



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
DE COMPUTAÇÃO



Conversor Fonte de Impedância Monofásico Operando em Modo Isolado

Franklin Hebert Silva do Nascimento

Orientador: Prof. Dr. Valentin Obac Roda

Co-orientador: Prof. Dr. Ricardo Lúcio de Araújo Ribeiro

Dissertação de Mestrado a ser apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Automação e Sistemas) como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Número de ordem PPgEEC: M467
Natal, RN, 28 de outubro de 2017

Universidade Federal do Rio Grande do Norte - UFRN
Sistema de Bibliotecas - SISBI
Catalogação da publicação na fonte. UFRN - Biblioteca Central Zila Mamede

Nascimento, Franklin Hebert Silva do.

Conversor fonte de impedância monofásico operando em modo isolado /
Franklin Hebert Silva do Nascimento. - 2016

84 f.: il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação.

Orientador: Valentin Obac Roda. Co-orientador: Ricardo Lúcio de Araújo Ribeiro

1. Energia Elétrica - Conversor - Dissertação. 2. Conversor ZSI monofásico - Dissertação. 3. Shoot-through - Dissertação. 4. Técnica de modulação - Dissertação. 5. Boost simples - Dissertação. I. Roda, Valentin Obac. II. Ribeiro, Ricardo Lúcio de Araújo. III. Título.

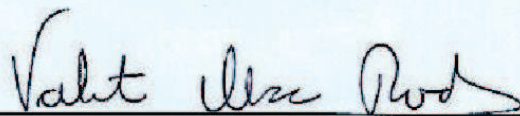
RN/UF/BCZM

CDU 621.313

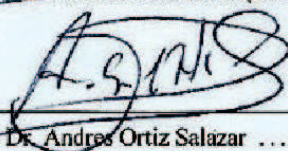
Conversor Fonte de Impedância Monofásico Operando em Modo Isolado

Franklin Hebert Silva do Nascimento

Dissertação de Mestrado aprovada em 30 de Junho de 2015 pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:



Prof. Dr. Valdir Obac Roda (Orientador) UFRN



Prof. Dr. Andres Ortiz Salazar UFRN



Prof. Dr. Thiago de Oliveira Alves Rocha IFRN

A Deus, o autor da vida. Aos meus pais Francisco Antônio e Maria de Fátima, minha motivação maior. Às minhas irmãs Janeleide e Joseane, por tornarem essa caminhada mais alegre.

Agradecimentos

Primeiramente a Deus por me conceder Sua preciosa benção em cada momento vivido. A vida, a saúde, a provisão necessária para trilhar cada passo durante essa jornada, a paz, a graça, a humildade e a perseverança. A Ele, minha eterna gratidão.

Aos meus pais Francisco Antônio e Maria de Fátima pelo amor dedicado em cada momento da minha existência, compreensão nos momentos de dúvidas e tristezas, pela paciência, afeto e ternura que me ajudaram a encontrar a motivação necessária para chegar ao fim dessa caminhada e às minhas irmãs Janecléide e Joseane, por me apoiarem incondicionalmente em todos os momentos vividos.

Ao meu orientador, professor Valentin Obac Roda e ao meu co-orientador, professor Ricardo Lúcio de Araújo Ribeiro, pela confiança.

A todos do LEPER, em especial menciono Rodrigo Lopes Barreto, Cecílio Martins de Sousa Neto e Denis Keuton Alves por todo apoio que me proporcionaram.

À UFRN pela estrutura disponibilizada.

À CAPES, pelo apoio financeiro durante execução do trabalho.

Resumo

Os avanços tecnológicos ocorridos nas últimas décadas representam uma procura da humanidade por melhores condições relacionadas à qualidade de vida. Todo o desenvolvimento obtido nas diversas áreas do conhecimento humano, quase sempre, está diretamente relacionado à utilização da energia elétrica, sendo, portanto, de fundamental importância, a pesquisa voltada para geração e formas de utilização da energia elétrica gerada. O trabalho desenvolvido é voltado a apresentar a utilização de um conversor do tipo fonte de impedância utilizado para alimentar cargas monofásicas a partir de um sistema de alimentação primário, operando em modo isolado. O conversor é formado por uma malha de impedância na entrada composta por um diodo ultra rápido, indutores e capacitores, além disso são usadas quatro chaves de potência para converter potência CC em potência CA. A tensão de entrada da malha Z é sintetizada a partir de um conjunto composto por uma fonte de tensão senoidal trifásica ajustável; uma ponte retificadora trifásica a diodos, e um grande capacitor eletrolítico de filtro. Será apresentada uma metodologia de projeto para dimensionamento do conversor, bem como apresentada a técnica de modulação *Boost* simples e suas variações, utilizadas no acionamento do conversor. Além disso será apresentada uma nova técnica de modulação proposta nesse trabalho. As técnicas de modulação para o acionamento do conversor serão avaliadas por meio de simulações e resultados experimentais.

Palavras-chave: Conversor ZSI monofásico, *Shoot-through*, Técnica de modulação, *Boost* simples.

Abstract

Technological advances occurred in the past decades show the quest of mankind for better quality life conditions. All the development achieved in different areas of human knowledge, in many cases, are directly related to the use of electricity. Research related to the generation of electricity and about the ways electricity can be used is a very important and actual area. This work has the purpose to introduce the use of an impedance source converter to feed single-phase loads from a primary feed system, operating in standalone mode. The converter has an impedance network at the input terminals composed by an ultra fast diode, inductors and capacitors. There are used four power switches to convert DC power to AC power. The input voltage in Z-network is synthesized using a set composed by an adjustable AC voltage source, a three-phase rectifier bridge and a larger electrolytic capacitor of filter. A guide line for the design of power converters and output filters, as well as simple boost modulation technique and its variations will be presented. Besides that, a new modulation technique will be proposed. Also simulation and experimental results about the modulation techniques used to drive the impedance source converter will be presented.

Keywords: Single-phase ZSI converter, Shoot-through, Modulation technique, Simple boost.

Sumário

Sumário	i
Lista de Figuras	ii
Lista de Tabelas	v
Lista de Símbolos	vii
Lista de Abreviaturas e Siglas	ix
1 Introdução	1
1.1 Motivação e Objetivos	3
1.2 Organização do Trabalho	4
2 Estado da Arte	5
2.1 Topologias Tradicionais de Conversão de Potência para Sistemas Isolados Monofásicos	5
2.1.1 Inversor Fonte de Tensão	5
2.1.2 Inversor Fonte de Corrente	7
2.2 Topologia ZSI	8
2.2.1 Técnicas de Modulação	10
3 Análise do Conversor ZSI	15
3.1 Princípio de Funcionamento	15
3.2 Projeto da Malha Z	21
3.2.1 Projeto dos indutores da malha Z	22
3.2.2 Projeto dos capacitores da malha Z	23
3.3 Modulação Utilizada	24
3.3.1 <i>Boost</i> Simples Tipo 1 - BS1	24
3.3.2 <i>Boost</i> Simples Tipo 2 - BS2	26
3.3.3 <i>Boost</i> Simples Tipo 3 - BS3	28

3.3.4	Modulação proposta - Z-PWM	28
3.4	Perdas por Chaveamento no diodo (30ETH06)	31
3.5	Perdas nas chaves de potência (SKM 100GB123D)	31
3.6	Eficiência do conversor ZSI para as modulações avaliadas	32
4	Resultados de Simulação	34
4.1	Descrição da estrutura de simulação	34
4.1.1	Boost Simples tipo 1 - BS1	36
4.1.2	Boost Simples tipo 2 - BS2	40
4.1.3	Boost Simples tipo 3 - BS3	44
4.1.4	Modulação proposta - ZPWM	48
4.2	Comparativo dos Estados das chaves	54
5	Resultados Experimentais	56
5.1	Descrição da plataforma experimental implementada	56
5.2	Espectro de frequência da tensão na carga	57
5.3	Espectro de frequência da corrente de carga	59
5.4	Influência do tamanho dos capacitores da malha Z	60
5.5	Tensões na carga	61
6	Conclusões	65
6.1	Conclusões Gerais	65
6.2	Trabalhos Futuros	67
	Referências bibliográficas	69

Lista de Figuras

1.1	Evolução da potência instalada em sistemas fotovoltaicos no mundo. Fonte: (EPIA, 2013).	2
2.1	Topologia do conversor ZSI.	9
2.2	Técnica de modulação <i>Boost</i> Simples.	10
2.3	Técnica de modulação <i>Boost</i> Máximo.	11
2.4	Técnica de modulação <i>Boost</i> Máximo com adição de terceira harmônica. .	12
2.5	Técnica de modulação <i>Boost</i> Constante com adição de terceira harmônica.	14
3.1	Topologia do conversor ZSI.	16
3.2	Conversor ZSI - período de <i>shoot-through</i>	17
3.3	Circuito equivalente do conversor ZSI no período de <i>shoot-through</i>	17
3.4	Período de vetor ativo: (a) Aplicação de tensão positiva sobre a carga; (b) Aplicação de tensão negativa sobre a carga.	18
3.5	Conversor ZSI operando no período de vetor ativo.	19
3.6	Topologia simplificada do conversor ZSI.	20
3.7	Formas de onda teóricas nos componentes do conversor ZSI: (a) Comando das chaves; (b) Tensão no indutor; (c) Corrente no indutor; (d) Corrente do diodo; (e) Tensão no diodo.	21
3.8	Conversor ZSI monofásico alimentando uma carga em modo isolado. . . .	22
3.9	Técnica de modulação <i>Boost</i> Simples Tipo 1 - BS1 - aplicada a um ZSI monofásico.	25
3.10	Técnica de modulação <i>Boost</i> Simples Tipo 2 - BS2 - aplicada a um ZSI monofásico.	27
3.11	Geração dos sinais de acionamento das chaves Q1 e Q4.	29
3.12	Geração dos sinais de acionamento das chaves Q2 e Q3.	29
3.13	Sinais de gatilho da técnica de modulação proposta.	30
3.14	Diagrama de blocos para implementação da técnica de modulação Z-PWM.	30
4.1	Diagrama básico da plataforma de simulação.	34

4.2	Modelo elétrico do capacitor	36
4.3	Tensão de entrada e tensão no capacitor da malha Z: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.	37
4.4	Tensão no capacitor da malha Z e tensão na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.	38
4.5	Tensão de polo e tensão na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.	39
4.6	Corrente no indutor da malha Z e corrente na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.	40
4.7	Tensão de entrada e tensão no capacitor da malha Z: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.	41
4.8	Tensão no capacitor da malha Z e tensão na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.	42
4.9	Tensão de polo e tensão na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.	43
4.10	Corrente no indutor da malha Z e corrente na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.	44
4.11	Tensão de entrada e tensão no capacitor da malha Z: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.	45
4.12	Tensão no capacitor da malha Z e tensão na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.	46
4.13	Tensão de polo e tensão na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.	47
4.14	Corrente no indutor da malha Z e corrente na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.	48
4.15	Tensão de entrada e tensão no capacitor da malha Z: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.	50
4.16	Tensão no capacitor da malha Z e tensão na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.	51
4.17	Tensão de polo e tensão na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.	52
4.18	Corrente no indutor da malha Z e corrente na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.	53
5.1	Diagrama básico da plataforma experimental.	56
5.2	Espectro de frequência das tensões de saída - Técnica de modulação BS2.	58

