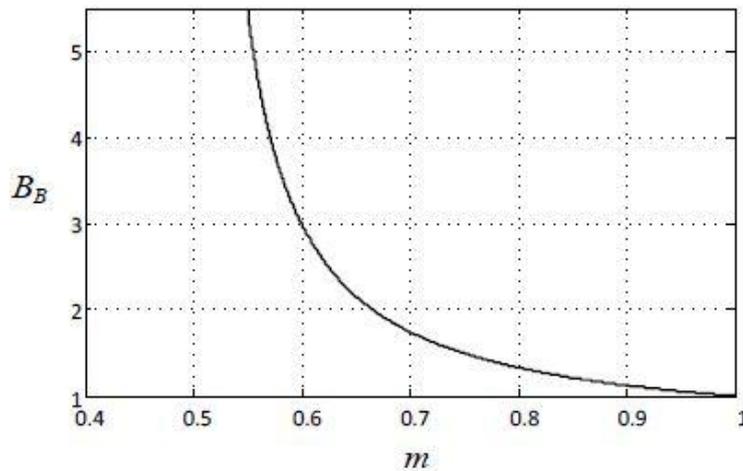
$$B_B = \frac{m}{2 \cdot m - 1} \quad (14)$$

A Figura 23, representa a curva do fator de *buck-boost*, em função do índice de modulação m . Pela curva nota-se, que quando $m = 1$, o ganho da malha Z também será unitário. A região de operação para essa técnica de modulação se encontra abaixo da curva. Conforme se pode concluir pelo gráfico, caso a necessidade seja de um alto ganho, deve-se usar um índice de modulação com valor reduzido. Porém, um valor reduzido de m resulta em

elevação da tensão dos interruptores. A equação que representa a tensão máxima sobre os interruptores está representada a seguir:

$$V_s = (2 \cdot B_B - 1) \cdot V_i \quad (15)$$

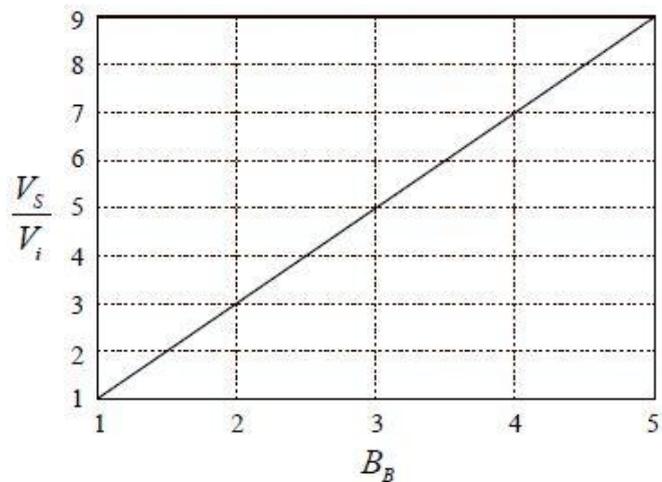
Figura 23 - Fator *buck-boost* em função do índice de modulação.



Fonte: Vitor T. Odaguiri, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

Pela figura 24 é possível observar a tensão sobre os interruptores, conforme o fator *buck-boost* aumenta. Nota-se que a utilização dessa técnica gera esforços elevados nas chaves, então o ganho de tensão do inversor é limitado pela tensão máxima que os interruptores suportam. Assim, essa é a maior desvantagem da modulação *boost* simples [7][8].

Figura 24 - Tensão nos interruptores em função do ganho para técnica *boost* simples.



Fonte: Vitor T. Odagui, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

2.5.2 Técnica de modulação Máximo *Boost*

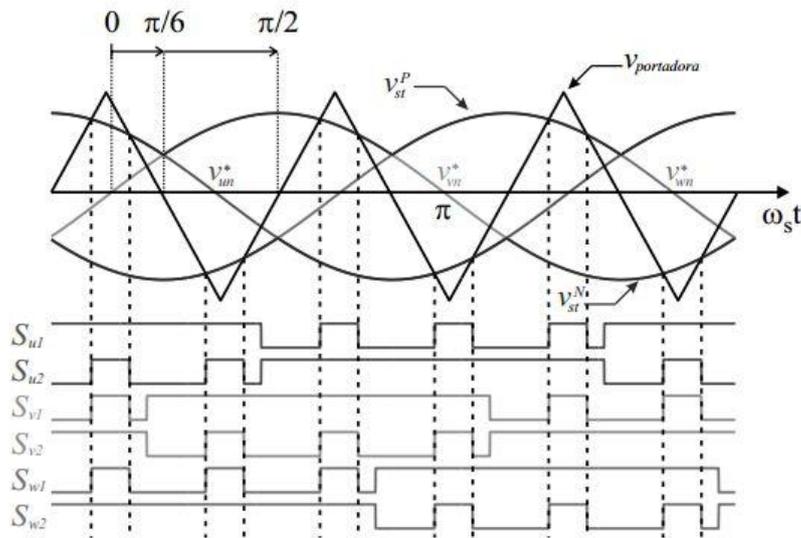
Conforme visto em [8], a técnica de modulação *boost* simples apresenta esforços elevados nas chaves para um determinado fator *buck-boost*. Este fator é definido pelo produto entre o fator *boost* e o índice de modulação, logo $B_B = mB$. O esforço nas chaves é definido por $V_s = (2B_B - 1)V_i$. Então, para diminuir esses esforços nas chaves sem alterar o ganho da malha Z, deve-se aumentar o índice de modulação e diminuir o fator *buck-boost*. Mas, além disso, os vetores de *shoot-through* não substituem completamente os vetores nulos V_0 e V_7 , logo a razão cíclica de *shoot-through* D_{st} não opera no valor máximo para um determinado m [7].

Para superar esses problemas, elaborou-se uma diferente técnica de modulação onde o vetor de *shoot-through* substitui por completo os vetores nulos V_0 e V_7 , aumentando assim a razão cíclica D_{st} para um determinado índice de modulação, sem alterar a tensão na saída do inversor. Na literatura essa técnica ficou conhecida como máximo *boost* [8].

A modulação PWM máximo *boost* assemelha-se com a *boost* simples. As tensões V_{st}^P e V_{st}^N continuam sendo comparadas com uma onda triangular, porém agora a tensão V_{st}^P possui a maior amplitude entre as tensões de referência, logo $V_{st}^P = \max(V_u^*, V_v^* \text{ e } V_w^*)$ enquanto V_{st}^N terá a menor amplitude entre as tensões de referência, ou seja $V_{st}^N = \min(V_u^*, V_v^* \text{ e } V_w^*)$. A lógica de comutação é idêntica à modulação *boost* simples: caso a onda triangular seja maior que V_{st}^P ou menor que V_{st}^N , fecha-se simultaneamente as seis chaves do ZSI,

consequentemente aplica-se o vetor de *shoot-through* e, caso a onda da portadora seja menor que V_{st}^P e maior que V_{st}^N , aplica-se então a lógica das tensões de referência V_u^* , V_v^* e V_w^* já utilizada no PWM senoidal [3]. A figura 25 representa a técnica de modulação máximo *boost*.

Figura 25 - Técnica de modulação máximo *boost*.



Fonte: F. Bradaschia, “Conversores Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos e Monofásicos-Trifásicos,” Pernambuco, 2012.

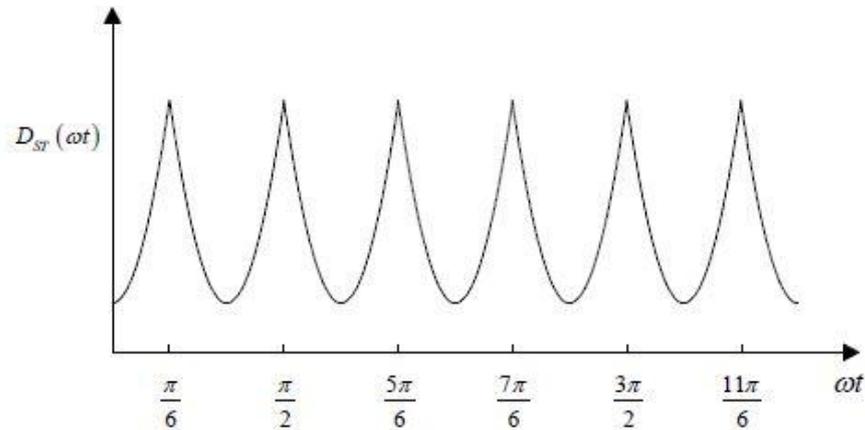
Pela Figura 25 nota-se que os vetores V_0 e V_7 foram substituídos pelo vetor de *shoot-through*, sem alterar os vetores ativos do inversor. Independentemente se $m = 1$, os sinais de referência tanto positivo quanto negativo irão se cruzar com o sinal triangular e consequentemente será possível ter vetor de *shoot-through* no inversor. Quanto mais se reduz m , mais distantes do pico ficam as tensões V_{st}^P e V_{st}^N , logo a razão cíclica D_{st} será maior [3].

Esta razão cíclica varia de forma periódica em função de wt , com período de $\frac{\pi}{3}$. Supondo que a frequência de chaveamento seja muito maior que a frequência das referências (V_u^* , V_v^* e V_w^*), então a razão cíclica em um intervalo $(\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2})$ pode ser escrita como segue [8]:

$$D_{st} = \frac{2 - \left(m \cdot \text{sen}(wt) - m \cdot \text{sen}\left(wt - \frac{2\pi}{3} \right) \right)}{2} \quad \text{para, } \frac{\pi}{6} \leq wt \leq \frac{\pi}{2} \quad (16)$$

A figura 26 representa o comportamento da razão cíclica D_{st} em função de ωt . Observe-se que esta razão cíclica possui uma frequência seis vezes maior que a frequência das referências (V_u^* , V_v^* e V_w^*).

Figura 26 - Razão cíclica em função de ωt .



Fonte: Vitor T. Odaguri, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

O valor médio ($\overline{D_{st}}$) da razão cíclica de *shoot-through* pode ser calculado conforme segue [8]:

$$\overline{D_{st}} = \frac{\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} 2 \cdot d\omega t - \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} m \cdot \text{sen}(\omega t) d\omega t + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} m \cdot \text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) d\omega t}{\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} 2 \cdot d\omega t} \quad (17)$$

Resolvendo as integrais e aplicando seus limitantes chega-se em:

$$\overline{D_{st}} = \frac{2\pi - 3\sqrt{3} \cdot m}{2\pi} \quad (18)$$

Ao substituir (18) em (8), encontra-se o valor médio do fator *boost* em função de m [8]:

$$\bar{B} = \frac{\pi}{3\sqrt{3} \cdot m - \pi} \quad (19)$$

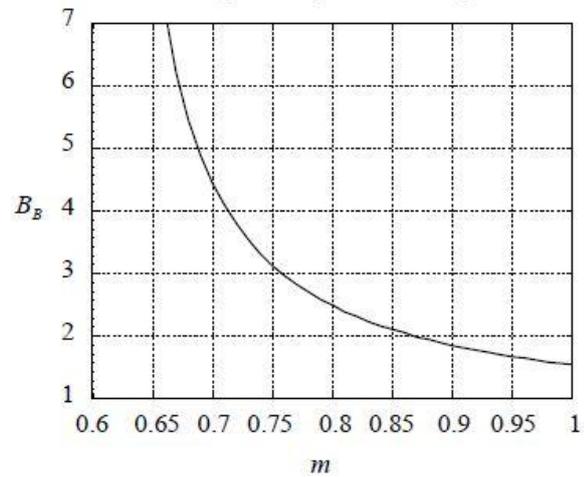
E o fator *buck-boost* em função do índice de modulação m é dado por:

$$\bar{B}_B = \frac{\pi \cdot m}{3\sqrt{3} \cdot m - \pi} \quad (20)$$

Esta técnica de modulação apresentada consegue gerar um ganho maior se comparada à técnica de *boost* simples, sob o mesmo valor de m . A Figura 27 representa a curva do fator *buck-boost* em função do índice de modulação, para a técnica de máximo *boost*. Abaixo da curva se encontra a possível região de operação do inversor. Diferentemente da modulação *boost* simples, o inversor agora consegue produzir ganho quando o índice de modulação é unitário.

Conforme m diminui o ganho tende a crescer, e caso m tenda a $\frac{\pi}{3\sqrt{3}}$, então o ganho tende ao infinito. Comparando com a Figura 23, a região de operação da técnica de modulação é maior. Para um mesmo ganho de tensão do inversor, pode-se usar um valor maior de m , resultando em uma tensão reduzida sobre as chaves.

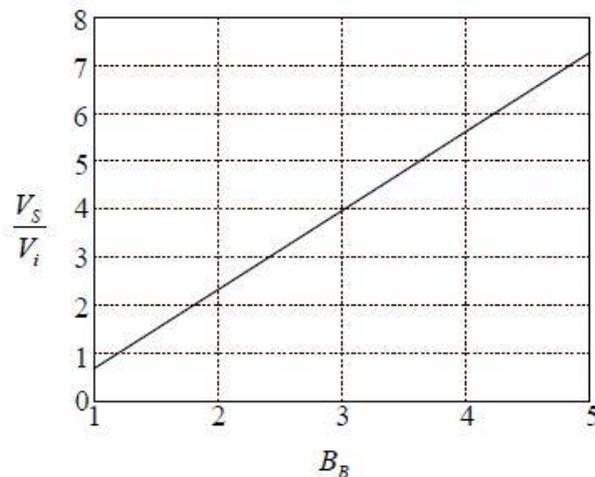
Figura 27 - Fator *buck-boost* em função do índice de modulação para a técnica de máximo *boost*.



Fonte: Vitor T. Odaguiri, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

A Figura 28 ilustra o esforço de tensão nos semicondutores em função do ganho de tensão do inversor. Ao comparar com a Figura 24 nota-se que o esforço de tensão é menor, então para os mesmos semicondutores é possível utilizar um ganho de tensão maior.

Figura 28 - Esforço nos semicondutores em função do ganho na modulação máximo *boost*.



Fonte: Vitor T. Odaguiri, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

Apesar da técnica de modulação máximo *boost* conseguir reduzir o estresse de tensão em cima das chaves e aumentar o ganho da malha Z, deve-se destacar alguns casos. Por causa do comportamento oscilatório de D_{st} em função do tempo, surge na corrente do indutor e na tensão do capacitor, uma oscilação de baixa frequência indesejada [9]. Dependendo da carga a qual o inversor será instalado, essa oscilação pode gerar instabilidade no ZSI necessitando assim de indutores maiores e mais volumosos. Essa oscilação também influencia na tensão de saída da malha Z. Caso não haja um controle adequado para monitorar essa tensão, pode surgir uma componente harmônica de baixa frequência indesejada na corrente de carga [9].

2.5.3 Técnica de Modulação Máximo *boost* constante

Com o objetivo de reduzir volume e custo da malha Z, foi necessário encontrar uma técnica de modulação que elimine o comportamento oscilante da razão cíclica D_{st} . Assim, [9] propôs uma nova modulação, que mantém a razão cíclica de *shoot-through* constante, consequentemente eliminando as oscilações de baixa frequência. Ao mesmo tempo, é possível obter um ganho alto na malha Z com um determinado índice de modulação, diminuindo o esforço de tensão sobre os semicondutores. Deu-se o nome a essa nova técnica na literatura de “máximo *boost* constante” [9]. A Figura 29 representa a técnica de máximo *boost* constante. Existem três tensões de referência senoidais (V_a , V_b , V_c), defasadas de 120° , dois sinais de curto circuito V_p e V_n , e uma onda portadora triangular assim como nas técnicas anteriores. Caso a portadora triangular seja maior que o sinal de curto-circuito superior V_p , e menor que o sinal de curto circuito inferior V_n , então será aplicado o sinal de curto circuito. Caso contrário, aplica-se a lógica da modulação PWM tradicional. Os sinais V_p e V_n são periódicos e possuem frequência três vezes maior que a frequência de saída do inversor. O comportamento de V_p e V_n é descrito em dois períodos. Para o primeiro período as curvas podem ser representadas pelas equações que segue:

$$V_p = m \cdot \sqrt{3} + m \cdot \text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \text{ para } 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \quad (21)$$

$$V_n = m \cdot \text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \text{ para } 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \quad (22)$$

E para o segundo período as curvas podem ser representadas por:

$$V_p = m \cdot \text{sen}(\theta) \text{ para } \frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} \quad (23)$$

$$V_n = m \cdot \text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - m \cdot \sqrt{3} \text{ para } \frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} \quad (24)$$

Pelo fato de que as curvas estão espaçadas de forma constante, que está em função de $m\sqrt{3}$, então a razão cíclica de *shoot-through* também é constante e obedece a seguinte equação [9]:

$$D_{st} = \frac{2 - m \cdot \sqrt{3}}{2} = 1 - \frac{m\sqrt{3}}{2} \quad (25)$$

Assim, o fator *boost* é dado por [9]:

$$B = \frac{1}{m\sqrt{3} - 1} \quad (26)$$

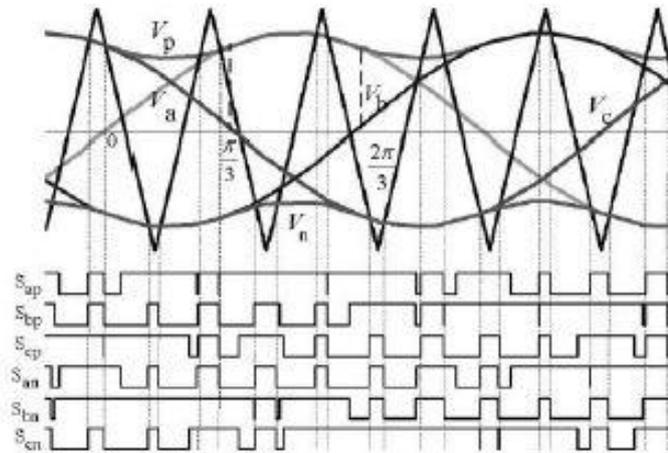
E o fator *buck-boost* [9]:

$$B_B = \frac{m}{m\sqrt{3} - 1} \quad (27)$$

O estresse de tensão sobre os interruptores obedece a seguinte equação [9]:

$$V_s = B \cdot V_i = \frac{V_i}{m\sqrt{3} - 1} \quad (28)$$

Figura 29 - Técnica de modulação máximo *boost* constante.