5.3	Espectro de frequência das tensões de saída - Técnica de modulação BS3.	58
5.4	Espectro de frequência das tensões de saída - Técnica de modulação BS1.	59
5.5	Espectro de frequência das tensões de saída - Técnica de modulação Z-PWM.	59
5.6	Espectro de frequência da corrente de carga.	60
5.7	Tensão de polo do inversor e fundamental da tensão na carga - Técnica BS1.	62
5.8	Tensão de polo do inversor e fundamental da tensão na carga - Técnica BS2.	62
5.9	Tensão de polo do inversor e fundamental da tensão na carga - Técnica BS3.	63
5.10	Tensão de polo do inversor e fundamental da tensão na carga - Técnica Z-PWM.	63

Lista de Tabelas

3.1	Modulação BS1 - Sequência lógica de acionamento das chaves.	26
3.2	Modulação BS2 - Sequência lógica de acionamento das chaves.	27
3.3	Potência de perdas nos semicondutores	32
3.4	Eficiência do conversor ZSI.	33
4.1	Condições de simulação	35
4.2	Parâmetros utilizados nos testes de simulação	35
4.3	Parâmetros do modelo elétrico do capacitor	36
4.4	Resumo dos resultados de simulação	54
4.5	Estados das chaves de potência no ZSI monofásico.	55
4.6	Número de transições das chaves de potência e do diodo D_1	55
5.1	Parâmetros utilizados nos testes experimentais	57
5.2	THD da corrente de carga usando $C_1 = C_2 = 2200\mu\text{F}$	61
5.3	THD da corrente de carga usando $C_1 = C_2 = 560\mu\text{F}$	61

Lista de Símbolos

L_1, L_2	Indutores da malha Z
C_1, C_2	Capacitores da malha Z
D_1	Diodo da malha Z
T_0	Subintervalo do período de chaveamento dedicado à aplicação de <i>shoot-through</i>
T_1	Subintervalo do período de chaveamento dedicado à aplicação de vetor ativo
T_s	Período de chaveamento total
V_{IN}	Tensão aplicada na entrada na malha Z
V_O	Tensão aplicada nos terminais da carga
v_{L1}, v_{L2}	Tensão nos terminais dos indutores da malha Z
v_{C1}, v_{C2}	Tensão nos terminais dos capacitores da malha Z
$\Delta i'_L$	Variação de corrente no indutor da malha Z, no período de <i>shoot-through</i>
$\Delta i''_L$	Variação de corrente no indutor da malha Z, no período de vetor ativo
B	Ganho de tensão da entrada para os capacitores da malha Z
Θ	Relação de <i>shoot-through</i>
L_{f1}, L_{f2}, L_f	Indutores de filtro
C_f	Capacitor de filtro
V_{GS}	Tensão entre Gate e Source nas chaves de potência
R_L	Resistência de carga
L_L	Indutância de carga
I_L, i_L	Corrente no indutor da malha Z
I_{IN}, i_s	Corrente na entrada da malha Z
i_O	Corrente nos terminais da carga
V_m	Tensão de pico nos terminais da carga
I_m	Corrente de pico nos terminais da carga

p_o	Potência instantânea de saída entregue aos terminais da carga
P_{AC}	Parcela referente à potência da carga
ω	Frequência angular da tensão na carga
φ	Ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente da carga
ΔT	Período da senoide fundamental da tensão na carga
ΔI_{Lf}	Ripple de corrente no indutor de filtro
ΔV_O	Ripple de tensão no capacitor de filtro
V_p, V_n	Valores de pico, positivo e negativo, dos sinais de referência
Q_1, Q_2, Q_3, Q_4	Chaves de potência do conversor ZSI monofásico
Δ	Valor de offset adicionado ou subtraído ao sinal de referência
L_s	Indutor série do modelo do capacitor da malha Z
R_s	Resistor série do modelo do capacitor da malha Z
R_p	Resistor paralelo do modelo do capacitor da malha Z
D	Diodo zenner paralelo do modelo do capacitor da malha Z

Lista de Abreviaturas e Siglas

BS	<i>Boost simples</i>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CSI	<i>Currente source inverter</i>
FFT	<i>Fast Fourier transformer</i>
IEC	<i>International electrotechnical commission</i>
IGBT	<i>Insulated gate bipolar transistor</i>
MOSFET	<i>Metal oxide semiconductor field effect transistor</i>
PV	<i>Photovoltaic</i>
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
VSI	<i>Voltage source inverter</i>
ZSI	<i>Z source inverter</i>

Capítulo 1

Introdução

O aumento populacional observado nas últimas décadas tem se traduzido em uma elevação na busca da humanidade por atendimento às necessidades básicas que vão desde alimentação, moradia e locomoção, até a busca por conforto e bem estar social relacionada, por exemplo, com o acesso a serviços e informações disponibilizados na internet.

Tais necessidades humanas estão, em sua grande maioria, vinculadas à necessidade da utilização da energia elétrica, sendo ela responsável por garantir a qualidade de produtos alimentícios, por meio de equipamentos de refrigeração ou aquecimento; permitir a boa visibilidade na ausência de luz solar a partir da utilização de iluminação artificial; proporcionar o bom funcionamento de equipamentos hospitalares; garantir o funcionamento de equipamentos de transmissão de dados para acesso a informações em serviços de internet, entre outros inúmeros benefícios.

A geração de energia elétrica tem se tornado um grande desafio para a sociedade do século XXI, visto que ao mesmo tempo em que se faz necessário a utilização de recursos de fontes primárias para a geração de energia elétrica, é primordial que haja a conservação desses mesmos recursos ou a exploração de recursos sustentáveis a fim de se garantir o fornecimento de energia elétrica para as futuras gerações.

A busca por fontes primárias renováveis para a geração de energia elétrica tem se intensificado nas últimas décadas. Nesse cenário as fontes provenientes das energias solar e eólica têm ganhado destaque como forma alternativa às gerações tradicionais que utilizam carvão mineral, fontes hidráulicas ou mesmo fontes nucleares.

Embora abundante na terra, a energia solar para a produção de energia elétrica ainda é pouco utilizada. Nos países desenvolvidos esse cenário vem mudando porque fortes incentivos foram concedidos para a instalação de sistemas fotovoltaicos. O maior mercado de módulos fotovoltaicos tem sido a Alemanha, seguida da Itália, sendo que, apenas na Europa, encontram-se instalados aproximadamente 74% da produção mundial. Vale ressaltar que, até 2012, a potência instalada acumulada global superou os 100 GWp, sendo

32,3 GWp na Alemanha e 16 GWp na Itália. (PINHO; GALDINO, 2014).

O crescimento da potência instalada em sistemas fotovoltaicos no mundo, durante o período de 2000 a 2012 pode ser visto na Figura 1.1.

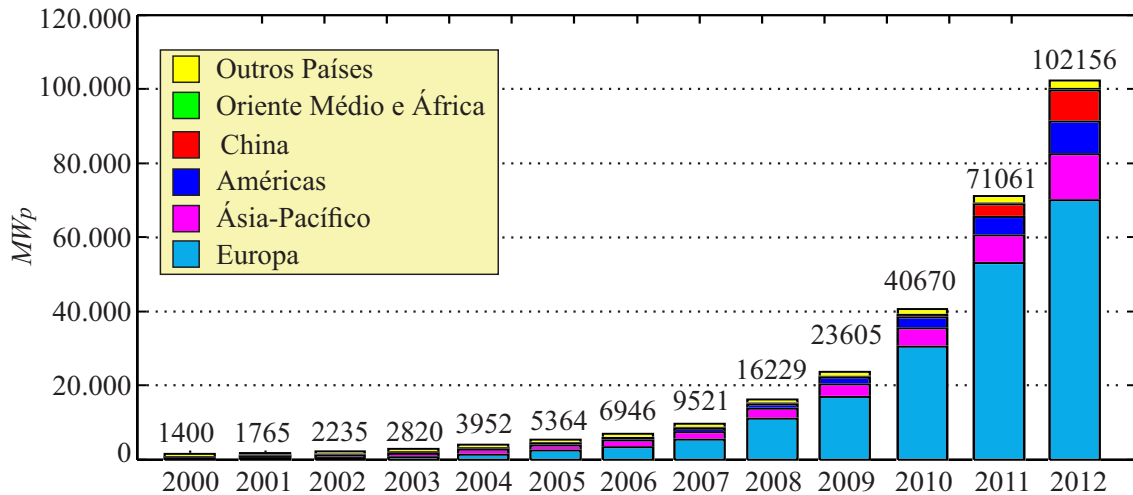


Figura 1.1: Evolução da potência instalada em sistemas fotovoltaicos no mundo. Fonte: (EPIA, 2013).

Os sistemas de geração fotovoltaicos podem ser utilizados de forma isolada, nos quais a energia proveniente do arranjo PV é utilizada para alimentar uma carga que esteja conectada a ele; podem ser utilizados de forma integrada com a rede elétrica principal, com os objetivos de (i) alimentar uma carga juntamente com a rede elétrica, reduzindo a demanda de energia da rede principal, (ii) injetar potência na rede elétrica atuando como cogeração ou ainda (iii) melhorar a qualidade da potência elétrica no ponto de conexão; ou podem ser ainda utilizados de forma híbrida em conjunto com outras fontes de cogeração, tais como eólica, células combustíveis, etc.

Os sistemas PV operando em modo isolado são bastante comuns em regiões mais remotas, onde a instalação de uma rede elétrica local se faz extremamente inviável, por exemplo, em locais onde se encontram instalados equipamentos de monitoramento de perfuração de poços, equipamentos de estações aeroespaciais, ou mesmo unidades residenciais rurais.

Em micro redes rurais, faz-se necessário que os investimentos sejam mais baixos quando comparados com usinas individuais, pois os custos são mutualizados. Os atuais problemas críticos dizem respeito aos esquemas de propriedade e gestão, gerenciamento de carga, faturação e tarifas para os consumidores, expansão futura, e conexão. Nos atuais projetos rurais em execução na África, os consumidores pagam uma taxa mensal, permitindo acesso diário à energia. (BACHA et al., 2015).

Os sistemas de geração fotovoltaicos ainda podem ser classificados quanto ao número de estágios de conversão de energia para que haja compatibilidade com as características elétricas da carga a ser alimentada. Eles podem ser de um ou dois estágios de conversão.

Os sistemas de um estágio de conversão, em geral, necessitam de arranjos fotovoltaicos de maiores dimensões para que sejam produzidos níveis de tensões, na saída do arranjo, já compatíveis com as características da carga, sendo necessário converter a potência de corrente contínua do arranjo PV em potência de corrente alternada para alimentar a carga. Os sistemas de dois estágios de conversão, em geral, possuem arranjos fotovoltaicos de menores dimensões e são compostos por dois conversores de potência separadamente, no qual um dos conversores é responsável por elevar o nível de tensão produzida pelo arranjo PV e o segundo conversor é responsável por converter a potência de corrente contínua do primeiro conversor em potência de corrente alternada para alimentar a carga. (ALAJMI et al., 2013).

1.1 Motivação e Objetivos

A motivação principal deste trabalho encontra-se em apresentar uma análise mais aprofundada da técnica de modulação *Boost* Simples, bem como propor uma técnica de modulação que seja capaz de eliminar estágios de circuitos lógicos combinacionais para determinar a sequência de acionamento das chaves de potência. Além disso, outra motivação consiste em desenvolver uma metodologia de projeto para o dimensionamento dos elementos passivos da malha Z. Portanto, ao longo desse trabalho, será buscado alcançar os objetivos, conforme descritos a seguir:

Este trabalho tem como objetivo geral alimentar cargas monofásicas a partir de uma fonte de alimentação primária utilizando um conversor ZSI operando em modo isolado, isto é, não haverá conexão com a rede elétrica principal, em configuração de *microgrid*.

Os objetivos específicos desse trabalho são:

- Apresentar o princípio de funcionamento do conversor ZSI;
- Apresentar uma metodologia de projeto para o dimensionamento dos elementos passivos da malha Z;
- Apresentar uma análise da técnica de modulação *Boost* Simples e suas possíveis variações;
- Propor uma nova técnica de modulação para o acionamento do conversor;
- Validação das análises por meio de resultados de simulação e resultados experimentais.

1.2 Organização do Trabalho

Esse trabalho é dedicado a realizar a análise de um conversor do tipo fonte de impedância, utilizado para alimentar cargas monofásicas a partir de uma fonte de alimentação primária, operando em modo isolado. O trabalho está organizado da seguinte forma:

- No capítulo 1 é apresentada uma introdução e a contextualização referente à necessidade da utilização de fontes alternativas de geração de energia.
- No capítulo 2 é realizada a apresentação do estado da arte do sistema, no qual são abordadas as principais topologias tradicionais de conversão de potência para sistemas isolados monofásicos. Também é apresentada a topologia do conversor fonte de impedância, bem como as principais técnicas de modulação utilizadas para o acionamento do conversor fonte de impedância.
- No capítulo 3 é realizada a fundamentação teórica do conversor, com base no seu princípio de funcionamento. É apresentada a técnica de modulação utilizada nesse trabalho, bem como as possíveis variações dessa técnica. Além disso, é introduzida uma nova técnica de modulação proposta nesse trabalho, a qual tem o objetivo de eliminar a etapa de circuitos lógicos combinacionais para determinar sequência de acionamento das chaves de potência.
- No capítulo 4 são apresentados os resultados de simulação para o sistema analisado.
- No capítulo 5 são apresentados os resultados experimentais para o sistema analisado.
- No capítulo 6 são apresentadas as conclusões referentes a essa dissertação de mestrado e propostas para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Estado da Arte

Nesse capítulo é apresentado o estado da arte que descreve os recentes avanços no que se refere a topologia e modulações relacionadas ao conversor ZSI (do inglês, *Z-Source Inverter*). São mencionados os principais trabalhos desenvolvidos no campo de pesquisa do referido conversor e também abordadas as topologias dos tradicionais conversores VSI (do inglês, *Voltage Source Inverter* - VSI) e CSI (do inglês, *Current Source Inverter* - CSI). Além disso, são também apresentadas as principais limitações dos conversores convencionais que motivaram a proposição do conversor ZSI.

2.1 Topologias Tradicionais de Conversão de Potência para Sistemas Isolados Monofásicos

2.1.1 Inversor Fonte de Tensão

O inversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Inverter* - VSI) é um dos dispositivos mais difundidos e utilizados na área da eletrônica de potência. Devido a sua versatilidade e facilidade de acionamento, ele tem sido largamente utilizado no meio acadêmico como objeto de pesquisa bem como no meio industrial, para acionamento de máquinas, filtros ativos de potência, entre outras aplicações.

De uma forma geral, estes dispositivos são constituídos por pelo menos um braço por fase, compostos por duas chaves em série. Essas chaves podem ser implementadas por dispositivos IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistors*) ou MOSFETs (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors*), devido sua capacidade de chaveamento em frequências elevadas. Diodos de roda livre são postos em antiparalelo com as chaves, para permitir um fluxo bidirecional em corrente. A entrada do inversor fonte de tensão é alimentada por uma fonte de tensão CC que pode ser implementada por uma bateria ou uma ponte retificadora a diodos alimentada a partir de um fonte primária senoidal, um

capacitor relativamente grande, etc (PENG, 2003).

Apesar do VSI ser um dos dispositivos mais utilizados na área da eletrônica de potência, diante das características físicas construtivas mencionadas anteriormente, é possível constatar que ele possui determinadas limitações teóricas e conceituais que podem ser consideradas críticas. Podem-se mencionar algumas delas, tais como (PENG, 2003).

- A tensão sintetizada na saída do VSI possui amplitude inferior à amplitude da tensão aplicada aos terminais de entrada e não pode excedê-la. Portanto o inversor fonte de tensão é um conversor de potência CC-CA do tipo *buck* ou abaixador de tensão. Por outro lado o VSI é um conversor de potência CA-CC do tipo *boost* ou elevador de tensão. Para aplicações onde é desejada uma tensão de saída no lado CA com amplitude superior à tensão da fonte primária no lado CC, faz-se necessário um estágio de amplificação de tensão antes do estágio de conversão em CA. O estágio de amplificação é realizado por um conversor CC-CC do tipo *boost*. Entretanto, a inclusão de um estágio adicional de conversão de potência eleva os custos do sistema, pois componentes passivos e ativos, além de circuitos eletrônicos precisam ser inclusos ao sistema. Além disso, as perdas na eficiência do sistema também são elevadas (PENG, 2003).
- As chaves que compõem o conversor não podem ser acionadas simultaneamente no mesmo braço do inversor, quer seja propositalmente ou ainda por influencia de ruídos eletromagnéticos. Caso isso corra, um curto circuito é realizado, ocasionando a avaria dos dispositivos, pondo em risco a segurança do sistema. O curto circuito devido a interferência de ruídos eletromagnéticos é, talvez, o principal ponto crítico na realização de conversores. Uma solução para evitar o acionamento simultâneo das chaves superior e inferior no mesmo braço do dispositivo é a inclusão de um tempo morto (*Dead Time*), no qual ocorre um retardo no acionamento das chaves, onde ambas as chaves ficam em nível lógico baixo por um instante de tempo, evitando assim a ocorrência do curto circuito. No entanto, a inclusão de um tempo morto nas chaves, ocasiona uma distorção na forma de onda da tensão sintetizada na saída do conversor (PENG, 2003).
- É necessário um filtro passivo LC na saída do conversor para garantir uma tensão senoidal na saída, o que ocasiona um aumento na potência de perdas além de uma elevação na complexidade do controle (PENG, 2003).

2.1.2 Inversor Fonte de Corrente

Outro conversor, também de igual forma, bem difundido é o inversor fonte de corrente (do inglês, *Current Source Inverter* - CSI). Semelhante ao VSI, de uma forma geral, estes dispositivos são constituídos por pelo menos um braço por fase, compostos por duas chaves complementares. No entanto os diodos são postos em série com os dispositivos chaveados para evitar o fluxo reverso de corrente. O CSI é alimentado por uma corrente CC na entrada do seu circuito principal. A fonte de corrente CC pode ser implementada pela associação em série de um indutor relativamente grande e uma fonte de tensão que pode ser uma bateria, uma bateria de célula combustível, um retificador a diodos, um painel fotovoltaico, etc. No entanto, tal como o inversor fonte de tensão, o CSI também possui limitações teóricas e conceituais críticas que podem comprometer a integridade do sistema. Pode-se mencionar algumas delas, tais como (PENG, 2003):

- A tensão CA na saída do conversor deve ser sempre maior que a tensão de alimentação CC do indutor na entrada do circuito principal, ou ainda, quando utilizado como retificador, a tensão produzida no lado CC deve ser sempre menor que a tensão na entrada do lado CA. Desta forma, o CSI é um conversor de potência CC-CA do tipo *boost*, ou elevador de tensão, ou ainda o CSI é um conversor de potência CA-CC do tipo *buck*, ou abaixador de tensão. Para aplicações em que se deseja uma faixa de tensão ainda maior no lado CA, faz-se necessário a utilização de um conversor CC-CC do tipo *buck*, para reduzir a tensão na entrada do circuito principal. Semelhantemente ao VSI, a inclusão de um estágio de redução de tensão na entrada do CSI ocasiona um aumento nas perdas e eficiência do sistema (PENG, 2003).
- No caso do CSI, no mínimo uma chave superior e uma chave inferior no mesmo braço, devem ser ligadas, e mantidas acionadas por um intervalo de tempo, a fim de que não haja um circuito aberto visto pelo indutor de entrada. Um circuito aberto num inversor fonte de corrente pode causar sérias avarias nos dispositivos que compõem o conversor, pondo em risco a segurança do sistema. Da mesma forma que no VSI, os ruídos devido a interferências eletromagnéticas são as principais causas de falhas no acionamento das chaves no inversor fonte de corrente. Um intervalo de tempo conhecido como *Overlap Time* é adicionado às chaves para que seja garantido que as mesmas estejam em nível lógico alto por um instante de tempo. Havendo, portanto, uma comutação segura da corrente. Entretanto o *Overlap Time* também ocasiona uma forma de onda distorcida na tensão de saída do conversor (PENG, 2003).
- As chaves do CSI devem bloquear a tensão reversa. Para isso é necessária a utili-

zação de diodos associados em série com os dispositivos chaveados, tais como os IGBTs. Essa configuração não permite a utilização de módulos IGBTs que possuem baixo custo e alto desempenho (PENG, 2003).

Além das características inerentes às topologias dos conversores VSI e CSI individualmente, ambas as topologias apresentam limitações comuns. Podendo-se mencionar algumas delas, tais como (PENG, 2003):

- Eles apresentam características de conversores do tipo *boost* ou *buck*, individualmente, sem que haja a possibilidade de integração destas duas características, como no caso do conversor buck-boost. Ou seja, a tensão sintetizada na saída do conversor, poder ter amplitude apenas maior que a tensão de entrada, ou menor que a tensão de entrada, respectivamente (PENG, 2003).
- O circuito principal dos conversores VSI e CSI não pode ser alterado, isto é, o VSI não pode ser alimentado por uma fonte de corrente na entrada do conversor devido à existência do tempo morto aplicado às chaves, bem como o CSI não pode ser alimentado por uma fonte de tensão na entrada, devido à existência do *Overlap Time* aplicado às chaves (PENG, 2003).
- Ambas as topologia estão susceptíveis a ruídos devido às interferências eletromagnéticas, sendo esse, portanto, um dos principais fatores para a ocorrência de falhas de chaveamento nos dispositivos (PENG, 2003).

2.2 Topologia ZSI

O inversor fonte de impedância (do inglês, *Z-Source Inverter - ZSI*) é uma topologia de conversor de potência, proposta por Peng (2003) como alternativa para: (i) fornecer potência CC ou CA a cargas operando em modo isolado, (ii) integrar fontes de cogeração com a rede elétrica ou ainda (iii) fornecer potência a cargas em conjunto com a rede elétrica.

A configuração do conversor ZSI monofásico pode ser vista na Figura 2.1. Nela, o módulo que contem os dispositivos chaveados, são idênticos à estrutura existente no inversor fonte de tensão, ou seja, compostos por pelo menos um braço por fase, constituídos por chaves de potência complementares. Os diodos em antiparalelo com as chaves também estão presentes na configuração do ZSI.