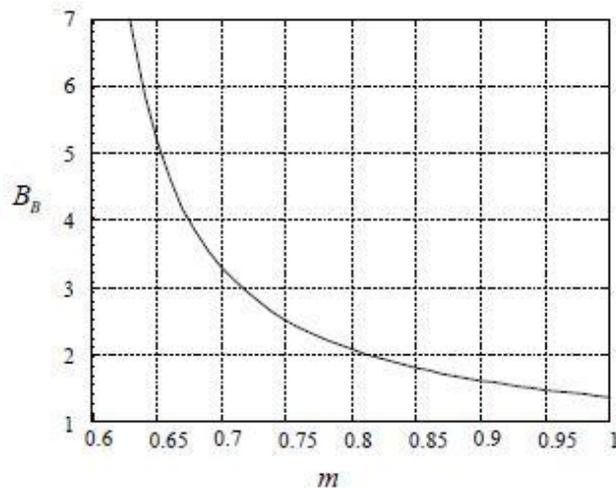
Fonte: M. Shen, J. Wang, A. Joseph, F. Z. Peng, L. Tolbert e D. Adams, “Constant boost control of the Z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, nº 3, pp. 770-778, May 2006.

Através da Figura 30, pode-se observar a curva do ganho de tensão (B_B) em função do índice de modulação. Nota-se que quando o índice de modulação tende a $\frac{\sqrt{3}}{3}$, o ganho de tensão tende ao infinito. Na Figura 31, é possível observar a tensão máxima sobre os semicondutores em função do ganho do inversor.

Até o momento, foram estudadas as três técnicas de modulações PWM para o ZSI separadamente. Porém, é importante fazer uma comparação entre as técnicas, levando em conta o ganho e o estresse de tensão sobre os semicondutores. A Figura 32 representa a tensão sobre as chaves em função do fator *buck-boost*. A tensão sobre a chave (V_s) está normalizada em relação a tensão do capacitor (V_c). As curvas em preto, azul e vermelho ilustram as modulações *boost* simples, máximo *boost* constante e máximo *boost* respectivamente. É possível observar que para um mesmo fator *buck-boost* (B_B) a modulação *boost* simples apresenta o maior esforço de tensão entre as modulações apresentadas. Por outro lado, a modulação máximo *boost* apresenta o menor esforço para esse mesmo fator B_B . A modulação máximo *boost* constante possui esforço de tensão bem abaixo da modulação *boost* simples, mas um pouco acima da modulação máximo *boost*. Pela Figura 33 é possível ver que para um mesmo fator *buck-boost*, a técnica de máximo *boost* possui o maior índice de modulação. Logo, é necessário utilizar uma menor razão cíclica de *shoot-through* para sintetizar as tensões na carga [7]. A técnica máximo *boost* possui o melhor resultado em termos de esforços de tensão e maior índice de modulação para um mesmo fator *buck-boost*. Porém a

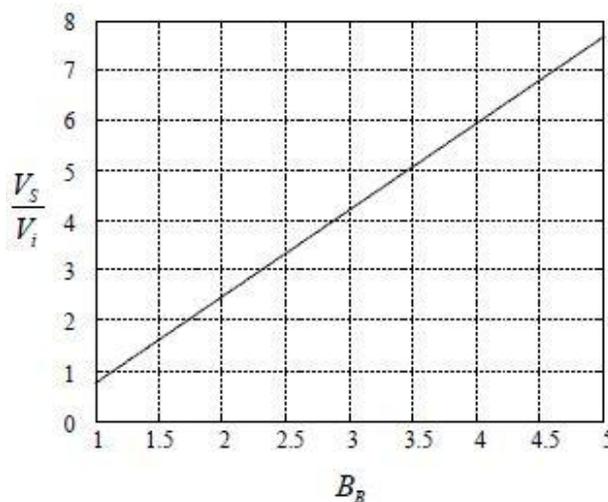
técnica de máximo *boost* constante possui resultados muito semelhantes. Como a técnica de máximo *boost* possui as desvantagens de oscilações em baixa frequência já citadas anteriormente, responsáveis pelo aumento do volume, peso e custo do ZSI, conclui-se que a modulação máximo *boost* constante é a mais apropriada entre as três técnicas apresentadas [7].

Figura 30 - Fator *buck-boost* em função do índice de modulação para modulação máximo *boost* constante.



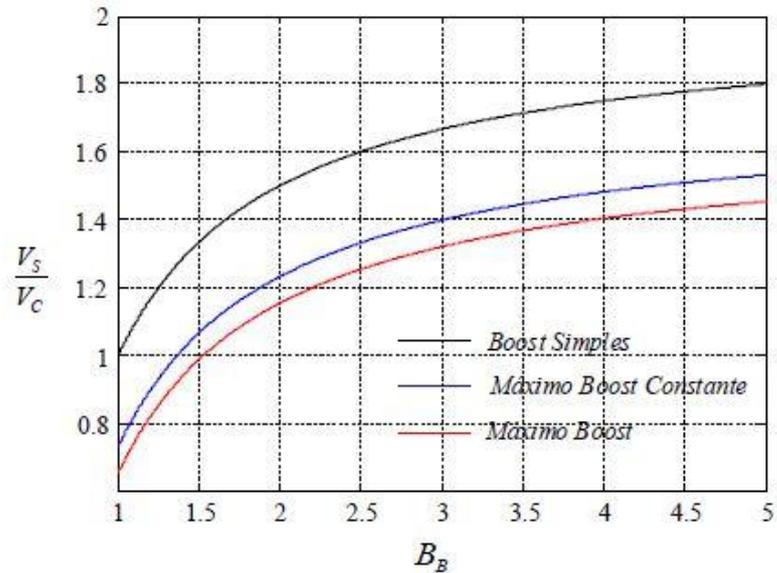
Fonte: Vitor T. Odaguiri, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

Figura 31 - Tensão nos semicondutores em função do ganho *buck-boost*.



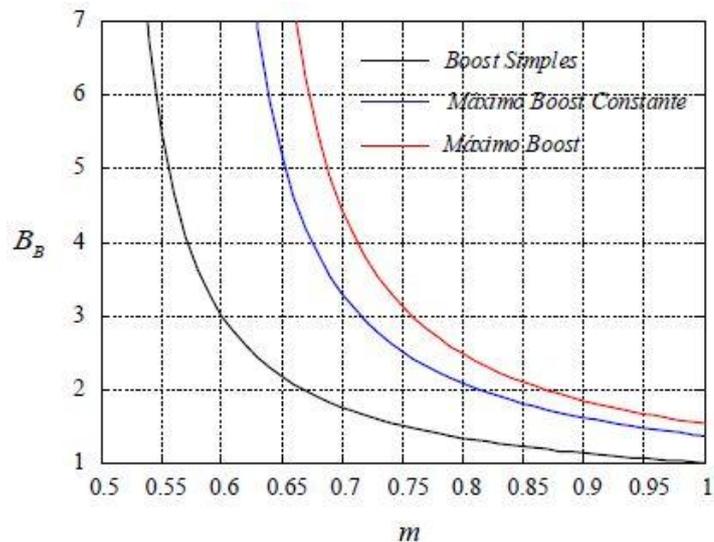
Fonte: Vitor T. Odaguiri, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

Figura 32 - Comparação entre as modulações para os esforços de tensão em função do fator *buck-boost*.



Fonte: Vitor T. Odaguiri, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

Figura 33 - Comparação entre as modulações para o fator *buck-boost* em função do índice de modulação.



Fonte: Vitor T. Odaguiri, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

Tendo feito o estudo sobre as modulações aplicáveis no ZSI, optou-se por utilizar a modulação *boost* simples, uma vez que esta é a mais simples entre as citadas e o objetivo deste trabalho é fazer a modelagem e o controle do ZSI.

3 CONTROLE DE CONVERSORES

A geração elétrica a partir de fontes renováveis como vento, luz solar, hidrogênio e o armazenamento de energia com os supercapacitores ou banco de baterias entre outros, fazem uso de conversores estáticos no processamento de energia. Acionamento de sistemas motrizes e fontes de alimentação também empregam conversores estáticos no processamento de energia. Entre esses sistemas que estão empregados nas mais variadas áreas da indústria, comércio, residências e transporte, todos tem em comum a necessidade de controlar variáveis como tensão ou corrente [10]. Estas variáveis atuarão diretamente no processo em questão, onde este pode ser, por exemplo, velocidade de um motor ou a luminosidade de uma lâmpada. Tais sistemas necessitam de controle por causa da incerteza de valores que compõe o conversor como: tensão e corrente de entrada da carga e os componentes ativos e passivos que são usados na construção do conversor.

Para que um conversor estático funcione corretamente, independentemente das variações dos valores anteriormente citados é necessário um projeto preciso e adequado de um sistema de controle. A seguir serão abordados os dois modos de controle (corrente e tensão) individualmente.

3.1 CONTROLE DE TENSÃO

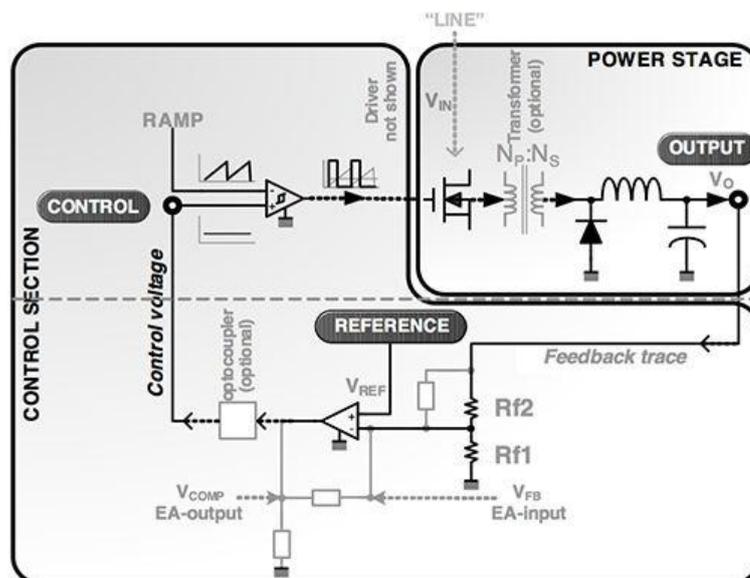
Conversores possuem dois estágios: Um de potência e outro de controle. O estágio de potência engloba os semicondutores que fazem o chaveamento e é responsável pela conversão da tensão de entrada para a tensão de saída desejada [11]. Já o estágio de controle é responsável pela supervisão desse chaveamento para regular a tensão de saída. Esses dois estágios são ligados por uma malha de realimentação que compara a atual tensão de saída com a desejada gerando, ou não, um erro.

Em um controlador de tensão, o modulador PWM é gerado aplicando uma tensão de controle V_C na entrada de um comparador e na outra entrada uma onda dente de serra. A razão cíclica do PWM será proporcional a tensão de controle V_C e determinará a quantidade de tempo que os semicondutores irão conduzir e conseqüentemente, a tensão de saída. A tensão de controle vem da diferença entre a atual tensão de saída e a tensão de saída desejada [11].

A figura 34 exemplifica o controle de tensão. Dividido em blocos, tem-se o estágio de potência com uma chave, um diodo, um capacitor, um indutor e um transformador. Nesse

estágio ocorre a conversão da tensão de entrada V_{IN} para a tensão de saída V_O . A parte de controle de tensão é formada por um amplificador operacional com a tensão de referência em uma entrada, e na outra a tensão advinda de um divisor de tensão. Esse divisor de tensão é alimentado pela tensão da malha de realimentação. A tensão de saída do amplificador operacional fornece a tensão de controle V_C que é uma das entradas do comparador que gera o PWM.

Figura 34 - Controle de tensão.



Fonte: <http://www.digikey.com/en/articles/techzone/2014/oct/voltage-and-current-mode-control-for-pwm-signal-generation-in-dc-to-dc-switching-regulators>

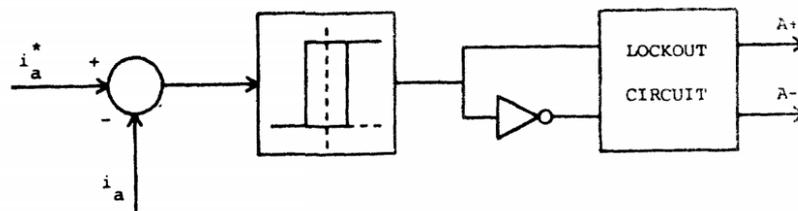
O controle de tensão possui algumas vantagens como: Providencia uma tensão de auxílio para a carga, consegue controlar o fluxo de potência através do instante de comutação. Em geral, as vantagens de um método de controle são as limitações do outro método [22].

Porém, essa técnica possui também algumas desvantagens, como por exemplo, mudanças na carga que devem ser primeiramente sentidas como uma mudança na tensão de saída e só então corrigida pela malha de controle, o que resulta numa resposta lenta do controlador. Outra desvantagem surge devido ao filtro de saída, que adiciona dois polos ao controle, logo é necessário fazer a compensação por meio de um polo dominante de baixa frequência, ou adicionando um zero. [12].

3.2 CONTROLE DE CORRENTE

Inversores controlados por corrente são amplamente empregados em sistemas de energia [21]. É utilizado o conceito de vetores de tensão ou corrente, pois é uma representação conveniente de um arranjo de corrente, ou tensão trifásico [21]. Os controladores de corrente atuais são apresentados na literatura como: Controladores por histerese e controlador por comparação de rampa.

Figura 35 - Controle de corrente por histerese.

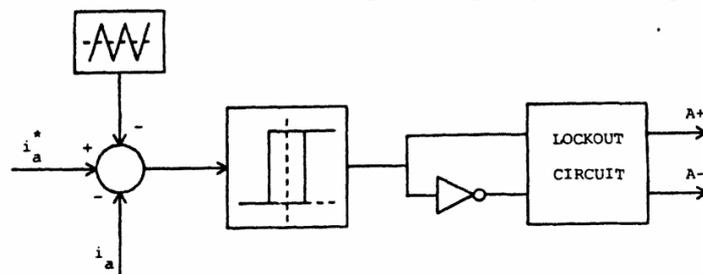


Fonte: David M. BROD – “Current Control of VSI-PWM Inverters”, *IEEE Transactions on industry application*, vol. 1^a-21, n^o 4, May/June 1985.

Nos controladores por histerese, é feita a comparação entre a corrente de linha e a corrente de referência gerada pela banda de histerese. Caso a corrente de linha seja maior, o braço do inversor é comutado para a direção negativa. Caso contrário, será comutado para a posição positiva [21].

Nos controladores por comparação de rampa, o erro da corrente é comparado a uma onda triangular e caso o erro seja maior, então o braço do inversor é comutado no sentido negativo. Caso contrário, o mesmo é comutado para o sentido positivo [21].

Figura 36 – Controle de corrente por comparação de rampa.



Fonte: David M. BROD – “Current Control of VSI-PWM Inverters”, *IEEE Transactions on industry application*, vol. 1^a-21, n^o 4, May/June 1985.

3.3 CONTROLE DO Z-SOURCE INVERTER

Como já citado anteriormente, o ZSI possui características tanto *buck* como *boost*. Também se abordou sobre a necessidade de controlar conversores, e para o ZSI não é diferente. Para produzir uma tensão de saída variável no ZSI é necessário controlar a razão cíclica de *shoot through*, assim é possível obter tensões desejadas e específicas na saída do conversor [13].

Para projetar controles para o ZSI é necessário à análise e a modelagem do sistema dinâmico de forma adequada. Para isso, deve-se fazer uma análise precisa do modelo de pequenos sinais do ZSI, a qual fornece uma visão detalhada do sistema dinâmico, permitindo assim o correto dimensionamento dos componentes passivos e o entendimento dos limites do sistema [13].

A seguir, será explicado sobre a modelagem no espaço de estados e então, a modelagem do ZSI.

3.4 MODELAGEM POR ESPAÇO DE ESTADOS

Na teoria clássica de controle, apenas sinais de entrada, saída e erro são considerados fundamentais. Tanto a análise quanto o projeto de sistemas são feitos com base em funções de transferência, junto com gráficos como lugar das raízes, diagramas de bode ou diagramas de *Nyquist*. A principal característica dessa teoria, é que esta é baseada na função de transferência, ou seja, na relação entre a entrada e a saída [14]. Porém, uma desvantagem da teoria clássica, é que a mesma é aplicável apenas para sistemas lineares invariantes no tempo, tendo apenas uma entrada e uma saída. Logo, essa técnica convencional não se aplica para sistemas ótimos ou sistemas adaptativos, que em geral são variantes no tempo e/ou não lineares [14]. Criou-se então a teoria de controle moderno, capaz de abordar análises e projetos de sistemas mais complexos, através do conceito de variáveis de estado.

A teoria de controle moderno difere da teoria convencional, pelo fato de que esta é aplicável para sistemas com múltiplas entradas e saídas, lineares ou não, variantes ou invariantes no tempo. Também, a teoria moderna trabalha no domínio do tempo, enquanto a clássica no domínio da frequência [14]. A seguir, serão explicados alguns dos conceitos da teoria de controle moderno.

3.4.1 Estado

O estado de um sistema dinâmico é o menor conjunto de variáveis, onde o conhecimento dessas variáveis em $T=T_0$, junto com a entrada para $T \geq T_0$, determina completamente o comportamento do sistema para qualquer instante em que $T \geq T_0$ [14].

O estado de um sistema dinâmico no instante de tempo T é homonimamente determinado pelo estado, no instante de tempo T_0 e para a entrada em $T \geq T_0$, e o mesmo é independente do estado e a entrada antes de T_0 [14].

3.4.2 Variáveis de Estado

Variáveis de estado de um sistema dinâmico são o menor conjunto de variáveis capazes de determinar o estado do sistema. Se pelo menos n variáveis $X_1(t)$, $X_2(t)$... $X_n(t)$ são necessárias para descrever o comportamento do sistema dinâmico por completo, então essas mesmas n variáveis são um conjunto de variáveis de estado [14].

3.4.3 Vetor de Estado

Como já dito anteriormente, são necessárias pelo menos n variáveis para descrever completamente o comportamento de um sistema dinâmico. Essas variáveis então podem ser consideradas as n componentes de um vetor $X(t)$. A este vetor, dá-se o nome de vetor de estados. Um vetor de estado é um vetor que determina de forma única o estado do sistema $X(t)$ para qualquer $T \geq T_0$, uma vez que a entrada $U(t)$ para $T \geq T_0$ é definida [14].

3.4.4 Espaço de Estados

Espaço de Estados é o nome dado ao espaço n -dimensional, onde os eixos de coordenadas são os eixos X_1 , X_2 ,... X_n . Qualquer estado pode ser representado por um ponto no espaço de estados [14].

3.5 REPRESENTAÇÃO DE SISTEMAS NO ESPAÇO DE ESTADOS

Em um sistema dinâmico que consiste de um número finito de elementos concentrados pode ser escrito por equações diferenciais ordinárias onde o tempo é a variável independente. Para o sistema de espaço de estados, usa-se notação matricial, onde uma equação diferencial de ordem n pode ser representada por uma equação matricial diferencial de primeira ordem [14].

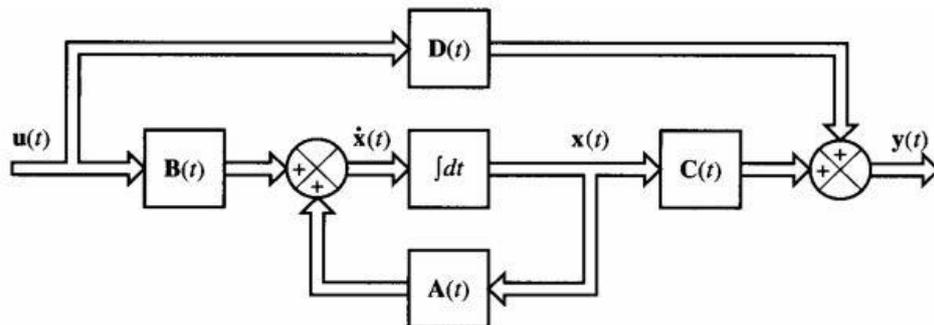
Representa-se um sistema linear da seguinte forma [15]:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (29)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (30)$$

Onde A é a matriz de estado, B é a matriz de entrada, C a matriz de saída e D a matriz de transição direta. A figura a seguir representa o diagrama de blocos deste sistema de equações lineares.

Figura 37 - Diagrama de blocos.



Fonte: <http://www.dt.fee.unicamp.br/~vargas/principiosCap13.pdf>

Como já dito anteriormente, para fazer uma análise precisa do sistema dinâmico do ZSI, é necessário analisar o modelo de pequenos sinais do mesmo. Em [16], é mostrada a equação de espaços de estados para um modelo CA de pequenos sinais. Esta equação está representada a seguir:

$$K \dot{x}(t) = (D \cdot A_1 + D' \cdot A_2) \hat{x}(t) + (D \cdot B_1 + D' \cdot B_2) \hat{u}(t) + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U] \hat{d}(t) \quad (31)$$

$$y(t) = C\hat{x}(t) + D\hat{u}(t) + [(C_1 - C_2)X + (D_1 - D_2)U] \hat{d}(t) \quad (32)$$

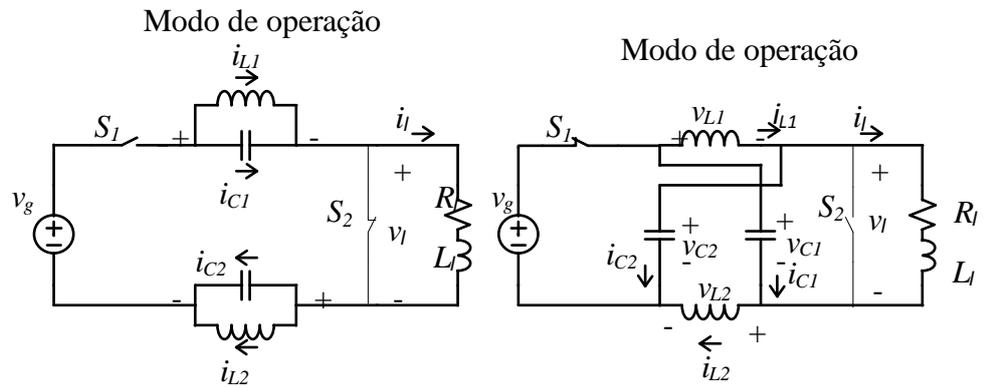
Onde as matrizes com o subscrito 1, indicam os estados da primeira etapa do sistema dinâmico. Consequentemente as matrizes com o subscrito 2, indicam a segunda etapa.

3.6 MODELAGEM DO ZSI

Para fazer a modelagem do ZSI, será feito uma modelagem de pequenos sinais, com o inversor em modo de condução contínua. A operação padrão do ZSI pode ser ilustrada simplificando o lado CA do circuito por uma carga, ou fonte CC [13]. Para análise de pequenos sinais, algumas considerações devem ser feitas: o ZSI deverá estar operando no modo de condução contínuo; os elementos passivos na malha de impedância Z não possuem perdas; a tensão de entrada V_g é uma fonte de tensão independente. A queda de tensão na chave S_1 é uma tensão fixa chamada de V_D [13].

Foi visto anteriormente as etapas de operação do inversor, e notou-se que em algumas etapas ocorre consumo de energia na carga, e em outras não. Assim, é possível simplificar a operação do inversor a apenas duas etapas para que se faça a modelagem, utilizando a etapa em que há consumo de energia pela carga, e a etapa em que não ocorre consumo de energia pela carga. Estas duas etapas de operação envolvendo duas topologias diferentes podem ser identificadas na operação MCC do ZSI. Na primeira etapa a energia transferida da fonte para a carga é nula, porque o lado da carga e o lado da fonte não estão conectados devido ao estado de *shoot-through* e devido a S_1 estar aberto. A razão cíclica de S_2 é definida como a razão cíclica de *shoot-through* [13]. Na segunda etapa, ocorre efetivamente a transferência de energia entre a carga e a fonte, conforme ilustra a figura 38.

Figura 38 - Etapas de operação para modelagem do ZSI.



Fonte: Produção do Autor.

A corrente da carga $i_l(t)$ é considerada contínua devido à indutância da carga. Definindo as variáveis de estado (tensão dos capacitores, corrente dos indutores e da carga) como um vetor de estado, tem-se [13]:

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \\ i_l(t) \end{bmatrix} \quad (33)$$

As equações diferenciais da primeira etapa podem ser escritas na forma de espaço de estados, conforme a equação (29) [13]. Lembrando que a impedância da carga é dada por $Z_L = R_L + sL_L$.

$$\begin{bmatrix} L1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & LL \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \\ i_l(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -Rl \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \\ i_l(t) \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$\text{Onde a matriz } K = \begin{bmatrix} L1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Ll \end{bmatrix}, \quad A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -Rl \end{bmatrix} \quad \text{e}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

De forma semelhante, as equações para a segunda etapa podem ser escritas na forma de equação de estados como segue [13]:

$$\begin{bmatrix} L1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Ll \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \\ i_l(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & -Rl \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \\ i_l(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} \cdot (Vg(t) - Vd) \quad (35)$$

$$\text{Onde } A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & -Rl \end{bmatrix} \quad \text{e } B_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}.$$

A razão cíclica da chave S_1 é definida como D' . A relação de pequenos sinais entre as variáveis de estado é obtida através da aplicação de uma pequena perturbação $\widehat{v}_g(t)$ na tensão de entrada e uma perturbação $\widehat{d}(t)$ na razão cíclica de *shoot-through* da chave S_2 , resultando em $v_g(t) = V_g + \widehat{V}_g$ e $d(t) = D + \widehat{d}(t)$. A queda de tensão na chave S_1 é modelada como uma tensão constante V_D , logo $\widehat{V}_D = 0$. Aplicando (34) e (35) em (31), e aplicando a transformada de Laplace individualmente nas equações diferenciais, obtêm-se cinco equações [13]:

$$sL_1\hat{i}_{L1}(s) = D \cdot \hat{V}_{C1}(s) - D' \cdot \hat{V}_{C2}(s) + D' \cdot \hat{V}_g(s) + (V_{C1} + V_{C2} - V_g + V_d) \cdot \hat{d}(s) \quad (36)$$

$$sL_2\hat{i}_{L2}(s) = D \cdot \hat{V}_{C2}(s) - D' \cdot \hat{V}_{C1}(s) + D' \cdot \hat{V}_g(s) + (V_{C1} + V_{C2} - V_g + V_d) \cdot \hat{d}(s) \quad (37)$$

$$sC_1\hat{V}_{C1}(s) = -D \cdot \hat{i}_{L1}(s) + D' \cdot \hat{i}_{L2}(s) + (-I_{L1} - I_{L2} + I_l) \cdot \hat{d}(s) - D' \cdot \hat{i}_l(s) \quad (38)$$

$$sC_2\hat{V}_{C2}(s) = -D \cdot \hat{i}_{L2}(s) + D' \cdot \hat{i}_{L1}(s) + (-I_{L1} - I_{L2} + I_l) \cdot \hat{d}(s) - D' \cdot \hat{i}_l(s) \quad (39)$$

$$sL_l\hat{i}_l(s) = D' \cdot \hat{V}_{C1}(s) + D \cdot \hat{V}_{C2}(s) - D' \cdot \hat{V}_g(s) + (V_g - V_d - V_{C1} - V_{C2}) \cdot \hat{d}(s) - R_l \cdot \hat{i}_l(s) \quad (40)$$

Como já dito, considerou-se a malha de impedância simétrica. Logo, $L_1=L_2=L$ e $C_1=C_2=C$. E no modo de condução contínua, a razão cíclica obedece à regra $D+D' = 1$ [13]. Subtraindo a equação (37) de (36), obtêm-se:

$$\hat{i}_{L1}(s) - \hat{i}_{L2}(s) = \frac{1}{sL} \cdot (\hat{V}_{C1}(s) - \hat{V}_{C2}(s)) \quad (41)$$

Analogamente, fazendo a subtração entre (38) e (39):

$$sC \cdot (\hat{V}_{C1}(s) - \hat{V}_{C2}(s)) = -\frac{1}{sL} \cdot (\hat{V}_{C1}(s) - \hat{V}_{C2}(s)) \quad (42)$$

Rearranjando a equação (42), chega-se em:

$$(1 + s^2LC) \cdot (\hat{V}_{C1}(s) - \hat{V}_{C2}(s)) = 0 \quad (43)$$

A equação (43) indica que em qualquer frequência não oscilatória, como por exemplo $\omega \neq \sqrt{\frac{1}{LC}}$, se tem $\hat{V}_{C1}(s) = \hat{V}_{C2}(s) = \hat{V}_C(s)$ e $\hat{i}_{L1}(s) = \hat{i}_{L2}(s) = \hat{i}_L(s)$ [13].

Finalmente, podem-se reduzir as equações (36) a (40) para as três seguintes equações:

$$sL\hat{i}_L(s) = (D - D') \cdot \hat{V}_C(s) + D' \cdot \hat{V}_g(s) + (2 \cdot V_C - V_g + V_d) \cdot \hat{d}(s) \quad (44)$$

$$sC\hat{V}_C(s) = (D' - D) \cdot \hat{i}_L(s) + (-2 \cdot I_L + I_l) \cdot \hat{d}(s) - D' \cdot \hat{i}_l(s) \quad (45)$$

$$sL_l\hat{i}_l(s) = 2 \cdot D' \cdot \hat{V}_C(s) - D' \cdot \hat{V}_g(s) + (-2 \cdot V_C + V_g - V_d) \cdot \hat{d}(s) - R_l\hat{i}_l(s) \quad (46)$$

Com o objetivo de encontrar a função de transferência da corrente de carga em função da razão cíclica, serão necessários alguns arranjos algébricos para encontrar esta função. Fazendo que $\hat{V}_g(s) = 0$, $V_d = 0$, e $D' = 1 - D$ as equações (44)-(46) podem ser reescritas como segue:

$$sL\hat{i}_L(s) = (2D - 1) \cdot \hat{V}_C(s) + (2 \cdot V_C - V_g) \cdot \hat{d}(s) \quad (47)$$

$$sC\hat{V}_C(s) = (1 - 2D) \cdot \hat{i}_L(s) + (-2 \cdot I_L + I_l) \cdot \hat{d}(s) - (1 - D) \cdot \hat{i}_l(s) \quad (48)$$

$$sL_l\hat{i}_l(s) = 2 \cdot (1 - D) \cdot \hat{V}_C(s) + (-2 \cdot V_C + V_g) \cdot \hat{d}(s) - R_l\hat{i}_l(s) \quad (49)$$

Para encontrar a função de transferência $\frac{\hat{i}_l(s)}{\hat{d}(s)}$, deve-se primeiramente isolar $\hat{i}_L(s)$ em função de $\hat{V}_C(s)$ em (47), conforme segue:

$$\hat{i}_L(s) = \frac{(2D - 1) \cdot \hat{V}_C(s) + (2V_C - V_g) \cdot \hat{d}(s)}{sL} \quad (50)$$

Aplicando a equação (50) em (48) e isolando $\hat{V}_C(s)$:

$$\hat{V}_C(s) = \frac{(1 - 2D) \cdot (2V_C - V_g) \cdot \hat{d}(s) + sL \left[(-2 \cdot I_L + I_l) \cdot \hat{d}(s) - (1 - D) \cdot \hat{i}_l(s) \right]}{\left[s^2LC + (2D - 1)^2 \right]} \quad (51)$$

Por fim, aplicando (51) em (49) chega-se em:

$$\frac{\hat{i}_l(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{s^2LC(-2V_C + V_g) + s2L(1 - D)(-2I_L + I_l) + 2(1 - D)(1 - 2D)(2V_C - V_g) + (2D - 1)^2(-2V_C + V_g)}{s^3LCL_l + s^2LCR_l + s \left[2L(1 - D)^2 + L_l(2D - 1)^2 \right] + R_l(2D - 1)^2} \quad (52)$$

Além dessa equação, as equações de regime permanente podem ser encontradas como segue [13]:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & D & D-1 & 0 \\ 0 & 0 & D-1 & D & 0 \\ -D & 1-D & 0 & 0 & D-1 \\ 1-D & -D & 0 & 0 & D-1 \\ 0 & 0 & 1-D & 1-D & -R_l \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ I_l \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1-D \\ 1-D \\ 0 \\ 0 \\ D-1 \end{bmatrix} \cdot (V_g - V_d) \quad (53)$$

Para o regime permanente, a consideração de que a malha de impedância é simétrica também é feita, logo $L_1=L_2=L$ e $C_1=C_2=C$. Assim, de (53) as equações de regime permanente para a tensão no capacitor, e para as correntes no indutor de entrada e da carga são respectivamente [13]:

$$V_c = \frac{(1-D)}{(1-2D)} \cdot (V_g - V_d)$$

$$I_L = \frac{(1-D)}{(1-2D)} \cdot I_l$$

$$I_l = \frac{V_c}{R_l}$$

4 VALIDAÇÃO DO MODELO

De posse das equações de regime permanente e da planta do conversor, é necessário fazer a validação das mesmas. Para isso, usou-se o simulador PSIM®, onde o mesmo possui um recurso chamado *AC SWEEP*, o qual faz uma varredura na frequência e retorna em diagrama de bode da planta desejada. O mesmo recurso ainda possibilita extrair a função de transferência de um circuito através de uma perturbação [10]. Assim, é possível comparar os resultados e verificar se são válidos ou não. Além disso, foi utilizado o recurso simples de simulação no tempo, para os valores em regime permanente.

Paralelamente ao PSIM®, utilizou-se o software matemático MATLAB® para calcular a função de transferência e os valores teóricos em regime permanente. Para a validação, foram utilizados os seguintes parâmetros para o ZSI, onde os mesmos garantem condução contínua ao inversor.

Tabela 2 – Parâmetros do ZSI.