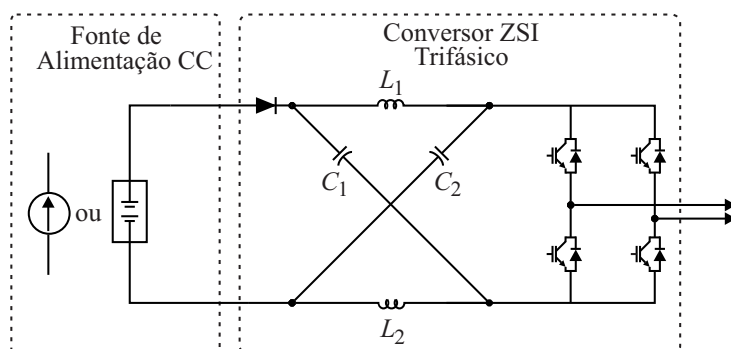


Figura 2.1: Topologia do conversor ZSI.

Uma impedância de malha simétrica, composta por associações de indutores e capacitores, é conectada na entrada do módulo de IGBTs provendo uma interface entre a fonte de alimentação e os dispositivos chaveados.

Devido à existência dessa impedância de malha é possível realizar um estado de curto circuito, também conhecido como *shoot-through*, em um ou mais braços do conversor. Dessa forma, o conversor ZSI pode ser alimentado tanto por uma fonte de tensão, ou por uma fonte de corrente.

A possibilidade da realização do estado de *shoot-through* leva o conversor à outra vantagem sobre os tradicionais VSI e CSI, por conta do ganho de tensão na saída da impedância de malha em relação à tensão de alimentação na entrada da malha. Esse ganho de tensão é proporcional ao intervalo de *shoot-through*, denominado como etapa *boost* do conversor.

A tensão na saída da malha Z é aplicada aos terminais de entrada do módulo dos dispositivos chaveados. Por meio de uma modulação adequada, essa tensão é aplicada aos terminais de uma carga que esteja conectada na saída do conversor ZSI. Tal como no conversor VSI, a tensão na saída do conversor ZSI está limitada ao valor máximo de tensão disponível na saída da malha Z. Essa etapa é conhecida como a etapa *buck* do conversor.

Essa topologia de conversor enquadra-se nos conversores CC-CA de único estágio de conversão de energia, isto é, em um único estágio, a potência CC disponível na entrada do conversor sofre transformações de amplitudes de tensão e corrente compatíveis com as características da carga e em seguida é convertida em potência CA na saída do conversor. Dessa forma a limitação da característica de conversor *buck*, existente no VSI é superada, pela etapa *boost* do conversor promovido pelo estado de *shoot-through*. Portanto o ZSI é um conversor que apresenta ambos os estágios *buck* e *boost* no processo da conversão da energia.

2.2.1 Técnicas de Modulação

Após a proposta da topologia do conversor ZSI diversos trabalhos foram desenvolvidos no sentido de apresentar técnicas de acionamento para as chaves do conversor. Essas técnicas visavam proporcionar o melhor rendimento possível do conversor em relação ao ganho de tensão na etapa *boost*, ganho de tensão global do sistema incluindo a etapa *buck*, menor estresse de tensão nas chaves, entre outras características. A seguir são apresentadas as principais técnicas de modulação existentes na literatura, utilizadas para acionamento das chaves do ZSI.

Controle de *Boost* Simples

A primeira técnica de modulação para acionar as chaves do conversor ZSI ficou conhecida como Controle de *Boost* Simples (PENG, 2003). Essa técnica é utilizada para controlar a relação de trabalho de *shoot-through*.

O diagrama básico de implementação da técnica de *Boost* Simples pode ser visto na Figura 2.2

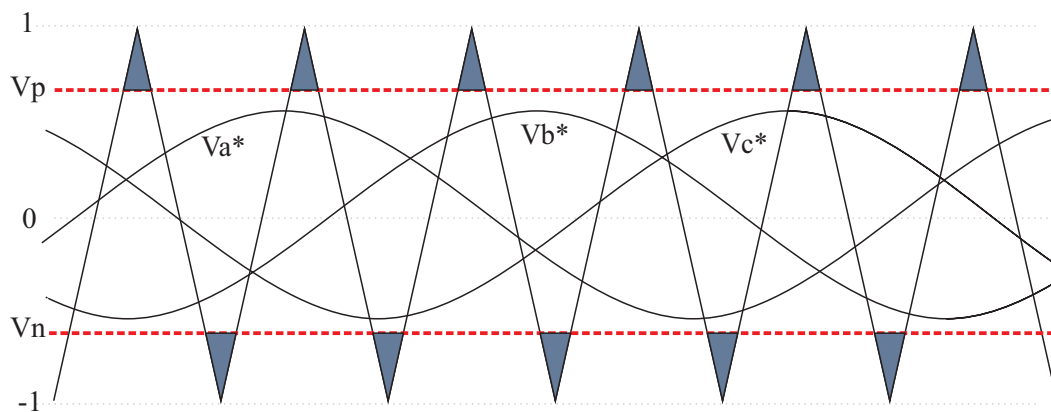


Figura 2.2: Técnica de modulação *Boost* Simples.

Nessa técnica é empregada uma linha reta de amplitude maior ou igual ao valor de pico positivo das tensões de referência, e outra linha reta de amplitude menor ou igual ao valor de pico negativo das tensões de referência. Essas linhas retas são conhecidas como V_p e V_n , respectivamente. Elas servem como referências para os valores de *shoot-through* desejados. Elas são comparadas com uma portadora triangular. Sempre que o valor da portadora triangular for maior que o valor de V_p ou sempre que o valor da portadora triangular for menor que o valor de V_n , um sinal de nível lógico alto acionará, pelo menos, as chaves de um mesmo braço provocando o estado de *shoot-through*. As

áreas hachuradas, representam o intervalo de tempo destinado ao *shoot-through*. Sempre que o sinal da portadora triangular for menor que o valor de V_p ou sempre que o sinal da portadora for maior que o valor de V_n , será empregada a convencional modulação senoidal para o acionamento das chaves (PENG; SHEN; QIAN, 2005).

Nessa técnica de modulação, o valor de *shoot-through* decresce com o acréscimo do valor do índice de modulação empregado. A relação de *shoot-through* atinge o valor igual a zero quando o valor do índice de modulação é igual a um (PENG; SHEN; QIAN, 2005).

Tensões de saída que exigem um alto ganho de tensão na etapa *boost*, requerem a utilização de menores índices de modulação. Entretanto, menores índices de modulação provocam maiores estresses de tensão sobre as chaves. Portanto essa técnica limita o ganho de tensão da entrada para a saída, devido à limitação da tensão máxima admissível sobre as chaves (PENG; SHEN; QIAN, 2005).

A técnica de controle de *Boost* Simples utilizada para o caso trifásico mantém inalterados os estados ativos de tensão, no entanto não considera o período de vetor nulo. Por essa razão, essa técnica pode também ser empregada para o caso monofásico.

Controle de *Boost* Máximo

A técnica de modulação conhecida como Controle de *Boost* Máximo foi proposta por Peng, Shen e Qian (2005), com os objetivos de aumentar o ganho de tensão na etapa *boost* e reduzir o estresse de tensão sobre as chaves.

O diagrama básico de implementação da técnica de *Boost* Máximo pode ser visto na Figura 2.3

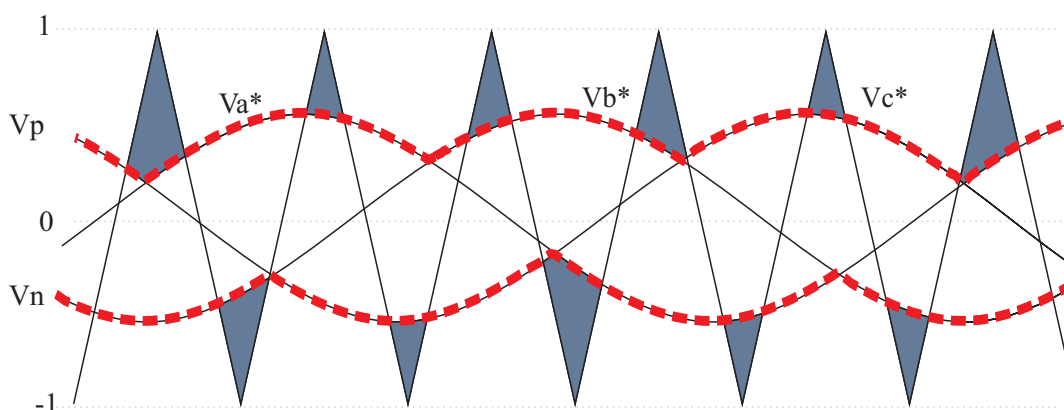


Figura 2.3: Técnica de modulação *Boost* Máximo.

Semelhante à técnica de Controle de *Boost* Simples, a técnica de controle de *Boost* Máximo também utiliza uma modulação baseada na modulação senoidal convencional a

partir da comparação dos sinais de referência com uma portadora triangular. A diferença é que a técnica de Controle de *Boost* Máximo utiliza todo o período de vetor nulo para empregar o *shoot-through*, mantendo inalterado o período de vetor ativo de tensão. O período de vetor nulo ocorre durante todo o intervalo de tempo em que a portadora triangular é maior que o valor máximo dos sinais de referência ou durante todo o intervalo em que a portadora é menor que o valor mínimo dos sinais de referência. As áreas hachuradas, representam o intervalo de tempo destinado ao *shoot-through* (PENG; SHEN; QIAN, 2005).

Dessa forma, o tempo de aplicação de *shoot-through* é elevado, aumentando também o ganho de tensão na etapa *boost*. Essa técnica demonstra que: para qualquer ganho de tensão global do sistema, existe um valor do índice de modulação, tal que o estresse de tensão sobre as chaves é o menor possível (PENG; SHEN; QIAN, 2005).

Os autores ainda apresentam uma variação da mesma técnica de modulação no qual um sinal de terceiro harmônico é somado aos sinais referências.

O diagrama básico de implementação da técnica de *Boost* Máximo com adição de terceira harmônica aos sinais de referência pode ser visto na Figura 2.4

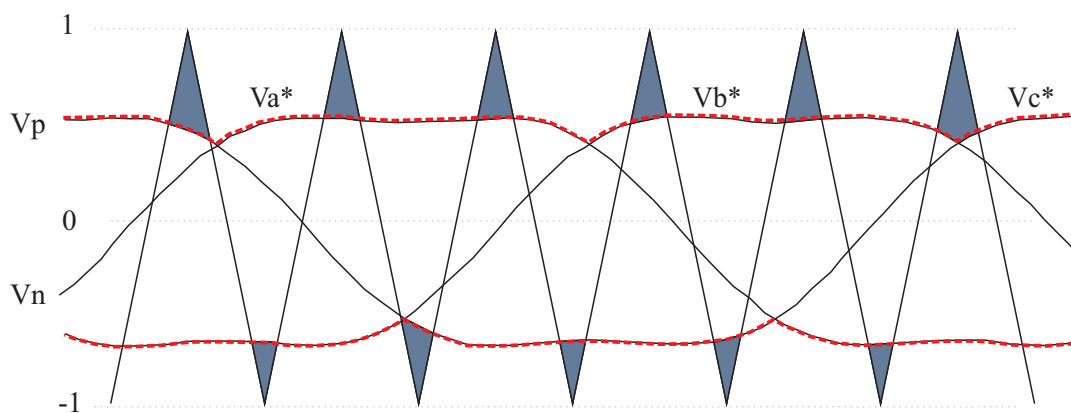


Figura 2.4: Técnica de modulação *Boost* Máximo com adição de terceira harmônica.

A adição da terceira harmônica aos sinais de referência produz um aumento no valor máximo do índice de modulação podendo assim, aumentar o ganho global do sistema e reduzir acentuadamente o estresse de tensão sobre as chaves.