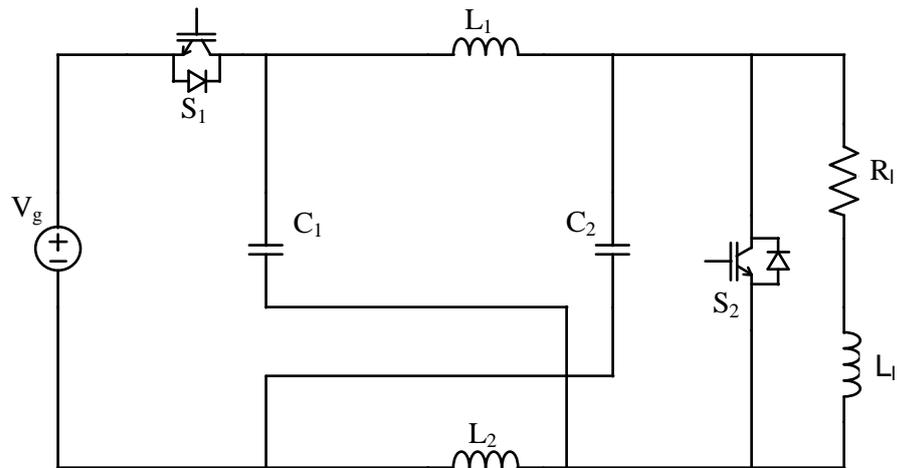
Parâmetro	Descrição	Valor
V_g	Tensão do Barramento de Entrada	150 V
F_s	Frequência de chaveamento	10 kHz
C	Capacitância da Malha Z	940 μ F
L	Indutância da Malha Z	1 mH
L_l	Indutância da Carga	16 mH
R_l	Resistência da Carga	31 Ω
m	Índice de Modulação	0,631
D	Razão cíclica de <i>shoot-through</i>	0,369
$P_{saída}$	Potência de Saída	1521 W

Fonte: Produção do Autor.

Estes parâmetros foram escolhidos baseado no projeto elaborado em [7], pois os mesmos geram uma tensão de fase eficaz de 127 V a 60 Hz. Ou seja, a saída do ZSI com esses parâmetros já está em condições de ser conectada a uma rede elétrica.

Para maior facilidade, a simulação foi feita por um ZSI monofásico como visto na Figura 39.

Figura 39 - ZSI monofásico simulado.



Fonte: Reprodução do Autor.

4.1 VALIDAÇÃO EM REGIME PERMANENTE

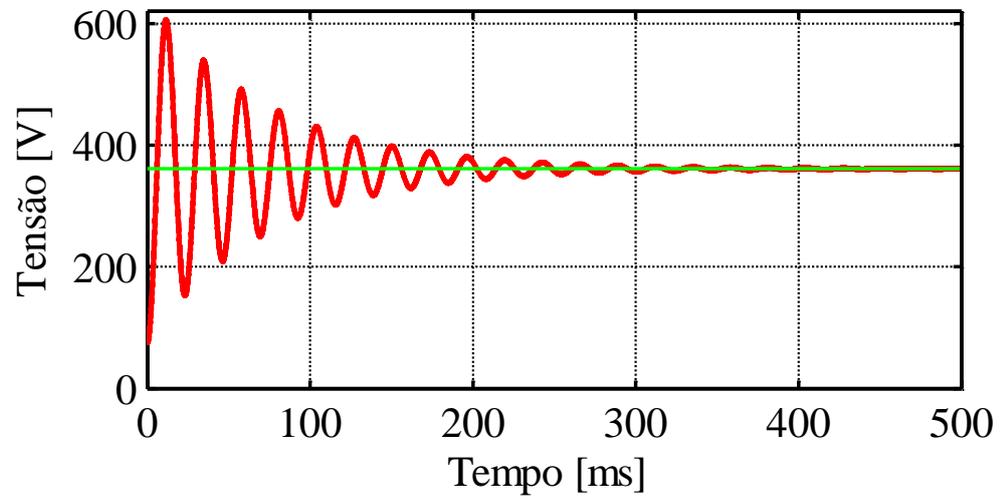
Através da simulação do inversor no tempo, é possível conferir se as equações encontradas para o regime permanente realmente estão corretas. A seguir, está apresentada a Tabela 3 onde estão sendo comparados os valores teóricos e simulados da Tensão no capacitor (Figura 40), corrente no indutor de entrada (Figura 41) e corrente na Carga (Figura 42). Em seguida as imagens das simulações com seus respectivos valores, também serão apresentados, onde as curvas em vermelho significam o comportamento do parâmetro em regime permanente, e a reta em verde representa o valor final em regime permanente.

Tabela 3 – Comparação entre os valores teóricos e simulados.

Parâmetro	Descrição	Valor Teórico	Valor Simulado
V_c	Tensão no Capacitor	361,26 V	361,20 V
I_L	Corrente no Indutor de Entrada	28,06 V	28,07 V
I_l	Corrente na Carga	11,65 V	11,65 V

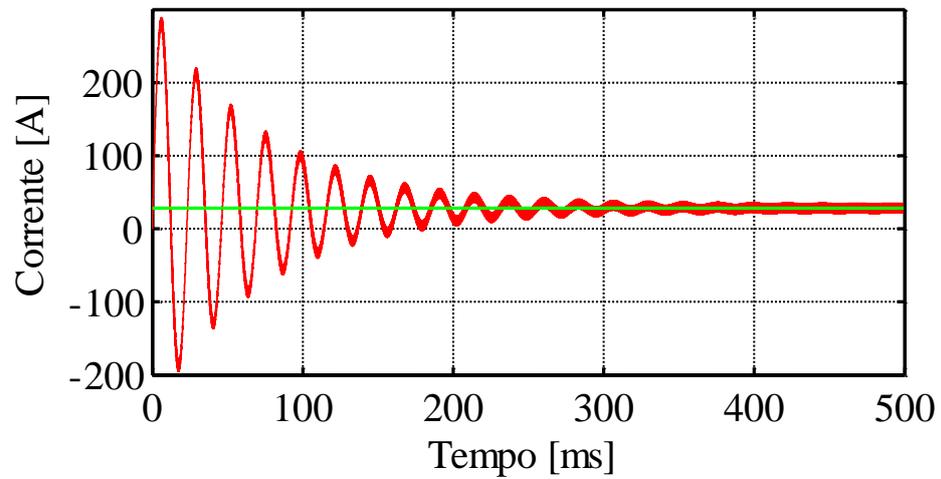
Fonte: Produção do Autor.

Figura 40 - Tensão no capacitor em regime permanente.



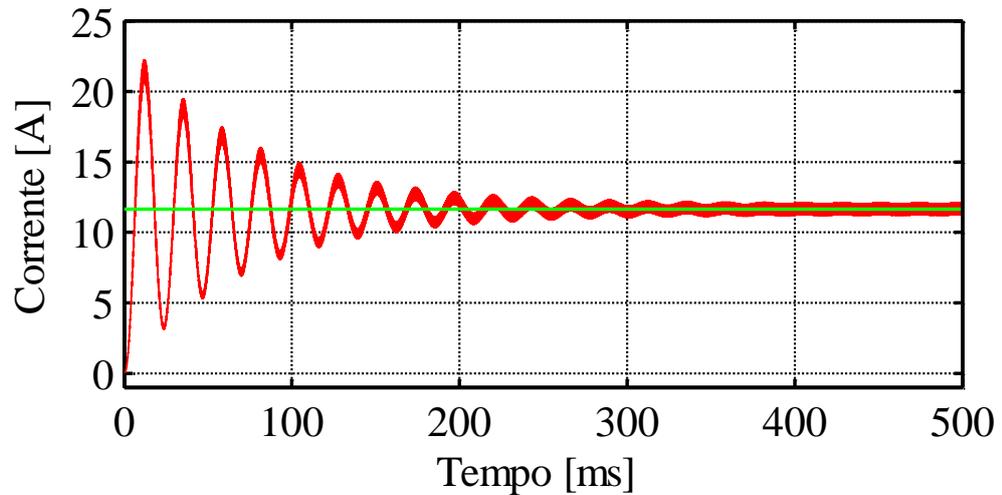
Fonte: Produção do Autor.

Figura 41 - Corrente no indutor de entrada em regime permanente.



Fonte: Produção do Autor.

Figura 42 - Corrente na carga em regime permanente.



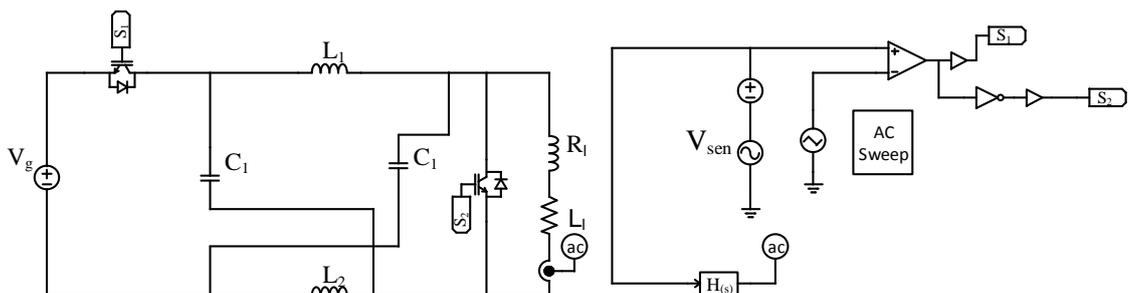
Fonte: Produção do Autor.

Conforme representa a Tabela 3, e as Figuras (40)-(42) os resultados obtidos na simulação apresentam diferenças mínimas comparadas aos valores teóricos. Essa análise valida o equacionamento do ZSI em regime permanente.

4.2 VALIDAÇÃO DA PLANTA DO INVERSOR

Como já comentado anteriormente, através do recurso *AC SWEEP* do PSIM® é possível fazer uma varredura no domínio da frequência da planta desejada. Ao usar esse recurso, é necessário inserir uma fonte senoidal no circuito (V_{sen}), onde esta será a perturbação. O valor utilizado para essa perturbação é de 1% da razão cíclica. A seguir está representado o circuito usado para fazer a simulação da planta no domínio da frequência.

Figura 43 - Circuito utilizado para validação da planta.

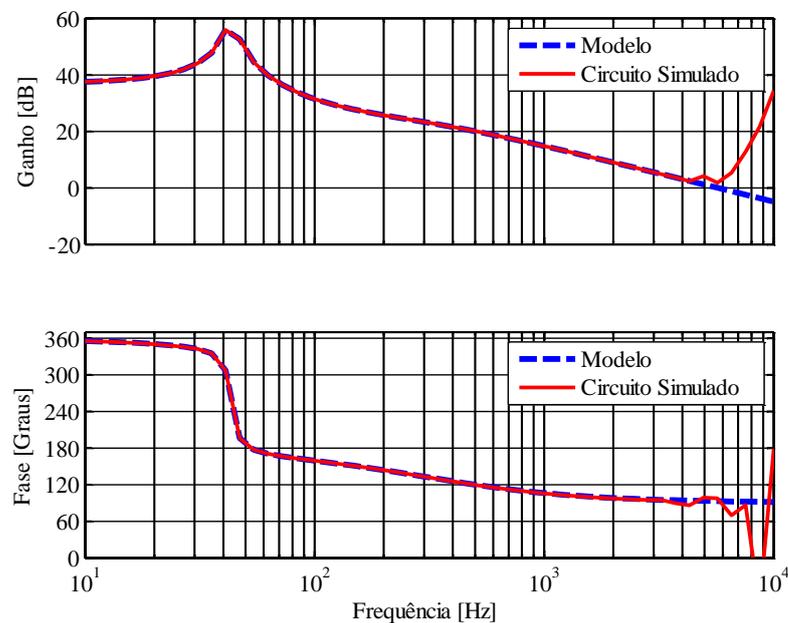


Fonte: Produção do Autor.

O resultado dessa simulação serão dois diagramas de bode. Um gerado pelo circuito de potência e outro pelo bloco de função de transferência, ambos sofrendo a mesma perturbação. Para os parâmetros já indicados, a função de transferência (52) será:

$$\frac{\hat{i}_i(s)}{\hat{d}(s)} = G_{id} = \frac{-0,0005382s^2 - 0,05613s + 150}{1,504 \cdot 10^{-8}s^3 + 2,914 \cdot 10^{-5}s^2 + 0,001895s + 2,128}$$

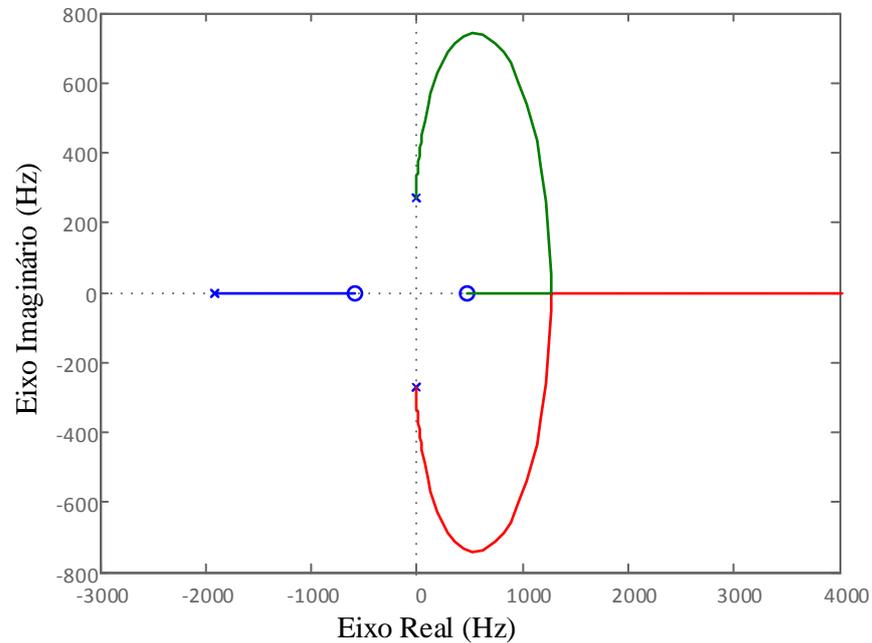
Figura 44 - Resposta em Frequência da planta G_{id} .



Fonte: Produção do Autor.

A Figura 44 mostra ambos os gráficos sobrepostos, o que indica que a planta modelada é válida. Em frequências próximas a de comutação a resposta do circuito de potência começa a se tornar diferente do modelo matemático, porém esse comportamento já era esperado devido ao teorema de Shannon, além disso, não representa um problema uma vez que a frequência de cruzamento utilizada na prática para controles é de 25% da frequência de comutação [10]. Conforme pode ser observado na Figura 45, esta planta apresenta um zero no semi-plano direito. Para o módulo o comportamento é o mesmo que um zero do semi-plano esquerdo, porém na fase, este zero terá comportamento de pólo, fazendo a fase decrescer 90° ao invés de crescer 90° . Isto complica o controle e a estabilidade, pois como é visível na Figura 45, com o aumento do ganho, os polos seguem para o semiplano direito, levando a instabilidade.

Figura 45 - Lugar das raízes da planta do conversor.

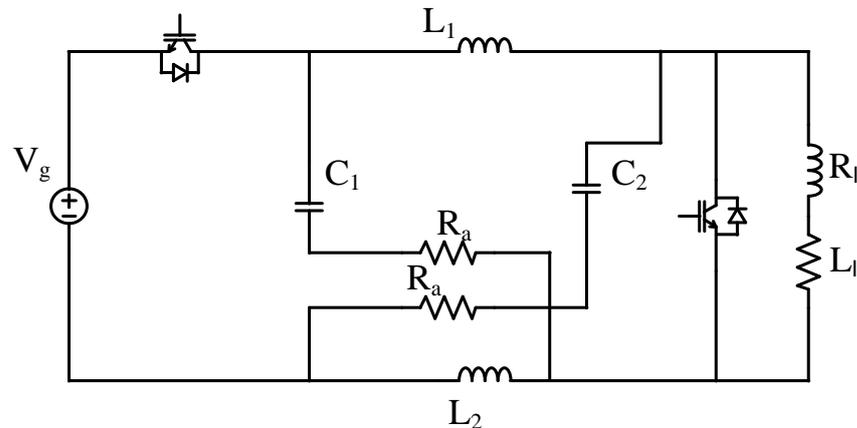


Fonte: Produção do Autor.

4.3 AMORTECIMENTO PASSIVO

Observando a Figura 44 e o lugar das raízes (Figura 45), observa-se que o modelo apresenta um par de pólos complexos conjugados muito próximo de 0 Hz, mais aproximadamente em 43 Hz, e este gera uma ressonância vista através do diagrama de bode, que poderá fazer com que o sistema se torne instável ou opere em uma região próxima a instabilidade. Este pico de ressonância e a queda brusca na fase, causada pelo zero no semi-plano direito, acarretam em dificuldades para o projeto do controlador. Como solução, foi proposto o amortecimento passivo usando resistores em série (R_a) com os capacitores da malha Z.

Figura 46 - Circuito com amortecimento passivo.



Fonte: Produção do Autor..

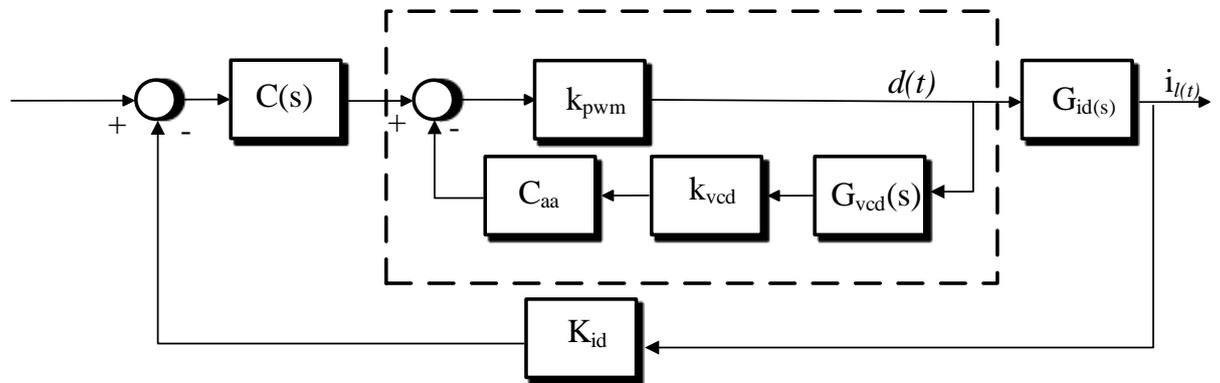
Ao simular o circuito da Figura 46, notou-se que não é possível realizar esse tipo de amortecimento sem que haja perdas significativas na potência do inversor. Ao utilizar um resistor de amortecimento com o valor de $320\text{m}\Omega$, o pico de ressonância foi reduzido, porém a fase continuou em 270° e as perdas no resistor totalizaram 15% da potência de saída. Conclui-se que essa técnica de amortecimento não é viável.

4.4 AMORTECIMENTO ATIVO

Como já comentado anteriormente, a ressonância pode fazer com que o sistema se torne instável, ou que opere em uma região próxima da instabilidade. Observou-se que não é possível utilizar do amortecimento passivo devido às perdas que seriam de 15% da potência de saída. Uma nova solução proposta é utilizar a técnica de amortecimento ativo.

O amortecimento ativo é dado através de um compensador de avanço. Nesse compensador de avanço é aplicada a leitura de tensão de um dos capacitores da malha Z. O sinal resultante é então subtraído do sinal de saída do compensador, conforme pode ser observado na Figura 47 [17] [18]. Será necessário modelar a planta da tensão do capacitor da malha Z em função do *duty-cycle*, para então projetar o compensador do amortecimento ativo.

Figura 47 - Diagrama de blocos do compensador da planta, e do compensador do amortecimento ativo.



Fonte: Produção do Autor.

Em [13], o autor fez a modelagem e validação da planta da tensão do capacitor da malha z em função do *duty-cycle*, apresentada a seguir:

$$G_{vcd}(s) = \frac{\hat{V}_c(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{(-2I_L + I_l)L_T L s^2 + [(-2I_L + I_l)R_l L + (1-D)(2V_c - V_g)L + (1-2D)(2V_c - V_g)L_l]s + (1-2D)(2V_c - V_g)R_l}{L_l L C s^3 + R_l L C s^2 + [2L(1-D)^2 + L_l(2D-1)^2]s + R_l(2D-1)^2}$$

A estrutura de um compensador em avanço para ser utilizada na malha de amortecimento, é composta por um ganho, um zero e um pólo [17][18]. A equação apresentada a seguir representa a função de transferência do compensador em avanço.

$$C_{aa}(s) = k_{aa} \cdot \frac{T_d s + 1}{\beta \cdot T_d s + 1}$$

Onde k_{aa} é o ganho do compensador, e β é uma constante calculada através do máximo avanço de fase especificado para o compensador. Para que haja um avanço de fase, o valor de β deverá ser maior que zero e menor que um, logo a frequência do pólo deve ser maior que a frequência do zero [18]. A equação que define β é dada por:

$$\beta = \frac{1 - \sin(\varphi_{\max})}{1 + \sin(\varphi_{\max})}$$

Já o parâmetro T_d é calculado a partir da frequência em que ocorre o máximo ângulo de avanço e β :

$$T_d = \frac{1}{2\pi f_{\max} \sqrt{\beta}}$$

Em [18], é apresentada uma avaliação da influência de cada um dos parâmetros do compensador em avanço. Através dessa avaliação, decidiu-se utilizar um compensador em avanço com dois estágios idênticos, cada um com ângulo de avanço de 45° , ganho do compensador igual a 0,008 e a frequência na qual ocorre o máximo avanço igual à frequência de ressonância da planta.

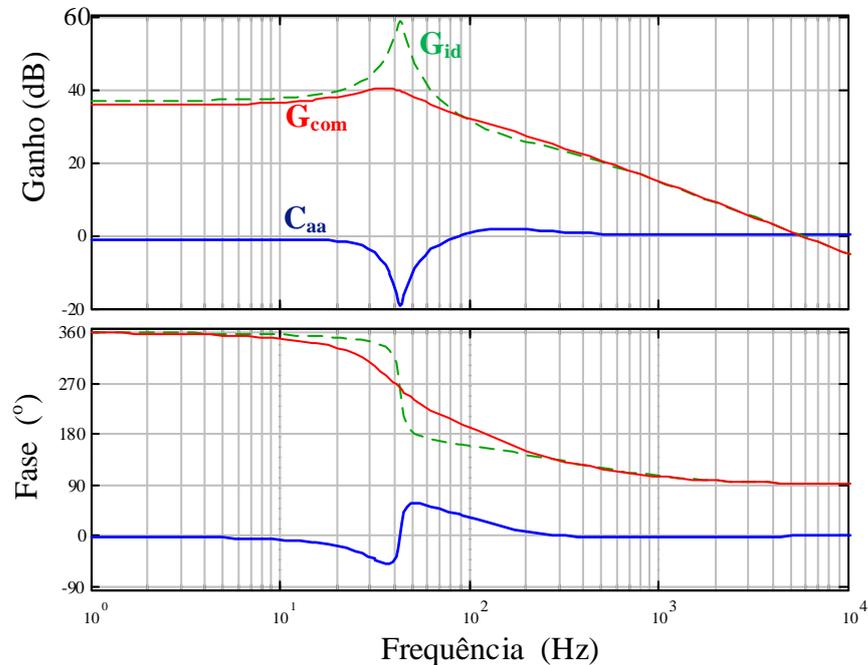
Utilizando os valores citados acima, a função de transferência do compensador em avanço resulta em:

$$C_{aa}(s) = 0.064 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{7.985 \cdot 10^{-5} s^2 + 0.01787s + 1}{2.35 \cdot 10^{-6} s^2 + 0.003066s + 1}$$

A figura 48 ilustra o diagrama de Bode com a resposta em frequência da malha fechada de amortecimento e do controlador de amortecimento.

Nota-se que o efeito da realimentação com o controlador em avanço produz um efeito *notch* na mesma frequência em que ocorre a ressonância da planta original.

Figura 48 - Resposta em frequência da função de transferência em malha aberta para a malha de corrente amortecida e não amortecida, e da função de transferência em malha fechada para a malha de amortecimento.



Fonte: Produção do Autor.

Através do diagrama de bode observado na Figura 48, é possível observar que a planta agora se torna melhor para controlar, uma vez que a ressonância foi atenuada e principalmente pela sua fase que agora cruza por 180° em aproximadamente 100 Hz. Antes do amortecimento, este cruzamento ocorria próximo a 50 Hz, tornando difícil o controle especialmente em 60 Hz o qual é a intenção do trabalho.

4.5 DISCRETIZAÇÃO DA PLANTA

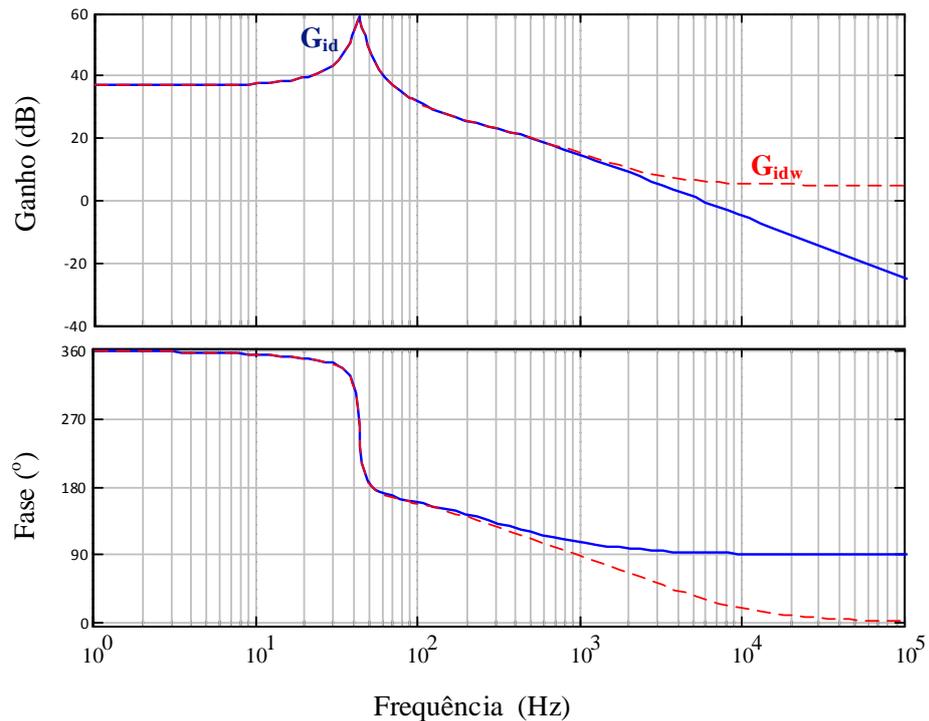
Como o intuito deste trabalho é de fazer o controle digital do ZSI, é necessário que a planta seja discretizada. Porém quando ocorre a discretização da planta contínua para a planta discreta, o tempo de amostragem é levado em consideração, causando alterações na planta. Assim será feita a discretização e depois se retornará ao plano contínuo, agora chamado de plano w .

Nesse plano w , o tempo de amostragem da planta discreta foi levado em consideração, e a planta contínua se apresenta diferente da original. Assim, o controle deverá ser feito com base no plano w , para que quando o mesmo for novamente discretizado, já leve em

consideração o tempo de amostragem. A seguir estão ilustradas as diferenças entre a planta contínua no plano s e a planta contínua no plano w , e a função de transferência em w .

$$\frac{\hat{i}_i(s)}{\hat{d}(s)} = G_{idw} = \frac{1,784s^3 - 3,55s^2 - 4,198 \cdot 10^6 s + 9,944 \cdot 10^9}{s^3 + 1932s^2 + 1,258 \cdot 10^5 s + 1,411 \cdot 10^8}$$

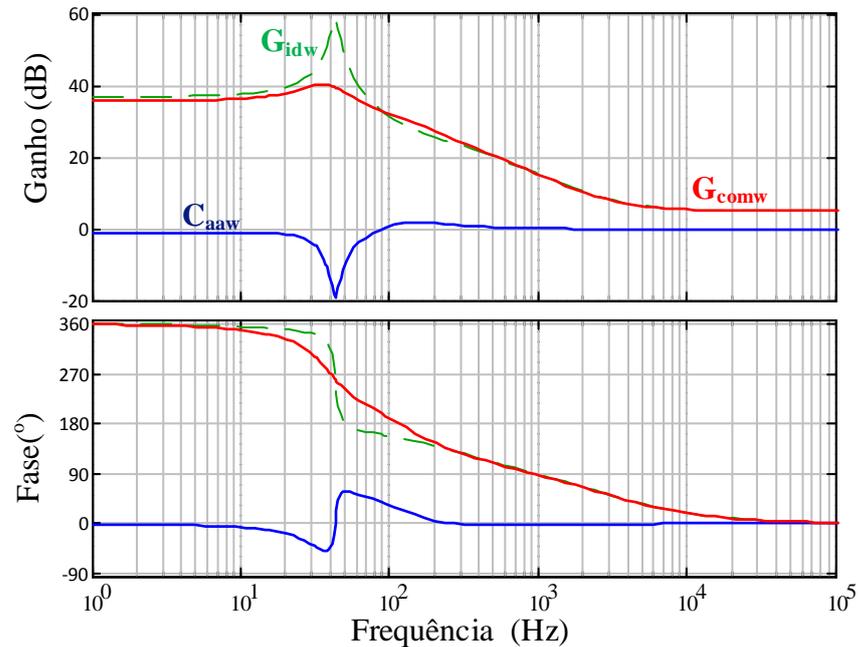
Figura 49 - Comparação entre as plantas no plano s e no plano w .



Fonte: Produção do Autor.

Nota-se que em altas frequência a planta para de atenuar e seu ganho se torna constante. Já a fase decresce mais 90° se comparado a planta no plano s .

Como a mudança na planta ocorreu apenas para altas frequências, não será necessário projetar novamente o compensador avanço para fazer o amortecimento ativo. A Figura 50 ilustra a planta no plano w amortecida com o mesmo compensador avanço, porém este também no plano w .

Figura 50 - Planta amortecida no plano w .

Fonte: Produção do Autor.

4.6 PROJETO DOS CONTROLADORES

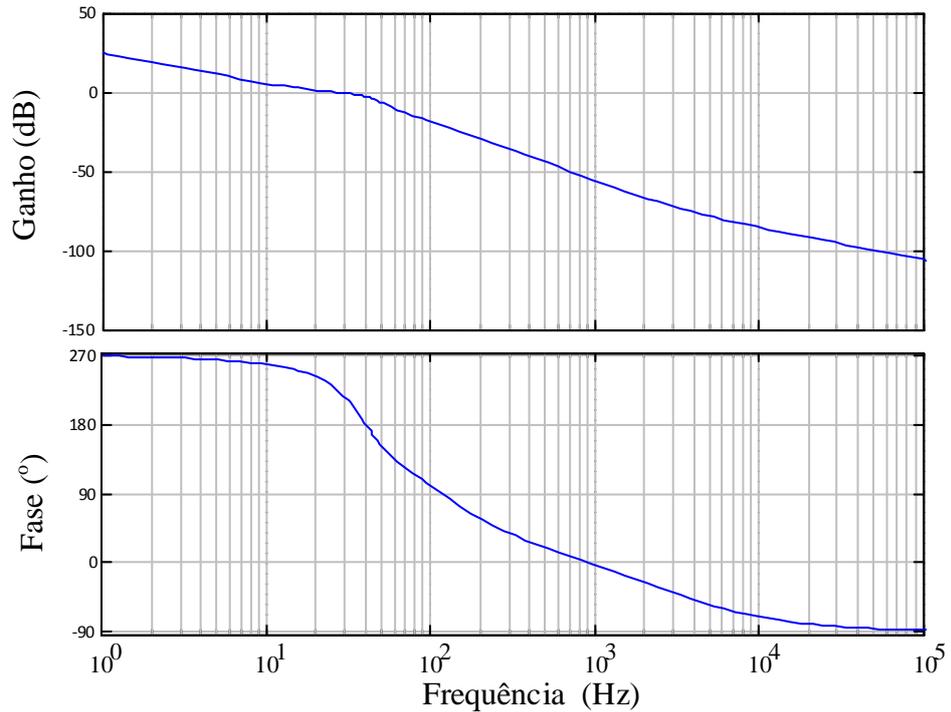
A seguir serão apresentadas as tentativas de utilização das estratégias de controle, como o proporcional integral (PI) e o controlador proporcional + ressonante.

4.7 CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL

A primeira estratégia de controle utilizada foi a proporcional integral (PI). O ganho deste controlador será de 1,7956, e o mesmo possui um pólo na origem para fazer a ação integrativa. A figura 51 representa a planta amortecida com o controle proporcional integral e logo abaixo está representada a equação do controlador.

$$C(s) = 1,7956 \cdot \frac{1}{s}$$

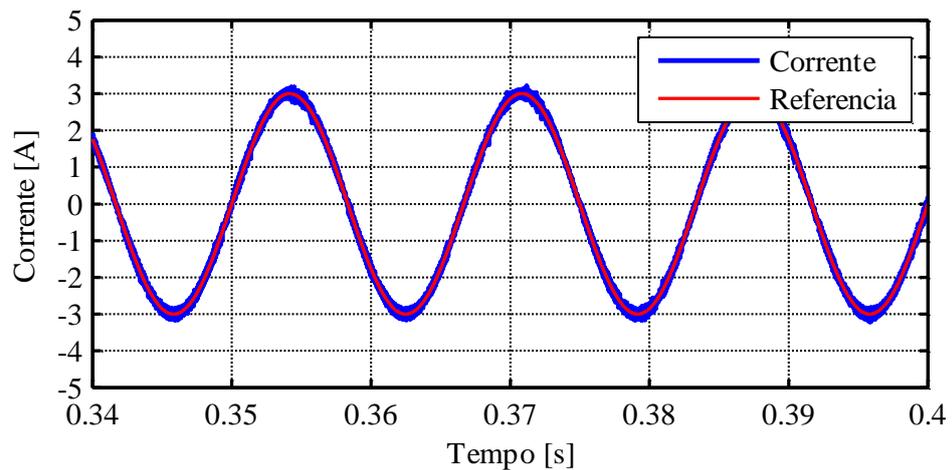
Figura 51 - Planta amortecida com o controlador proporcional integral.



Fonte: Produção do Autor.

Fazendo a simulação desse controlador proporcional integral aplicado a planta de corrente no software PSIM, encontra-se a seguinte resposta:

Figura 52 - Simulação do controlador proporcional integral aplicado à planta.



Fonte: Produção do Autor.

Nota-se que o controle projetado consegue acompanhar a referência. Assim o mesmo é válido para controlar a planta de corrente do ZSI.