Ambas as técnicas são totalmente dependentes do intervalo destinado à aplicação de vetor nulo, portanto não podem ser aplicadas em sistemas monofásicos.

Controle de *Boost* Constante

A técnica de Controle de *Boost* Máximo supera a técnica de Controle de *Boost* Simples, nos quesitos de estresse de tensão nas chaves e máximo ganho de tensão global do sistema, entretanto, a técnica de Controle de *Boost* Máximo apresenta uma relação de *shoot-through* que é variável com o tempo e varia a uma taxa de seis vezes da frequência de saída, conseqüentemente, essa oscilação na relação de *shoot-through* produzirá *ripples* de corrente na malha-Z (SHEN et al., 2006).

A técnica de modulação conhecida como Controle de *Boost* Constante foi proposta por Shen et al. (2006). Seus autores buscaram uma forma de reduzir ainda mais o estresse de tensão sobre as chaves, além de obter um ganho de tensão na etapa *boost* ainda maior, para qualquer índice de modulação desejado, com a vantagem de não produzir *ripples* de baixa frequência relacionados à frequência de saída. No trabalho desenvolvido, são apresentadas duas formas de implementação da técnica.

A primeira forma de implementação da técnica consiste em inserir dois sinais como envoltórias aos sinais de referência senoidais. Esses sinais de envoltória são compostos por um valor médio e uma oscilação de três vezes a frequência de saída em torno desse valor médio. O valor de pico dos sinais de envoltória deve coincidir com o valor de pico dos sinais de referência. Os sinais de envoltória são simétricos em relação ao eixo do tempo, portanto constituindo-se em dois sinais também conhecidos como V_p e V_n . Os sinais V_p e V_n servirão de referência para a relação de *shoot-through* desejada (SHEN et al., 2006).

Uma portadora triangular também é usada para realizar a comparação com os sinais de referência. Sempre que a portadora for maior que V_p ou menor que o sinal V_n , é realizado o *shoot-through*. Em caso contrário, a modulação continua sendo a tradicional modulação senoidal (SHEN et al., 2006).

Essa técnica garante que a relação de *shoot-through* é constante para qualquer índice de modulação desejado. Dessa forma, esse método produz o máximo *boost* constante enquanto minimiza o estresse de tensão nas chaves (SHEN et al., 2006).

Uma forma alternativa de implementar essa técnica é inserir um sinal de terceiro harmônico aos sinais de referência das tensões de saída.

O diagrama básico de implementação da técnica de controle *Boost* Constante com adição de terceira harmônica aos sinais de referência pode ser visto na Figura 2.5

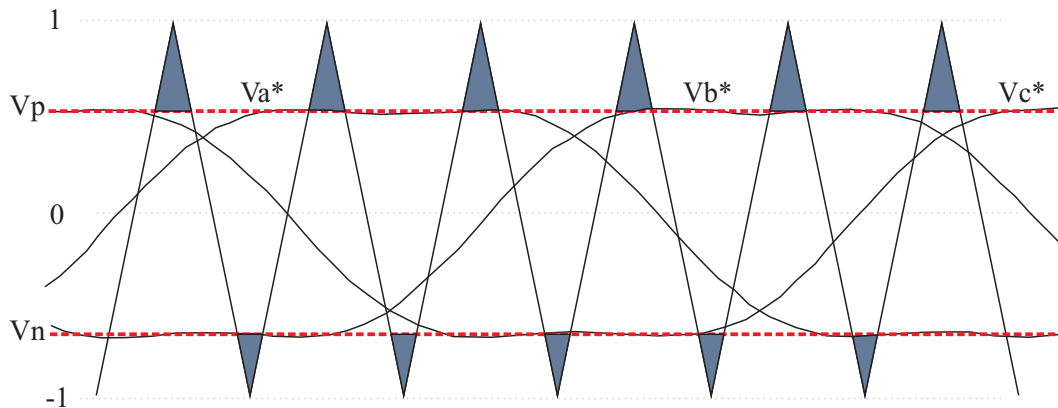


Figura 2.5: Técnica de modulação *Boost* Constante com adição de terceira harmônica.

A amplitude dos sinais harmônicos deve ser seis vezes menor que a amplitude da componente fundamental dos sinais de referência. Duas linhas retas também conhecidas como V_p e V_n são utilizadas nessa técnica. Elas servem como referência para a relação de *shoot-through*. Uma portadora triangular também é utilizada para realizar as comparações com os sinais de referência. Sempre que a amplitude da portadora for maior que V_p ou sempre que a amplitude da portadora for menor que V_n , o *shoot-through* é realizado nos braços do inversor (SHEN et al., 2006).

Semelhantemente à técnica de controle de máximo *boost*, a técnica de controle de *boost* constante é totalmente dependente do período de vetor nulo, portanto ela também não pode ser aplicada a sistemas monofásicos.

Capítulo 3

Análise do Conversor ZSI

Este capítulo é destinado a realizar a análise do conversor ZSI. Será apresentado o princípio de funcionamento do conversor quando está operando nos estágios de curto circuito e vetor ativo de tensão. Será obtida a expressão do ganho de tensão do conversor ZSI em estado de equilíbrio, bem como as formas de onda de tensão e corrente nos elementos da malha Z. Será apresentada uma linha de projeto para o dimensionamento dos indutores da malha Z, bem como um filtro passivo LC na saída do conversor. Além disso, será apresentada a modulação utilizada, nesse trabalho, para o acionamento das chaves do conversor.

3.1 Princípio de Funcionamento

O conversor ZSI é um dispositivo versátil que pode realizar conversão de potência do tipo CC-CC, CC-CA, CA-CC ou CA-CA. Por ter apresentado grande disseminação em pesquisas acadêmicas, bem como a utilização em meios industriais, torna-se necessário o bom conhecimento do princípio de funcionamento desse conversor. Nesse trabalho desenvolvido, o ZSI será utilizado como um conversor de potência do tipo CC-CA. O desenvolvimento realizado no tópico 3.1 é baseado no trabalho desenvolvido por Galigekere e Kazimierczuk (2012) e o desenvolvimento realizado no tópico 3.2 é contribuição deste trabalho.

O conversor ZSI permite a integração de uma fonte potência de natureza CC a um sistema de natureza CA em um único estágio de conversão de energia. Tal fato se apresenta como grande vantagem se comparado aos sistemas que utilizam as topologias dos tradicionais conversores VSI e CSI. Isso se deve ao fato de que a impedância da malha Z permite um estágio de curto-circuito nos braços do inversor sem que ocorram danos à fonte primária ou ao barramento CC. Nessa etapa ocorre uma elevação no nível da tensão aplicada ao barramento CC do conversor.

A topologia conversor ZSI monofásioo pode ser visualizada na Figura 3.1. Nela, existe uma fonte de tensão de natureza CC e um diodo conectado aos terminais de entrada da malha simétrica de impedância, também conhecida como malha Z. O diodo serve para evitar o fluxo reverso de corrente em direção aos terminais de entrada da fonte de tensão. A malha Z é composta por dois indutores denominados L_1 e L_2 , além de dois capacitores denominados C_1 e C_2 . Os terminais de saída da malha Z são conectados ao módulo dos dispositivos chaveados IGBTs.

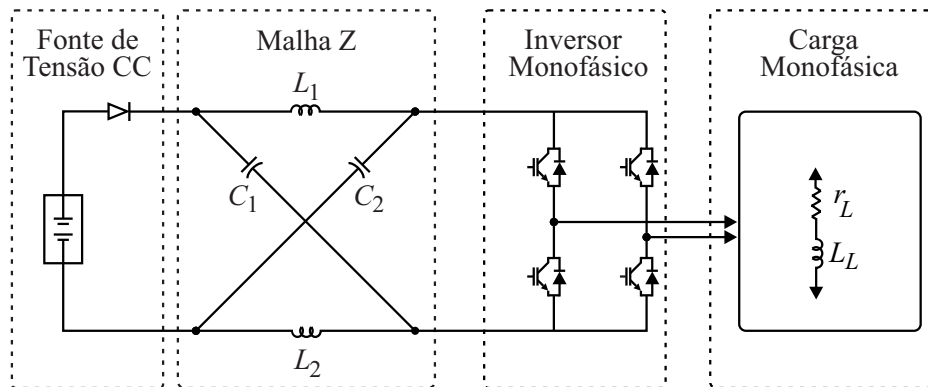


Figura 3.1: Topologia do conversor ZSI.

Apesar do conversor ZSI utilizar um único estágio de conversão de energia para integrar uma fonte de potência CC a um sistema CA, a análise de sua operação pode ser separada em dois períodos distintos, no qual se pode verificar um intervalo de tempo dedicado ao ganho de tensão na saída da malha Z - etapa *boost* - e outro intervalo de tempo destinado à modulação da tensão nos terminais da carga - etapa *buck*.

Desta forma, o período total de chaveamento T_s , empregado para o acionamento do ZSI será composto por dois subintervalos distintos, a saber, o subintervalo destinado à etapa *boost*, designado por T_0 e, o subintervalo destinado à etapa *buck*, designado por T_1 . Assim, o período total de chaveamento será dado por:

$$T_s = T_0 + T_1 \quad (3.1)$$

a) Período de *Shoot-Though*:

A malha Z existente na entrada do módulo das chaves IGBTs permite que haja um estado não permitido no tradicional conversor VSI. Este estado é conhecido como *shoot-through*, no qual ambas as chaves de um mesmo braço são acionadas ao mesmo tempo, ocasionando um curto-circuito nos terminais da carga.

O estado das chaves do conversor ZSI monofásico pode ser visualizado durante esse período na Figura 3.2. É possível verificar que durante esse intervalo de tempo, a tensão aplicada aos terminais da carga possui valor igual a zero, isto é, não há entrega de potência para a carga durante essa etapa.

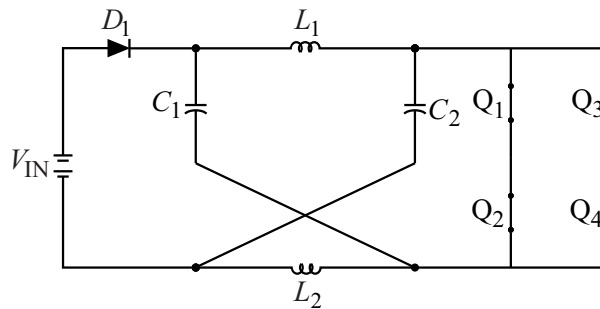


Figura 3.2: Conversor ZSI - período de *shoot-through*.

O circuito equivalente do conversor ZSI operando no período de *shoot-through* pode ser visualizado na Figura 3.3. Nele, pode-se notar que os capacitores estão associados em paralelo com os indutores, além disso, ocorre uma associação em série, do paralelo entre os capacitores e indutores.

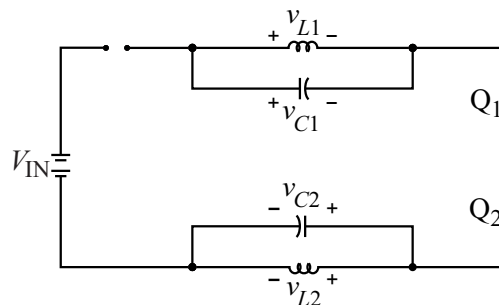


Figura 3.3: Circuito equivalente do conversor ZSI no período de *shoot-through*.