4.8 CONTROLADOR RESSONANTE

Como o foco nesse trabalho é a aplicação do ZSI em sistemas de geração fotovoltaico, deve-se considerar o projeto de um controlador que atenua ruídos e erros na frequência da rede, ou seja, em 60 Hz. Assim, é interessante o projeto de um controlador ressonante.

O controlador ressonante é baseado no princípio do modelo interno, o qual afirma que se um sistema é estável, então o mesmo segue um sinal de referência com rastreamento assintótico, quando a representação matemática do sinal a ser seguido tem sua estrutura replicada na malha direta do sistema [19].

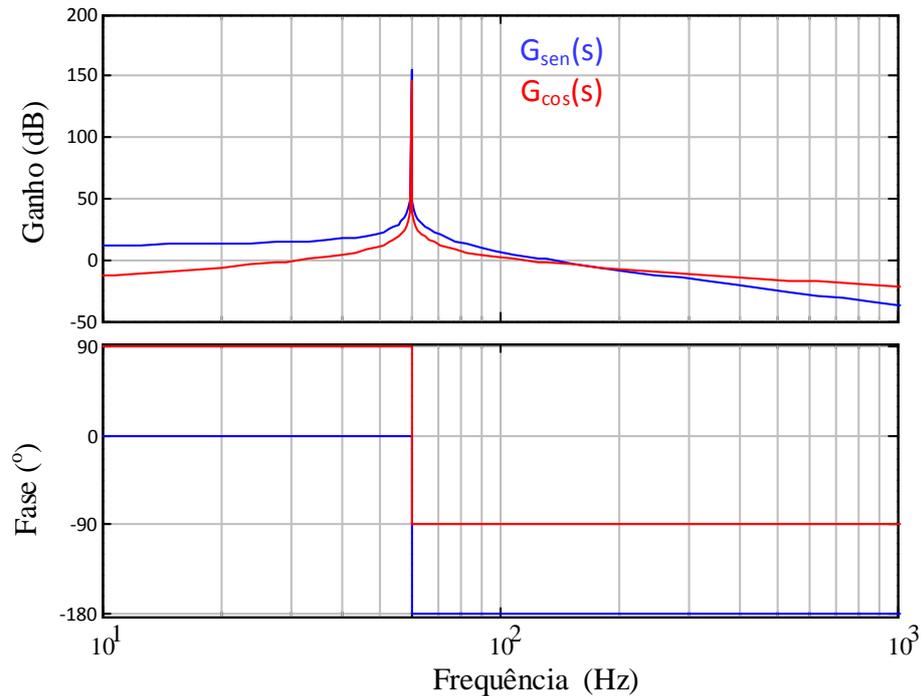
Este tipo de controlador tem como característica, um modelo de sinal senoidal em sua estrutura. O modelo desse sinal pode ser tanto uma senoide como uma co-senoide, conforme estão representadas as equações a seguir [20]:

$$G_{\sin}(s) = \frac{K_R \cdot \omega}{s^2 + \omega^2}$$

$$G_{\cos}(s) = \frac{K_R \cdot s}{s^2 + \omega^2}$$

Essas funções apresentam algumas diferenças ao comparar os seus diagramas de Bode. Para a parcela ressonante senoidal, a mesma possui o formato de filtro passa-baixa associada a uma ressonância na frequência ω escolhida, cujo pico tende ao infinito [20]. Já a parcela ressonante co-senoidal possui o formato de um filtro passa – faixa cujo pico tende ao infinito da frequência de ressonância desejada [20]. Em relação à fase das parcelas, o termo $G_{\sin}(s)$ possui um atraso de 180° para as altas frequências, enquanto o termo $G_{\cos}(s)$ possui um atraso de 90° . Esse atraso maior de $G_{\sin}(s)$ resulta numa redução da margem de fase do sistema e na degradação da resposta transitória do sistema de malha fechada [20]. Optou-se então pelo uso do controlador $G_{\cos}(s)$.

Figura 53 - Diagrama de Bode comparando os termos ressonantes.



Fonte: Produção do autor.

4.9 CONTROLADOR P+RESSONANTE

Na Figura 53, observa-se que as magnitudes dos termos ressonantes são altas em torno da frequência de ressonância ω , porém pequena fora de sua banda de passagem. Assim, os controladores ressonantes são associados a outras estruturas para apresentar melhores respostas transitórias. Uma das estruturas utilizadas é o controlador Proporcional Ressonante $G_{PR}(s)$, apresentado a seguir: [20].

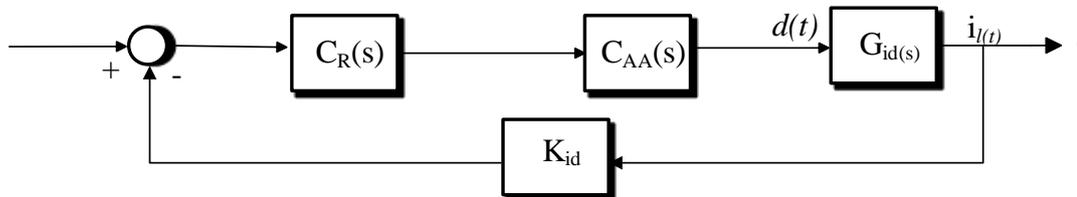
$$G_{PR}(s) = K_p + G_{\cos}(s) = K_p + \frac{K_R \cdot s}{s^2 + \omega^2}$$

Em [20] é apresentado o efeito de cada um dos ganhos K_p e K_R . Através da avaliação desses parâmetros, optou-se por utilizar um K_R com valor de 1500, enquanto o valor de K_p foi deixado como sendo 1.

Através da ferramenta SISOTOOL do software MATLAB®, escolheu-se o valor do ganho do compensador como sendo igual a 0,02235, que dessa forma ajusta a função para como se deseja trabalhar com a mesma. Incluiu-se também um polo em 23,810 kHz, para garantir que o controlador continue sempre atenuando após o cruzamento por zero. O

controlador ressonante ficará em série com a planta de corrente, conforme indica o diagrama de blocos.

Figura 54 - Diagrama de blocos da planta com amortecimento ativo, e com a inclusão do controlador ressonante.



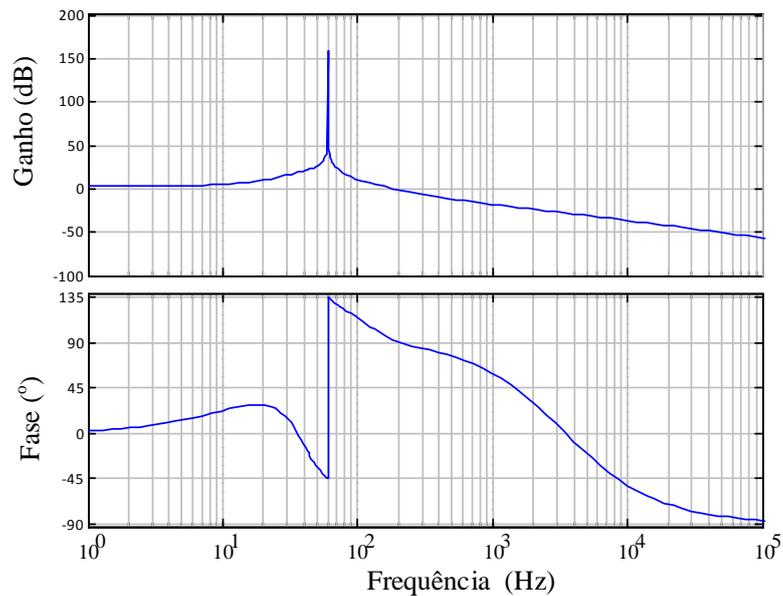
Fonte: Produção do Autor.

Aplicando os valores atribuídos a K_P e a K_R , a função de transferência do controlador ressonante se resume a:

$$C_R(s) = 0,02235 * \frac{s^2 + 1500s + 1,421 \cdot 10^5}{4,2 \cdot 10^5 s^3 + s^2 + 5,969s + 1,421 \cdot 10^5}$$

A Figura 55 ilustra o diagrama de bode com a resposta em frequência da planta amortecida, porém agora com o controlador ressonante.

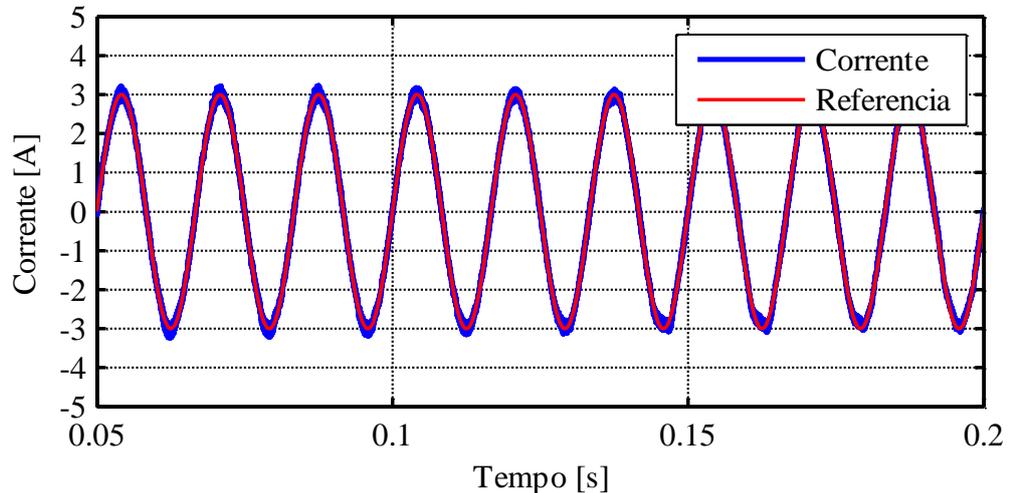
Figura 55 - Planta com o controlador ressonante.



Fonte: Produção do Autor.

E na Figura 56, está representada a simulação do controlador ressonante aplicado à planta. Nota-se que o mesmo acompanha a referência, porém ocorrem algumas distorções, mas será visto adiante que isso não irá interferir no controle digital.

Figura 56 - Simulação do controlador ressonante aplicado à planta.



Fonte: Produção do Autor.

4.10 DISCRETIZAÇÃO DO CONTROLADOR

Como visto na seção anterior, tanto o controlador PI quanto o ressonante, se mostraram eficientes para fazer o controle do ZSI. Porém como já foi comentado, o foco deste trabalho é a aplicação em sistemas de geração fotovoltaicos. Então se escolheu o controlador ressonante para ser utilizado, uma vez que o mesmo garante a atenuação de ruídos na frequência desejada, a qual neste caso é de 60 Hz.

Através do MATLAB®, utilizando o recurso ‘‘c2d’’, é possível fazer a discretização da função de transferência do controlador ressonante. A equação agora em z é dada por:

$$C(z) = 0,02235 \cdot \frac{0,5842z^3 - 0,502z^2 - 0,5835z + 0,5027}{z^3 - 1,912z^2 + 0,8262z + 0,08696}$$

Para a aplicação do controlador de forma digital, foi considerado o atraso de implementação da lei de controle. Para que seja feita essa consideração, faz-se a multiplicação do controlador $C(z)$ por $\frac{1}{z}$. O controlador se resumirá então a:

$$C_a(z) = 0,02235 \cdot \frac{0,5842z^3 - 0,502z^2 - 0,5835z + 0,5027}{z^4 - 1,912z^3 + 0,8262z^2 + 0,08696z}$$

5 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

5.1 SIMULAÇÃO EM MALHA ABERTA

Através do software PSIM, fez-se a simulação do ZSI em malha aberta, com o intuito de comprovar o estudo teórico. Na simulação em malha aberta, os parâmetros utilizados foram os da tabela 4, e a técnica de modulação utilizada foi a PWM *boost* simples, uma vez que esta é a técnica com a implementação mais simples.

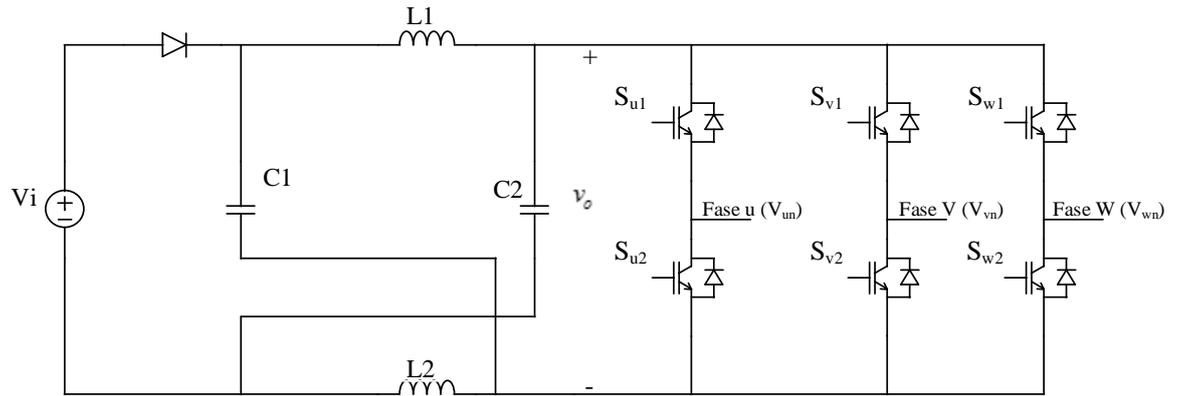
Tabela 4 – Parâmetros da simulação em malha aberta.

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

Fonte: Produção do autor.

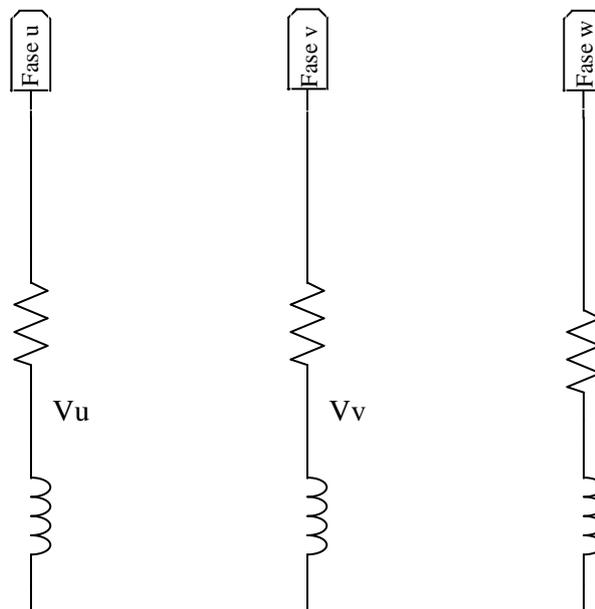
O objetivo será alimentar uma carga trifásica, conectada em estrela não aterrado, com tensão eficaz de fase igual a 127,00 V a frequência igual a 60 Hz. Assim, o valor do índice de modulação teve de ser igual a 0,631 e conseqüentemente a razão cíclica de curto circuito será igual a 0,369. O circuito utilizado para fazer a simulação em malha aberta está ilustrado na Figura 57 enquanto o circuito das cargas está ilustrado na Figura 58.

Figura 57 – Circuito utilizado na simulação em malha aberta



Fonte: Produção do autor.

Figura 58 – Cargas conectadas em estrela não aterrado.



Fonte: Produção do autor.

É possível então chegar aos seguintes resultados teóricos:

Fator *boost* da malha Z:

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

Tensão na saída da malha Z:

$$v_o = B \cdot V_i = 3,816 \cdot 150 = 572,4 \text{ V}$$

Tensão no capacitor da malha Z:

$$V_c = \frac{m}{2m-1} \cdot V_i = \frac{0,631}{2 \cdot 0,631 - 1} = 361,26V$$

Tensão de pico na Fase u:

$$\hat{v}_{u-pico} = m \cdot B \cdot \frac{V_i}{2} = 0,639 \cdot 3,816 \cdot \frac{150}{2} = 180,63 \text{ V}$$

Tensão eficaz na fase u:

$$v_{uef} = \frac{v_{u-pico}}{\sqrt{2}} = \frac{180,63}{\sqrt{2}} = 127,73 \text{ V}$$

Corrente de pico na fase u:

$$i_{u-pico} = \frac{v_{u-pico}}{|Z|} = \frac{180,63}{31,58} = 5,88 \text{ A}$$

Corrente eficaz na fase u:

$$i_{uef} = \frac{i_{u-pico}}{\sqrt{2}} = 4,05 \text{ A}$$

Corrente média no indutor da malha Z:

$$i_{Lmed} = \frac{P_{out}}{V_i} = \frac{1521,15}{150} = 10,14 \text{ A}$$

Através da Tabela 5, é possível fazer a comparação entre os valores calculados e os valores obtidos na simulação. Através da simulação foi possível observar que a tensão de saída da fase u, possui cinco níveis devido a sua componente de modo comum [7]. A Figura 59 ilustra a tensão de fase V_u e sobreposto a esta, a mesma tensão, porém representada agora sob uma média periódica.

As correntes das fases estão apresentadas na Figura 61. As mesmas estão defasadas de 120° uma da outra, a uma frequência de 60 Hz. Já a corrente do indutor da malha Z, oscila com uma frequência de 20 kHz e possui uma ondulação de 6,63 A. Caso o usuário deseje que essa ondulação seja reduzida, é necessário que seja aumentado o valor da indutância da malha Z. Nota-se que o uso desse valor de indutância com tais parâmetros, faz com que o inversor opere praticamente em condução crítica como pode ser observado na Figura 60.