A tensão nos terminais dos indutores, em regime permanente é nula, dessa forma, a tensão sobre os capacitores são maiores ou iguais à tensão V_{IN} . Portanto, a tensão desenvolvida sobre a associação em série dos capacitores é, no mínimo, duas vezes o valor da tensão de entrada. Assim, o diodo D_1 fica polarizado inversamente, atuando como uma chave aberta.

Dessa forma, a variação da corrente que circula pelos terminais de cada indutor pode ser dada por:

$$\Delta i'_L = \frac{1}{L} \int_0^{T_0} V_L(t) dt, \quad (3.2)$$

$$\Delta i'_L = \frac{1}{L} T_0 V_C, \quad (3.3)$$

em que $\Delta i'_L$ representa a variação da corrente na indutância no intervalo de *shoot-through*; T_0 representa o intervalo de tempo destinado ao *shoot-through*; L representa a indutância da malha Z; V_L representa a tensão na indutância da malha Z e V_C representa a tensão no capacitor da malha Z.

b) Período de Vetor Ativo:

O período de vetor ativo ou etapa *buck* é o subintervalo, do período de chaveamento, em que é aplicada tensão aos terminais da carga por meio de modulação senoidal. O conversor ZSI operando no subintervalo de vetor ativo pode ser visualizado na Figura 3.4.

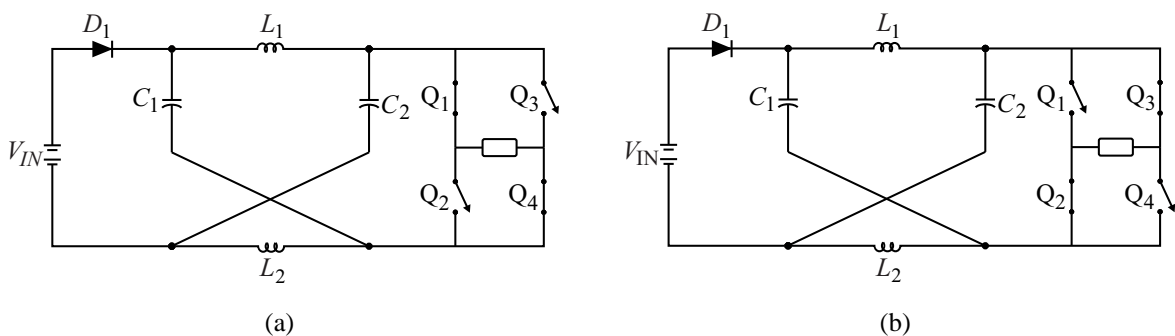


Figura 3.4: Período de vetor ativo: (a) Aplicação de tensão positiva sobre a carga; (b) Aplicação de tensão negativa sobre a carga.

Uma modulação senoidal convencional é utilizada durante o subintervalo destinado a aplicar tensão sobre a carga. Portanto as chaves do conversor ZSI são acionadas de modo a prover uma tensão senoidal na saída. Na Figura 3.4(a), as chaves Q1 e Q4 do conversor são acionadas, enquanto as chaves Q2 e Q3 ficam desligadas, dessa forma uma tensão positiva é aplicada sobre a carga. Na Figura 3.4(b), as chaves Q1 e Q4 são desligadas e as chaves Q2 e Q3 passam a ser acionadas, dessa forma é aplicada uma tensão negativa sobre a carga.

O circuito equivalente do conversor operando no período de vetor ativo pode ser visualizado na Figura 3.5.

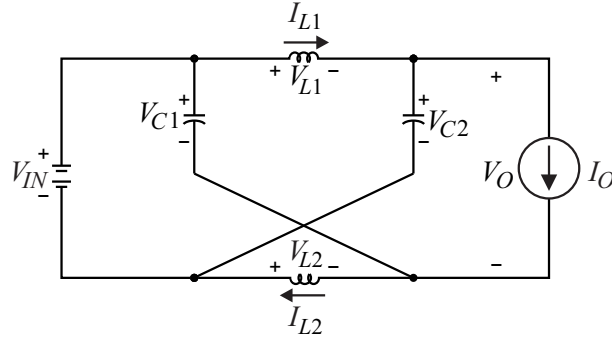


Figura 3.5: Conversor ZSI operando no período de vetor ativo.

No circuito equivalente da Figura 3.5, as chaves do conversor e a carga são substituídas por uma fonte de corrente CC, representando a corrente de carga. Por meio de uma análise de malhas, pode-se notar que a tensão aplicada aos terminais do indutor da malha Z é dada por:

$$V_L = V_{IN} - V_C \quad (3.4)$$

Dessa forma, a variação da corrente no indutor da malha Z durante o período de *shoot-through* pode ser dada por:

$$\Delta i_L'' = \frac{1}{L} \int_{T_0}^{T_s} V_L(t) dt, \quad (3.5)$$

$$\Delta i_L'' = \frac{1}{L} (V_{IN} - V_C) (T_s - T_0), \quad (3.6)$$

em que $\Delta i_L''$ representa a variação da corrente na indutância no intervalo de vetor ativo e V_{IN} representa a tensão de alimentação na entrada da malha Z.

A fim de obter o balanço de energia nos terminais do indutor, para todo o período de chaveamento, deve-se considerar que a variação da corrente no indutor durante o subintervalo de *shoot-through*, deve ser igual à variação da corrente no indutor durante o subintervalo de vetor ativo. Dessa forma tem-se a seguinte equação:

$$\Delta i_L' + \Delta i_L'' = 0 \quad (3.7)$$

Substituindo as Equações (3.3) e (3.6) na Equação (3.7), pode-se obter a expressão que relaciona, em regime permanente, a tensão nos terminais do capacitor e a tensão na entrada da malha Z em função da razão de *shoot-through* expressa por:

$$\frac{V_C}{V_{IN}} = \frac{1 - \Theta}{1 - 2\Theta} = B, \quad (3.8)$$

sendo B o ganho de tensão da entrada para a saída da malha Z e Θ a relação de *shoot-*

through em um período de chaveamento.

A relação de *shoot-through* em um período de chaveamento (Θ), é dada por:

$$\Theta = \frac{T_0}{T_s} \quad (3.9)$$

Para uma melhor análise do princípio de funcionamento do conversor ZSI será considerado uma topologia mais simplificada do conversor em que as quatro chaves do conversor monofásico são substituídas por uma única chave, responsável por executar o *shoot-through* ou aplicar a tensão na saída da malha Z. A topologia simplificada do conversor ZSI pode ser visualizada na Figura 3.6.

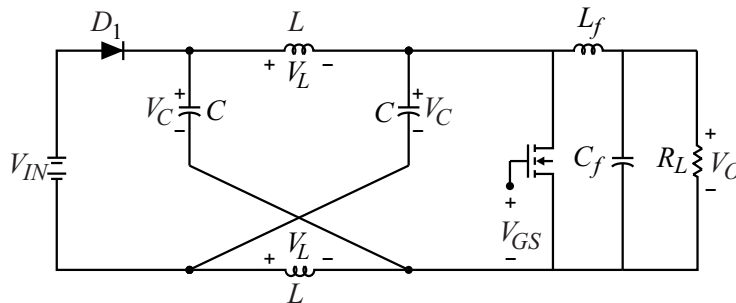


Figura 3.6: Topologia simplificada do conversor ZSI.

As formas de onda decorrentes de análises teóricas nos componentes do conversor ZSI são apresentadas na Figura 3.7. Na Figura 3.7(a) pode-se verificar o sinal de acionamento das chaves do conversor. No intervalo $[0, \Theta T_s]$ a chave é acionada provocando o *shoot-through*. No intervalo $[\Theta T_s, T_s]$ a chave é aberta, sendo a tensão na saída da malha Z aplicada sobre a carga. Na Figura 3.7(b), pode-se visualizar a tensão sobre os terminais do indutor. No intervalo $[0, \Theta T_s]$, a tensão no indutor é igual à tensão do capacitor. No intervalo $[\Theta T_s, T_s]$, a tensão sobre o indutor é igual a $(V_{IN} - V_C)/L$. Na Figura 3.7(c), pode-se visualizar a corrente sobre o indutor. A corrente no indutor é composta por um valor médio superposta de um *ripple* que é função das tensões aplicadas sobre a indutância, bem como o próprio valor da indutância. Na Figura 3.7(d), pode-se visualizar a corrente na chave S. No intervalo $[0, \Theta T_s]$, a corrente I_s é a corrente de *shoot-through*. No intervalo $[\Theta T_s, T_s]$, a corrente da chave é nula. Na Figura 3.7(e), pode-se visualizar a tensão sobre o diodo D_1 . No intervalo $[0, \Theta T_s]$, a tensão sobre o diodo é dada por $(V_{IN} - 2V_C)$. No intervalo $[\Theta T_s, T_s]$, a tensão sobre o diodo é nula.

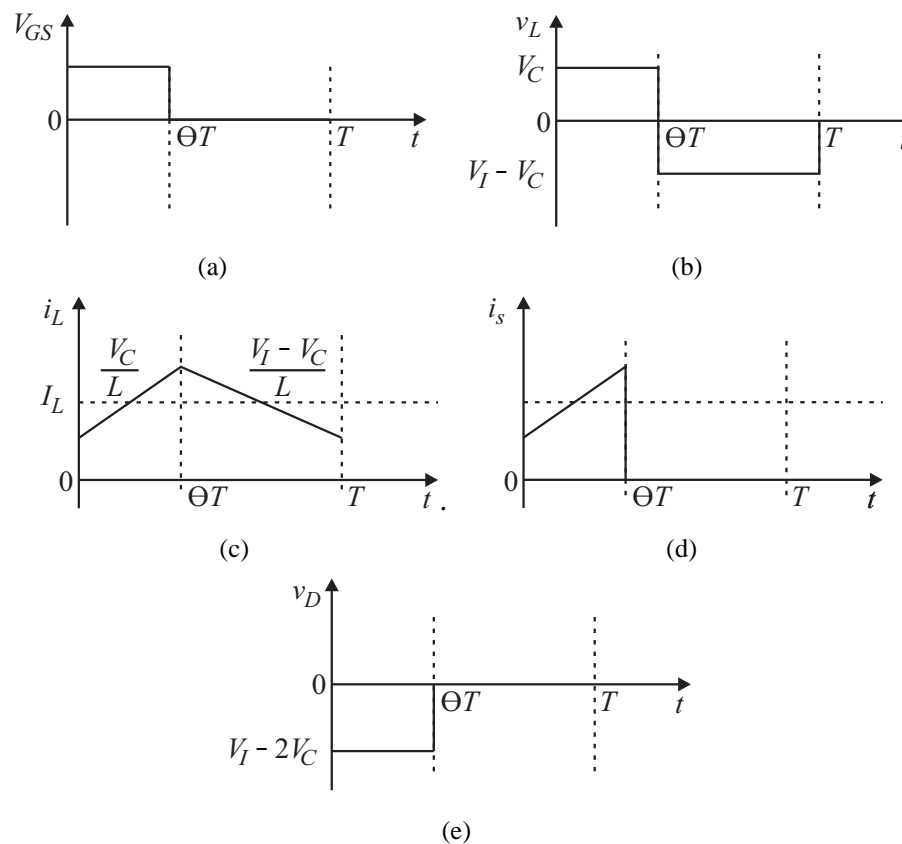


Figura 3.7: Formas de onda teóricas nos componentes do conversor ZSI: (a) Comando das chaves; (b) Tensão no indutor; (c) Corrente no indutor; (d) Corrente do diodo; (e) Tensão no diodo.