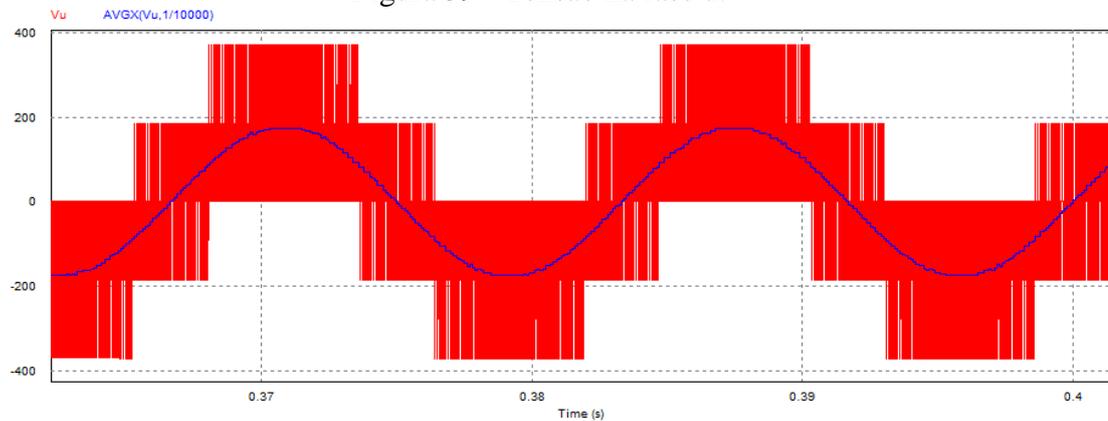
A tensão na saída da malha Z, pode ser visualizada na Figura 62. A mesma é alternada com uma ondulação variando de 361,38 V até 0 V.

Tabela 5 – Comparação entre os valores calculados e os simulados.

Parâmetro	Descrição	Valor calculado	Valor simulado
\hat{v}_{u-pico}	Tensão de pico na fase u	180,63 V	180,61 V
v_{uef}	Tensão eficaz na fase u	127,73 V	127,71 V
v_c	Tensão no capacitor da malha Z	361,26 V	361,40 V
\hat{i}_{u-pico}	Corrente de pico na fase u	5,88 A	5,86 A
i_{uef}	Corrente eficaz na fase u	4,15 A	4,14 A
i_{Lmed}	Corrente média no indutor da malha Z	10,14 A	10,12 A
v_o	Tensão na saída da malha Z	572,4 V	572,8 V

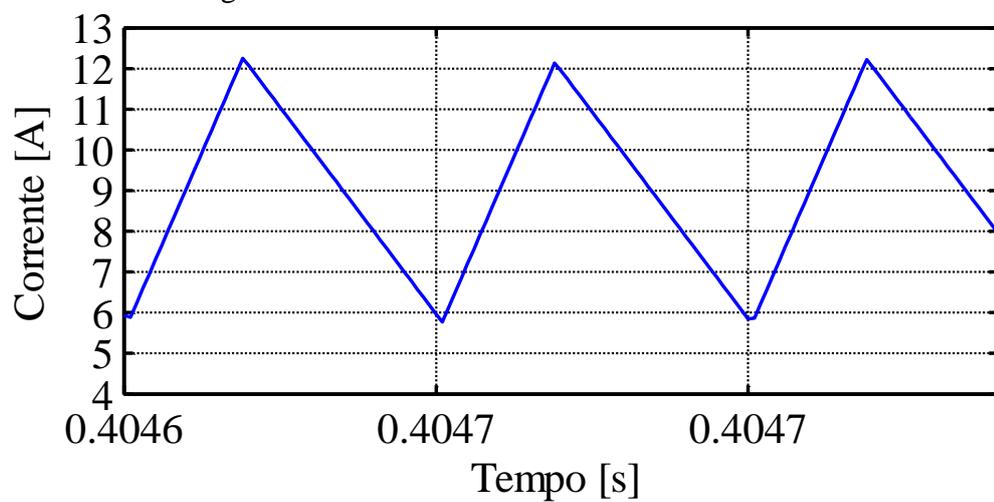
Fonte: Produção do Autor.

Figura 59 - Tensão na fase u.



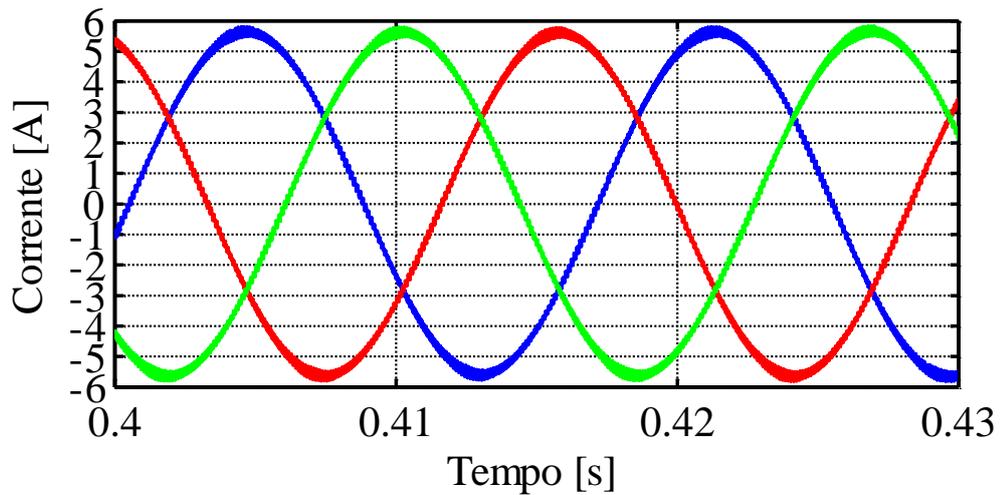
Fonte: Produção do Autor.

Figura 60 - Corrente no indutor da malha Z.



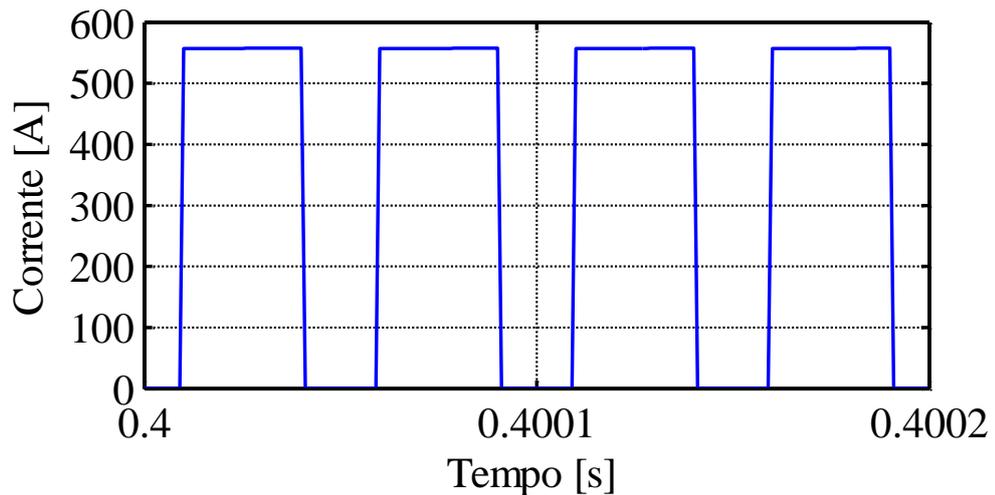
Fonte: Produção do Autor.

Figura 61 - Correntes nas fases u, v e w.



Fonte: Produção do Autor.

Figura 62 - Tensão na saída da malha Z.



Fonte: Produção do Autor.

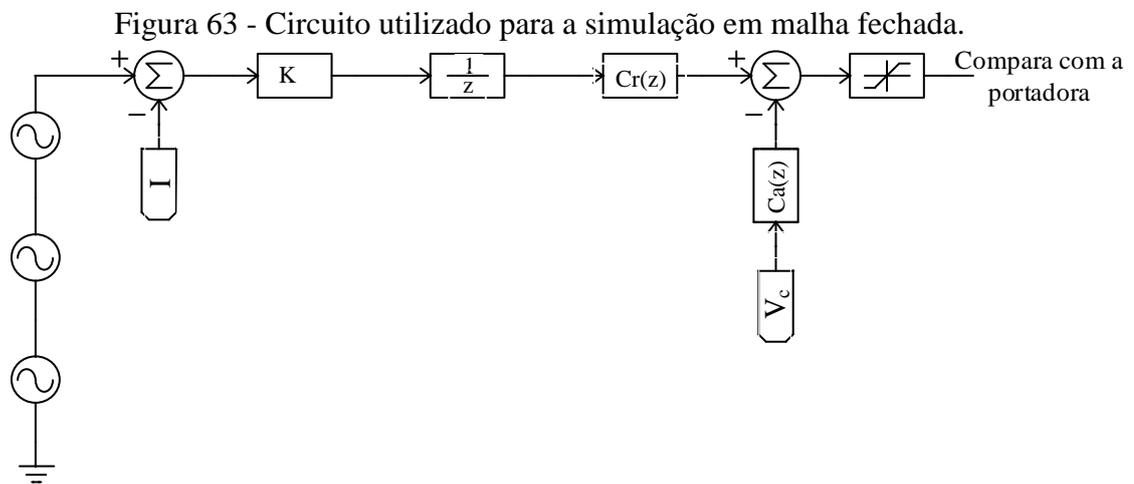
5.2 SIMULAÇÃO EM MALHA FECHADA

O intuito desta simulação é comprovar que o controlador projetado para que o ZSI opere em malha fechada, é válido. Os parâmetros usados para o conversor são os mesmos utilizados em malha aberta. Nesta simulação será apresentado apenas o gráfico das correntes de fase, uma vez que o foco principal do trabalho é o controle em malha fechada da corrente da carga do ZSI.

De forma análoga ao que foi feito para a validação dos projetos dos controladores analógicos, o controlador digital será validado através do PSIM. Porém diferentemente dos

controladores analógicos, agora será incluído uma perturbação no sistema, para que se possa testar a operacionalidade do controlador.

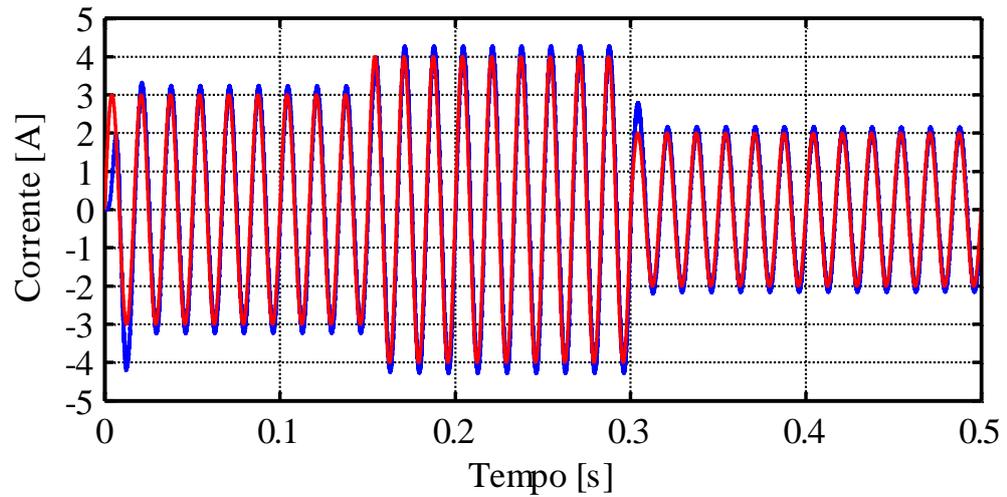
A simulação será iniciada com uma corrente alternada de referência, em azul, de 3 A de pico, onde o controlador, em vermelho, já deverá estar acompanhando a mesma. Em 0,15 s será aplicado um degrau na amplitude da senoide de referência, levando a mesma para 4 A de pico. Após esse tempo então, em 0,3 s uma nova alteração na referência será feita, levando a mesma para 2 A de pico. Para a simulação em malha fechada é incluído o circuito de controle, representado na Figura 63. Já os circuitos utilizados para a simulação do inversor e da carga são os mesmo apresentados nas Figuras 57 e 58 respectivamente.



Fonte: Produção do autor.

Neste circuito, as três fontes senoidais representam as três perturbações aplicadas no sistema para fazer a validação do controlador. O bloco k representa o ganho do controlador, enquanto o bloco $\frac{1}{z}$ representa o atraso. O bloco $Cr(z)$ ilustra o controlador ressonante projetado, e o bloco $Ca(z)$ ilustra o amortecimento ativo, onde a entrada do mesmo é a tensão lida no capacitor da malha z . Este mesmo circuito é replicado da mesma forma para cada uma das fases. Por fim tem-se o saturador e após ele o sinal é então comparado com a portadora.

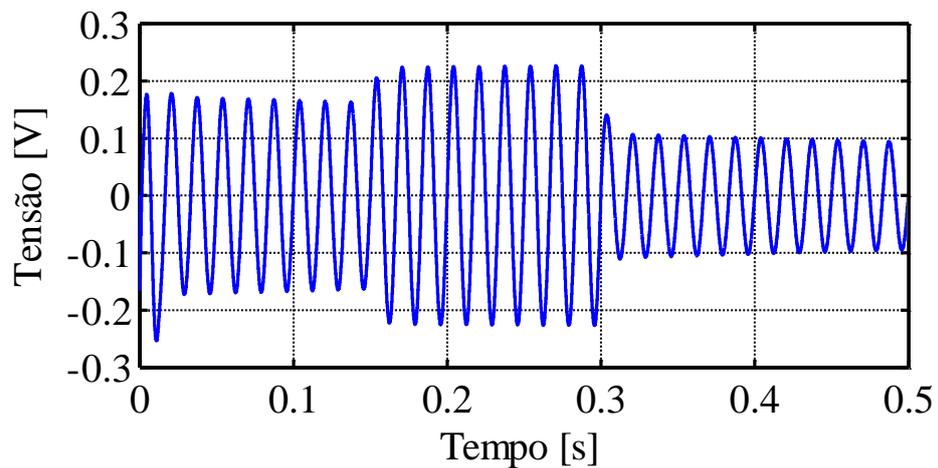
Figura 64 - Simulação do controlador ressonante digital aplicado ao conversor.



Fonte: Produção do Autor.

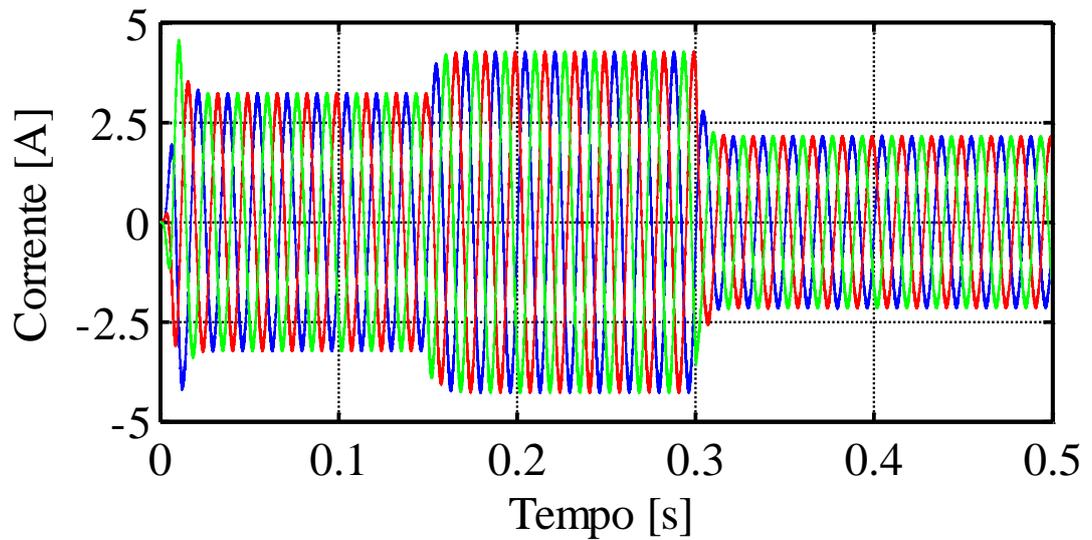
Através da Figura 64, é possível verificar que apesar das diferenças mínimas, o controlador ressonante projetado se mostra válido. O mesmo foi posto sob condições diferentes de referência, e não obteve problemas em seguir a mesma. A seguir será exibida também a forma de onda da ação de controle e as três correntes de fase sendo controladas.

Figura 65 - Ação de controle do controlador ressonante.



Fonte: Produção do Autor.

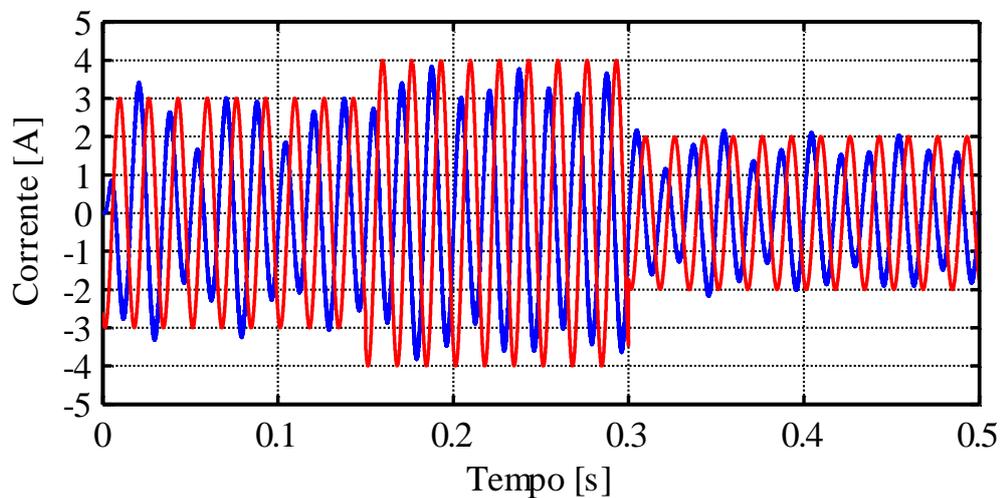
Figura 66 - Correntes das fases u, v e w controladas.