3.2 Projeto da Malha Z

Semelhante à maioria dos demais conversores que utilizam indutores como elementos transferidores de energia, o projeto da malha de impedância no conversor ZSI, consiste em dimensionar um indutor cujo valor mínimo seja capaz de impedir que o conversor opere no Modo de Condução Descontínua, ou seja, o conversor deve sempre operar no Modo de Condução Contínua, a fim de que as relações matemáticas obtidas sejam sempre válidas.

As análises que se seguem para o projeto dos elementos da malha Z são contribuições deste trabalho e são baseadas na Figura 3.8

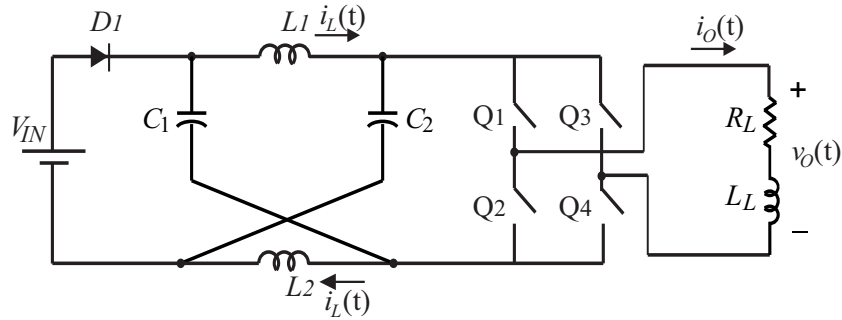


Figura 3.8: Conversor ZSI monofásico alimentando uma carga em modo isolado.

3.2.1 Projeto dos indutores da malha Z

Para a determinação do cálculo dos indutores da malha Z, será considerado o princípio de conservação de energia no conversor, onde a potência na entrada, proveniente da fonte primária V_{IN} é totalmente entregue aos terminais da carga na tensão $v_o(t)$.

Observando-se o lado CA do conversor, verifica-se que a tensão $v_o(t)$ e a corrente $i_o(t)$ na carga têm suas componentes fundamentais expressas matematicamente de acordo com as Equações:

$$v_o(t) = V_m \cos(\omega t), \quad (3.10)$$

$$i_o(t) = I_m \cos(\omega t - \varphi), \quad (3.11)$$

Dessa forma, a potência total instantânea nos terminais da carga é dada pelo produto entre a tensão $v_o(t)$ e a corrente $i_o(t)$ e pode ser expressa matematicamente de acordo com a Equação (3.12).

$$p_o(t) = \frac{1}{2} V_m I_m \cos(\varphi) + \frac{1}{2} V_m I_m \cos(2\omega t - \varphi), \quad (3.12)$$

A potência ativa da carga é a parcela referente ao primeiro termo da soma na Equação (3.12), designada por P_{CA} . Portanto, a corrente de pico na carga pode ser expressa em função da potência ativa da carga da seguinte forma:

$$I_m = \frac{2P_{CA}}{V_m \cos(\varphi)}, \quad (3.13)$$

De igual modo, observando-se o lado CC do conversor, verifica-se que a corrente no indutor pode ser obtida a partir de dois instantes distintos, isto é, o período em que o conversor atua no modo de *shoot-through* e o período em que ele atua no modo de vetor ativo. Desta forma:

$$i_L(t) = i_L(t)|_{shoot-through} + i_L(t)|_{vetor-ativo}, \quad (3.14)$$

A corrente instantânea no indutor pode ser expressa de acordo com a Equação (3.15)

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^{t_{st}} v_c(t) dt + \frac{1}{L} \int_{t_{st}}^{T_s} (V_{IN} - v_c(t)) dt, \quad (3.15)$$

O valor médio da corrente do indutor pode ser obtido como se segue:

$$I_L = \overline{i_L}(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_L(t) dt = \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{L} \int_0^{t_{st}} i_L(t) dt + \frac{1}{L} \int_{t_{st}}^{T_s} i_L(t) dt \right], \quad (3.16)$$

Desenvolvendo-se a Equação (3.16), pode-se demonstrar que a corrente média no indutor pode ser expressa matematicamente por:

$$I_L = \frac{V_{IN}}{2f_s L}, \quad (3.17)$$

No entanto para que haja a conservação de potência no conversor, é necessário que a corrente média no lado CC seja igual à corrente máxima no lado CA. Desta forma igualam-se as Equações (3.13) e (3.17).

Assim sendo, obtém-se uma expressão para o cálculo do indutor da malha Z, operando em regime permanente senoidal, em função dos parâmetros da carga tais como potência ativa, tensão e fator de potência, bem como a tensão de entrada V_{IN} e a frequência de chaveamento f_s . Portanto, o dimensionamento do indutor é dado pela Equação (3.18).

$$L(\varphi)_{crit} = \frac{V_{IN} V_m \cos(\varphi)}{4P_{CA} f_s}, \quad (3.18)$$

O valor do indutor a ser utilizado, denominado L_{proj} , deve ser maior que o indutor do caso crítico, $L(\varphi)_{crit}$.

3.2.2 Projeto dos capacitores da malha Z

O projeto dos capacitores da malha Z deve garantir que os mesmos possuam capacitância adequada para armazenamento e transferência de energia a fim de garantir a correta tensão no barramento CC do conversor. Para tanto, será considerado que os capacitores da malha Z devem garantir a tensão correta para cada ciclo de senóide da componente fundamental da tensão na carga. Portanto, será utilizada a expressão que define a capacitância de um capacitor em função da tensão entre seus terminais (V) e a quantidade de carga armazenada por ele (Q), dada por:

$$C = \frac{Q}{V}, \quad (3.19)$$

Reescrevendo-se a Equação (3.19) em termos da corrente máxima na carga, bem como a tensão máxima na carga e o período da senóide fundamental, tem-se:

$$C = \frac{I_m \cdot \Delta T}{V_m}, \quad (3.20)$$

Substituindo-se a Equação (3.13) na Equação (3.20) e rearranjando, obtém-se a expressão que determina os capacitores da malha Z em função dos parâmetros da carga tais como potência ativa, tensão e fator de potência, bem como o período da senóide ΔT :

$$C(\varphi) = \frac{2P_{CA} \cdot \Delta T}{V_m^2 \cdot \cos(\varphi)}, \quad (3.21)$$

3.3 Modulação Utilizada

A técnica de modulação utilizada para acionar o conversor ZSI, neste trabalho é conhecida como Controle de *Boost* Simples. Essa foi a primeira técnica utilizada para acionar as chaves de um conversor ZSI, proposta por Peng (2003).

A técnica de controle de *Boost* Simples pode ser utilizada para acionar um VSI monofásico, visto que ela não depende integralmente do período de vetor nulo. A seguir serão apresentadas formas de acionar as chaves de potência do conversor oriundas da técnica de modulação *Boost* Simples, além de uma técnica de modulação proposta, como contribuição deste trabalho, denominada Z-PWM, que visa eliminar a necessidade de uma lógica combinacional para acionar as chaves do conversor, e que apresenta ainda uma redução do número de chaveamentos se comparada às técnicas tradicionais, reduzindo assim, perdas por chaveamento no conversor e elevando a eficiência do mesmo.

3.3.1 *Boost* Simples Tipo 1 - BS1

Essa técnica utiliza três sinais de referência para a geração dos sinais PWMs. As referências para a geração do *shoot-through* permanecem as mesmas, isto é, as linhas retas denominadas V_p e V_n . No entanto, para a geração da tensão senoidal na saída do conversor, faz-se necessário a utilização de um único sinal de referência senoidal.

O esquema de geração dos sinais PWMs na técnica de *Boost* Simples aplicada a um ZSI monofásico é ilustrado na Figura 3.9.

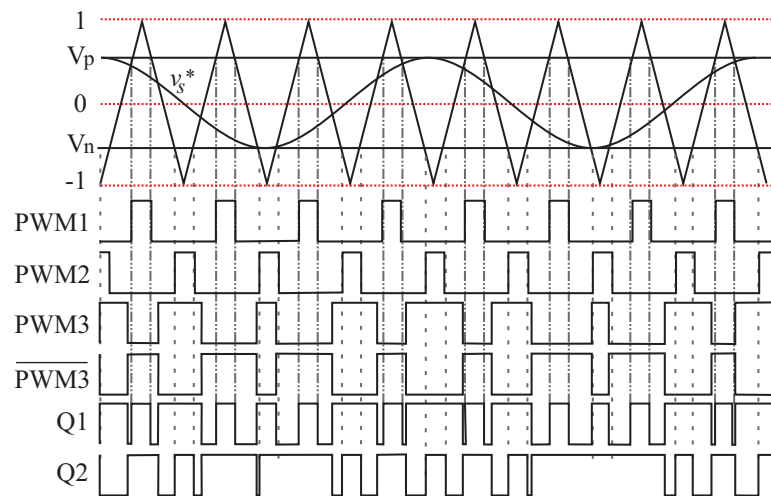


Figura 3.9: Técnica de modulação *Boost* Simples Tipo 1 - BS1 - aplicada a um ZSI monofásico.

No esquema da Figura 3.9, o sinal PWM1 é posto em nível lógico alto, sempre que a portadora triangular é maior que o sinal V_p . O sinal PWM2 é posto em nível lógico alto sempre que a portadora triangular é menor que o sinal V_n . O sinal PWM3 é gerado a partir da comparação da portadora triangular e o sinal de referência senoidal. O sinal $\overline{PWM3}$ é complementar ao sinal PWM3. A partir de um circuito lógico combinacional são gerados os sinais Q1 e Q2, que irão acionar as chaves do conversor.

Nessa técnica de modulação o tempo de aplicação de estados *Shoot-Through* é constante em cada período de chaveamento. Devido à existência dos estados de *Shoot-Through* as chaves do conversor são acionadas duas vezes em cada período de chaveamento, enquanto que no VSI convencional, cada chave comuta seu estado apenas uma vez por período de chaveamento.

O acionamento das chaves de potência é realizado mediante o processamento dos sinais PWM por um circuito lógico combinacional. A lógica combinacional para o acionamento das chaves é apresentada na Tabela Verdade 3.1.

Tabela 3.1: Modulação BS1 - Sequência lógica de acionamento das chaves.