Fonte: Produção do Autor.

Com o intuito de verificar a efetividade do amortecimento, fez-se a simulação do mesmo controlador, porém dessa vez aplicado à planta sem amortecimento. O resultado da simulação é observado na Figura 67.

Figura 67 - Simulação do controlador ressonante digital aplicado ao conversor sem o amortecimento.



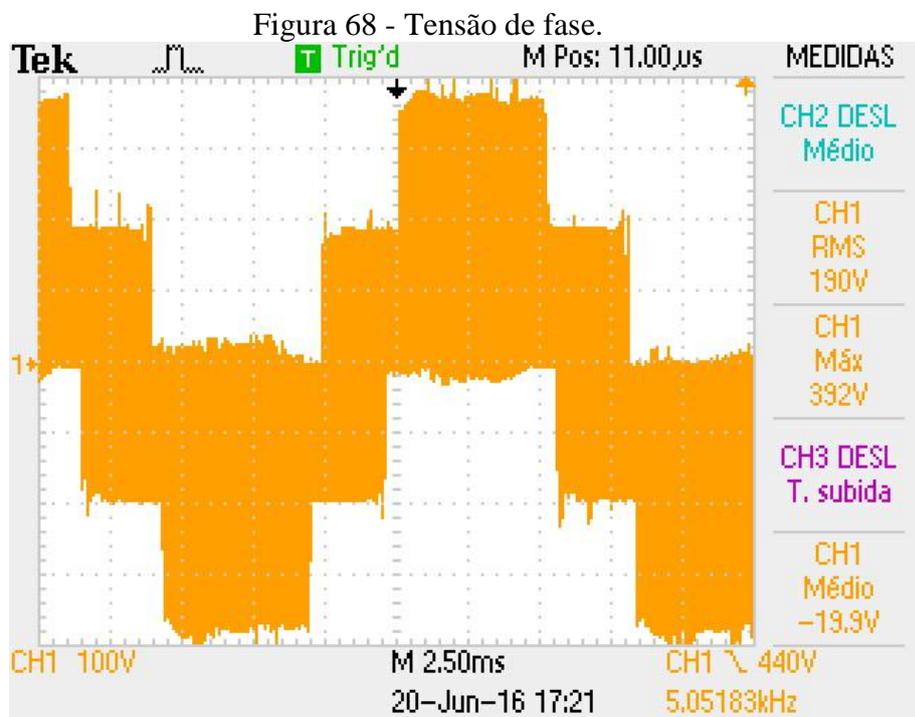
Como já era esperado, a corrente em azul não consegue seguir a referência em vermelho. Esta também se mostra instável e oscilatória, tornando assim possível verificar a efetividade da técnica de amortecimento utilizado.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

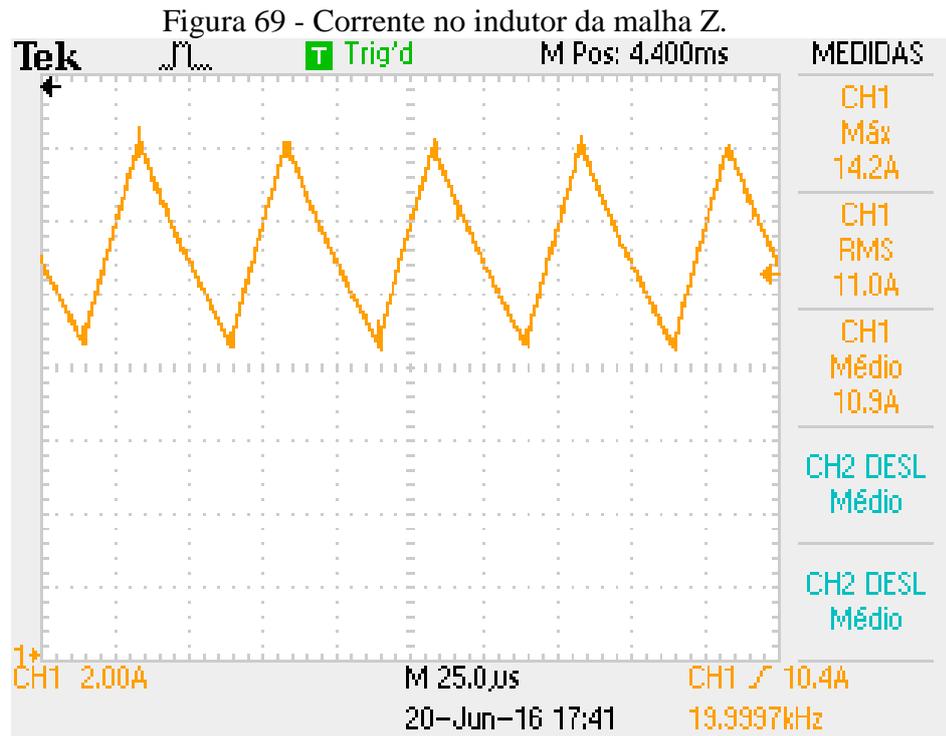
Com o objetivo de comprovar o estudo teórico sobre o ZSI, foram executadas medições em um protótipo já construído em laboratório. Os parâmetros utilizados são os mesmos utilizados tanto para a simulação em malha aberta, quanto para o projeto do controlador.

As Figuras a seguir, ilustram o comportamento experimental do ZSI. Devido a não idealidade dos componentes, e também ao osciloscópio utilizado não ser o mais recomendado para algumas das medições, especialmente as em altas frequências, as curvas apresentam um pouco de erro, porém é notória a semelhança entre estas e as simuladas.

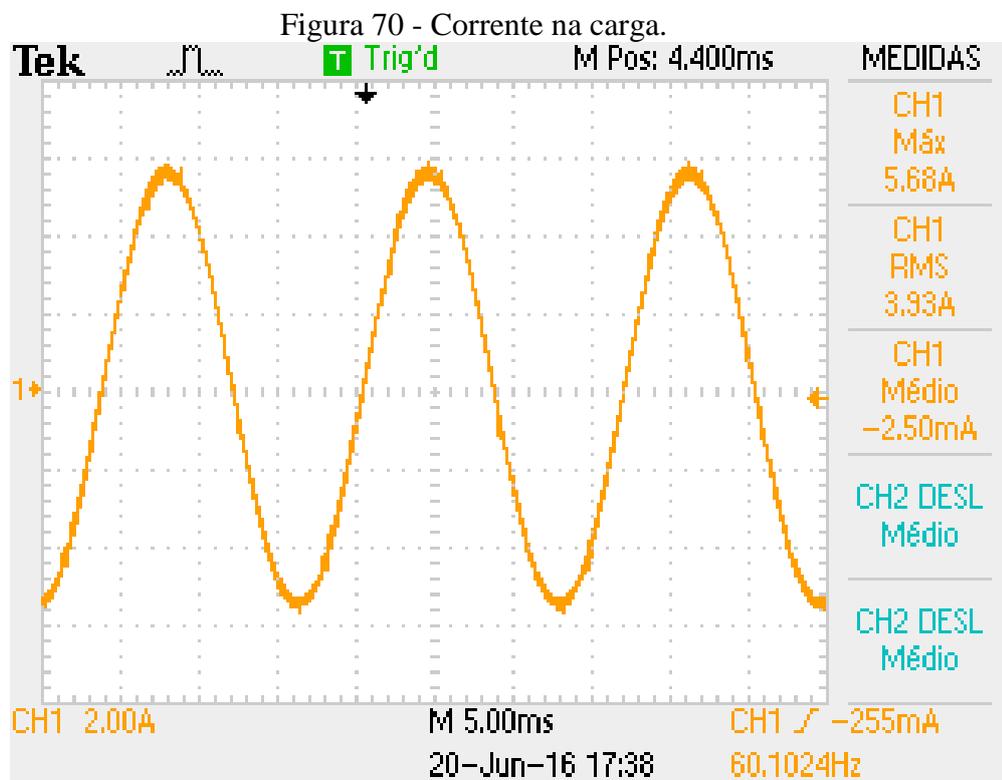
Parâmetro	Descrição	Valor Calculado	Valor Medido
v_{uef}	Tensão eficaz na fase u	127,73 V	128,32 V
i_{u-pico}	Corrente de pico na fase u	5,88 A	5,68 A
i_{uef}	Corrente eficaz na fase u	4,15 A	3,93 A
i_{Lmed}	Corrente média no indutor da malha Z	10,14 A	10,9 A
v_o	Tensão na saída da malha Z	572,4 V	572 V



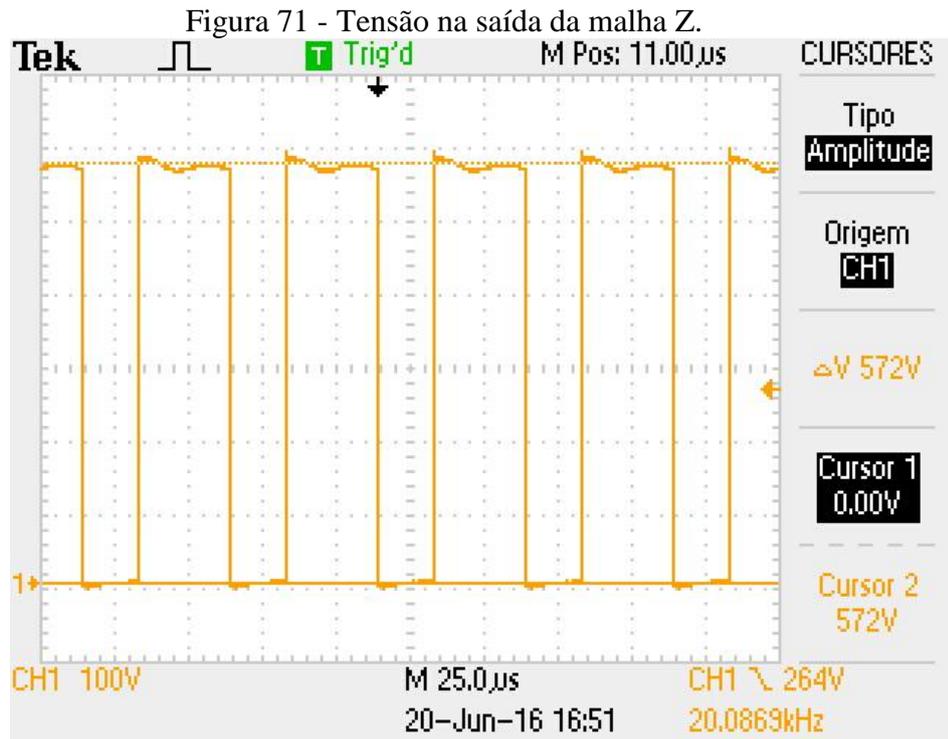
Fonte: Produção do próprio Autor.



Fonte: Produção do Autor.



Fonte: Produção do Autor.



Fonte: Produção do Autor.

Comparando tanto as formas de onda em malha aberta, como os valores teóricos e experimentais, nota-se que ambos estão muito próximos, confirmando assim a validação do estudo teórico sobre o ZSI.

Devido a complexidade encontrada no projeto do controlador, não foi possível validar o controlador experimentalmente.

7 CONCLUSÃO

No presente trabalho realizou-se uma pequena revisão sobre células fotovoltaicas, falando sobre sua implementação e sua estrutura interna. Foi visto sobre o uso de conversores na geração fotovoltaica, e os estágios de potência que o mesmo pode ter.

Discutiu-se com detalhes a topologia do *Z Source Inverter*, assim como as etapas de operação e a dedução do ganho estático para a malha Z. Viu-se sobre as três principais modulações possíveis de serem usadas no inversor, sendo estas: *boost* simples, máximo *boost* constante e máximo *boost*.

Foram apresentados os dois métodos possíveis de controle, tensão ou corrente, e então explicado com mais detalhes o espaço de estados. Com a explicação sobre espaço de estados, foi possível dar início então à modelagem do Inversor Fonte de Impedância. Foram apresentadas as equações para que a modelagem por espaço de estados fosse realizada, e então achou-se as funções de transferência que se desejava. Com a validação do modelo encontrado, deu-se início então ao projeto do controlador. Foram necessárias algumas técnicas para que a planta se tornasse controlável, e com a aplicação destas, concluiu-se que para o objetivo do trabalho, o melhor controlador que poderia ser projetado para este ZSI é um controlador ressonante.

Por fim, o ZSI foi operado em malha aberta e as formas de ondas experimentais se mostraram coerentes com as simuladas, assim como os valores adquiridos ficaram muito próximos dos valores calculados.

Algumas dificuldades foram encontradas durante a execução deste trabalho, como por exemplo, a ressonância vista no modelo e o zero no semiplano direito. Com os aprendizados na área de controle de conversores, esses problemas foram se atenuando ao aplicar técnicas no projeto. O desenvolvimento de um controlador ressonante também criou dificuldades até que chegou-se em um projeto adequado e válido.

Algumas sugestões para trabalhos futuros:

- Validar o controlador experimentalmente;
- Operar o inversor ligado a células fotovoltaicas;
- Operar o inversor controlado utilizando células fotovoltaicas;
- Projetar um inversor que possua uma ressonância mais distante de 60 Hz;
- Analisar o comportamento da planta do inversor, quando o mesmo está conectado a rede elétrica;

8 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] – Gilberto M. Januzzi, “Sistemas Fotovoltaicos Conectados á Rede Elétrica no Brasil: Panorama Da Atual Legislação,” São Paulo, 2009.

[2] - <http://www.neosolar.com.br/aprenda/saiba-mais/sistemas-de-energia-solar-fotovoltaica-e-seus-componentes>

[3] – F. Bradaschia, “Conversores Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos e Monofásicos-Trifásicos,” Pernambuco, 2012.

[4] – C. Araujo Do Nascimento, “Principio de Funcionamento Da Célula Fotovoltaica,” Minas Gerais, 2004.

[5] – F.Peng, “Z- Source Inverter,” *Industry Applications*, IEEE Transactions on, vol. 39, nº2, pp 504-510, 2003.

[6] - <http://economia.estadao.com.br/noticias/geral,alemanha-o-pais-em-que-a-energia-solar-vingou-ate-demais-imp-,1567777>

[7] – Vitor T. Odaguiri, “Inversor de Impedância com aplicações em células fotovoltaicas”, Santa Catarina, 2015

[8] – F.Peng Peng, M. Shen e Z. Qian, “Maximum boost control of the Z-source inverter,” em *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004.

[9] - M. Shen, J. Wang, A. Joseph, F. Z. Peng, L. Tolbert e D. Adams, “Constant boost control of the Z-source inverter to minimize current ripple and voltage estresse,” *Industry Applications, IEEE Transactions on power eletronics*, vol. 42, nº 3, pp. 770-778, May 2006.

[10] – BATSCHAUER,A.L, “Apostila da disciplina de Controle de Conversores Estaticos”, Santa Catarina,2012.

[11] - <http://www.digikey.com/en/articles/techzone/2014/oct/voltage-and-current-mode-control-for-pwm-signal-generation-in-dc-to-dc-switching-regulators>

[12] – Mammano. Robert, “Switching Power Supply Topology Voltage Mode vs Current Mode”

[13] – J.Liu, J.Hu e L.Xu, “Dynamic Modeling and Analysis of Z Source Converter – Derivation of AC Small Signal Model and Design-Oriented Analysis”, *IEEE Transactions on power electronics* , vol. 22, nº 5, pp. 1786-1796, *September* 2007

[14] - OGATA, K. Engenharia de controle moderno. Tradução André Fabio Kohn, José Carlos Teixeira de Barros 1.ed. Rio de Janeiro: Prentice-Hall, 1982.

[15] - <http://www.dt.fee.unicamp.br/~vargas/principiosCap13.pdf>

[16]-

http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/cassiano/materiais/CCE___Aulas_2_4___Modelo_CA.pdf

[17] – Hock Junior, Rubens Tadeu, “Regulador de tensão móvel controlado em tensão com rastreamento do ponto de mínima potência aparente”, Santa Catarina, 2015.

[18] – NISHIOKA, Julio Kendi, “Sistema de Controle Digital para Retificador Trifásico a Quatro Fios com Filtro LCL”, Joinville, 2011.

[19] – Salton, Aurélio Tergolina, “CONTROLADOR PARALELO REPETITIVO-RESSONANTE APLICADO A FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA (UPS)” 2012, Brasil.

[20] – Soares, Cláudio Eduardo – “Controladores Baseados no princípio do modelo interno com ação anti-windup”, Joinville, 2011.

[21] – David M. BROD – “Current Control of VSI-PWM Inverters”, *IEEE Transactions on industry application* , vol. 1^a-21, nº 4, May/June 1985.

[22] – LEE R. SEONG, HOOMAN DEHBONEI – “Application of Voltage- and Current-Controlled Voltage Source Inverters for Distributed Generation Systems” *IEEE transactions on energy conversion*. September 2006.