PWM1	PWM2	PWM3	Q1,Q4	Q2,Q3
0	0	0	0	1
0	0	1	1	0
0	1	0	1	1
0	1	1	1	1
1	0	0	1	1
1	0	1	1	1
1	1	0	1	1
1	1	1	1	1

A lógica combinacional dos acionamentos das chaves é determinada pelas Equações (3.22) e (3.23).

$$Q1, Q4 = PWM1 + PWM2 + PWM3. \quad (3.22)$$

$$Q2, Q3 = PWM1 + PWM2 + \overline{PWM3}. \quad (3.23)$$

3.3.2 Boost Simples Tipo 2 - BS2

Essa técnica de modulação é semelhante à técnica *Boost* Simples Tipo 1, e apresenta as mesmas referências V_p e V_n para aplicação de *Shoot-Through*, no entanto a tensão senoidal na saída do conversor é sintetizada a partir do deslocamento de fase (do inglês, *Phase-Shifting*) de 180 graus entre dois sinais de referências senoidais (HUANG et al., 2006). Nesta técnica são gerados quatro sinais PWM. O sinal PWM1 possui nível lógico alto quando a portadora triangular for maior que V_p . O sinal PWM2 possui nível lógico alto quando a portadora triangular for menor que V_n . O sinal PWM3 é obtido a partir da comparação tradicional entre a portadora triangular e a referência senoidal V_s . O sinal PWM4 é obtido a partir da comparação tradicional entre a portadora triangular e a referência senoidal defasada V_{s2} . A técnica de modulação BS2 pode ser implementada conforme ilustrado na figura 3.10

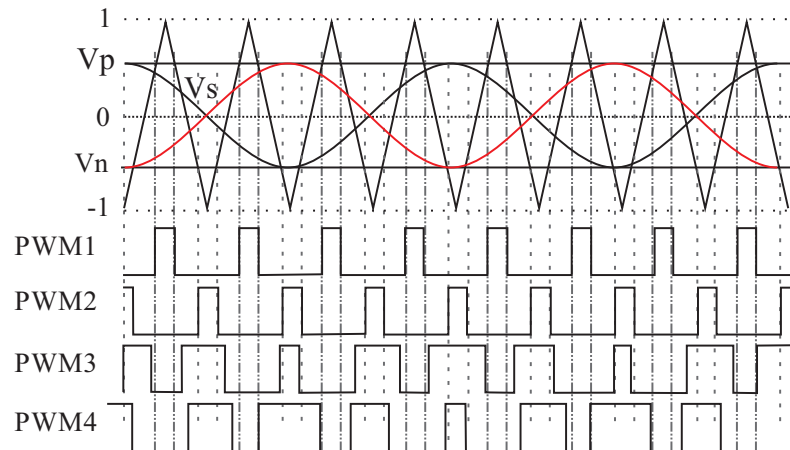


Figura 3.10: Técnica de modulação *Boost* Simplex Tipo 2 - BS2 - aplicada a um ZSI monofásico.

Semelhante à técnica BS1, o acionamento das chaves de potência é realizado mediante o processamento dos sinais PWM por um circuito lógico combinacional. A lógica combinacional para o acionamento das chaves é apresentada na Tabela Verdade 3.2.

Tabela 3.2: Modulação BS2 - Sequência lógica de acionamento das chaves.

PWM1	PWM2	PWM3	PWM4	Q1	Q2	Q3	Q4
1	X	X	X	1	1	1	1
X	1	X	X	1	1	1	1
0	0	0	0	0	1	0	1
0	0	0	1	0	1	1	0
0	0	1	0	1	0	0	1
0	0	1	1	1	0	1	0

A lógica combinacional dos acionamentos das chaves é determinada pelas Equações (3.24) a (3.27).

$$Q1 = PWM1 + PWM2 + PWM3. \tag{3.24}$$

$$Q2 = PWM1 + PWM2 + \overline{PWM3}. \tag{3.25}$$

$$Q3 = PWM1 + PWM2 + PWM4. \tag{3.26}$$

$$Q4 = PWM1 + PWM2 + \overline{PWM4}. \tag{3.27}$$

3.3.3 Boost Simples Tipo 3 - BS3

A técnica de modulação *Boost Simples Tipo 3 - BS3* - é semelhante à técnica BS2, e possui os mesmos sinais de referência para *Shoot-Through* e para a aplicação de tensão senoidal na carga. A diferença entre elas encontra-se na forma de aplicação de *Shoot-Through*. Enquanto na técnica BS2, o *Shoot-Through* é realizado acionando-se as quatro chaves de potência simultaneamente, na técnica BS3, o *Shoot-Through* é realizado acionando-se apenas duas chaves no mesmo braço e as outras chaves permanecem em estados quaisquer.

$$Q1 = \overline{PWM1} + PWM3. \quad (3.28)$$

$$Q2 = \overline{PWM3}. \quad (3.29)$$

$$Q3 = PWM4. \quad (3.30)$$

$$Q4 = PWM2 + \overline{PWM4}. \quad (3.31)$$

3.3.4 Modulação proposta - Z-PWM

A técnica de modulação proposta nesse trabalho é baseada na tradicional modulação senoidal aplicada aos inversores fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Inverter - VSI*). O estado de *shoot through* é realizado alterando-se o instante de comutação das chaves. No primeiro semi-ciclo de chaveamento a transição das chaves Q1 e Q4 é atrasada, ainda nesse semi-ciclo a transição das chaves Q2 e Q3 é antecipada por um mesmo intervalo de tempo. No segundo semi-ciclo ocorre uma inversão. O instante de transição das chaves Q1 e Q4 é antecipado e o instante de transição das chaves Q2 e Q3 é atrasado pelo mesmo intervalo de tempo.

A antecipação ou o retardo na transição da chave é obtido adicionando ou subtraindo um valor *offset* no sinal de referência. O valor do *offset* determinará o intervalo de tempo de aplicação do *shoot through*.

Os sinais de acionamento das chaves Q1 e Q4 são gerados conforme ilustrado na Figura 3.11. No primeiro semi-ciclo de chaveamento um incremento Δ no sinal de referência retardará a comutação das chaves por um intervalo de tempo $\Theta_1 = \Delta/4$, enquanto que no segundo semi-ciclo a comutação das chaves é antecipada por um intervalo de tempo $\Theta_2 = \Delta/4$.

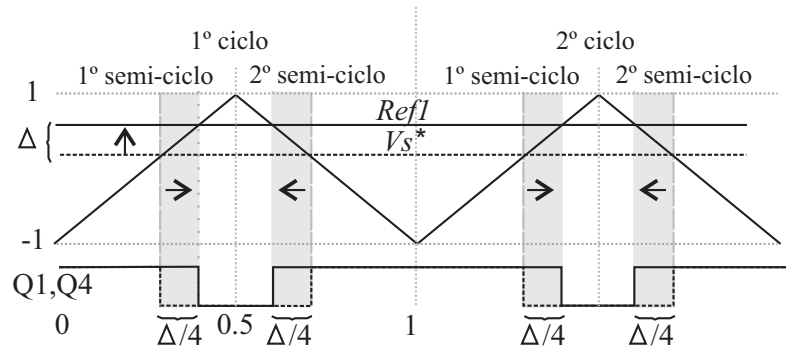


Figura 3.11: Geração dos sinais de acionamento das chaves Q1 e Q4.

Os sinais de acionamento das chaves Q2 e Q3 são gerados conforme ilustrado na Figura 3.12. No primeiro semi-ciclo de chaveamento um decremento Δ no sinal de referência antecipará a comutação das chaves por um intervalo de tempo $\Theta_3 = \Delta/4$, enquanto que no segundo semi-ciclo a comutação das chaves é atrasada por um intervalo de tempo $\Theta_4 = \Delta/4$.

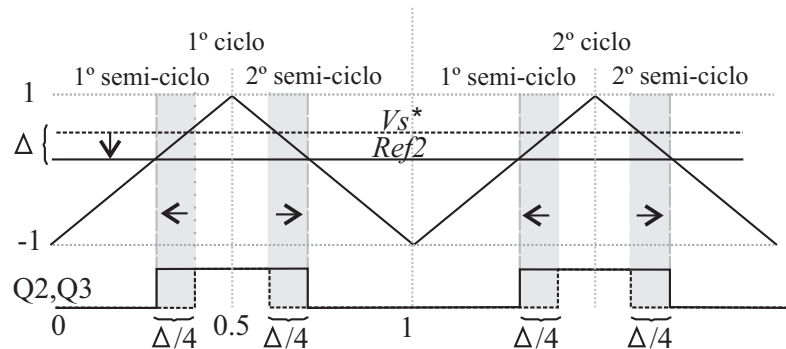


Figura 3.12: Geração dos sinais de acionamento das chaves Q2 e Q3.

Os sinais de acionamento das chaves Q1, Q2, Q3 e Q4 são mostrados na Figura 3.13, O intervalo total de *shoot through*, Θ , é definido pela Equação (3.32):

$$\Theta = \Theta_1 + \Theta_2 + \Theta_3 + \Theta_4, \quad (3.32)$$

o qual corresponde ao valor ao valor do *offset* Δ . Desta forma, o intervalo de tempo destinado a aplicação de *shoot through* é igualmente dividido nos dois semi-ciclos de chaveamento, não alterando o número de transições das chaves, se comparado ao VSI convencional.

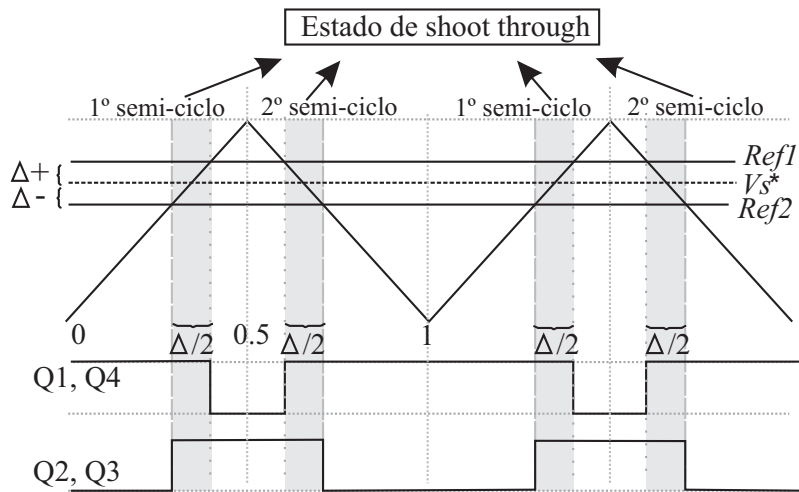


Figura 3.13: Sinais de gatilho da técnica de modulação proposta.

Para evitar a sobremodulação o sinal de referência Ref_1 não deve ser maior que o pico superior da portadora triangular, da mesma forma, o sinal Ref_2 não deve ser menor que o pico inferior da portadora triangular. O diagrama de blocos utilizado para a obtenção dos sinais de referência é apresentado na Figura 3.14. Primeiramente é definido a razão de *shoot through* (Θ) que será aplicado ao conversor, esse valor é multiplicado por $\alpha/4$, onde α é o coeficiente angular da portadora. O resultado dessa operação dá origem aos valores de *offset* adicionado à referência senoidal. Um índice de modulação modificado m' é definido pelo produto entre o índice modulação m e um fator de compressão $(1 - \Delta)$.

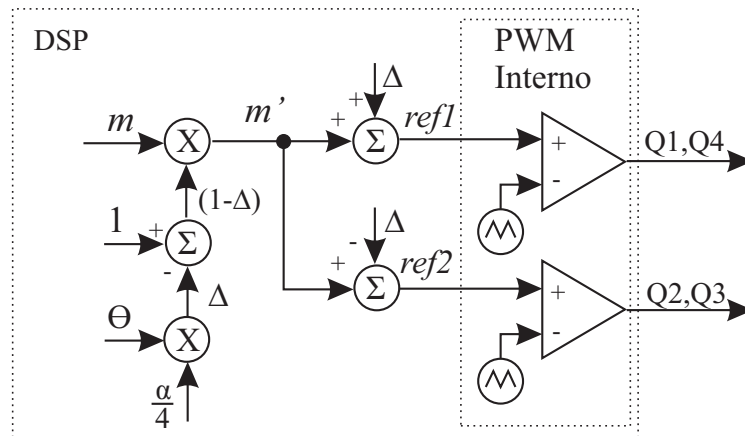


Figura 3.14: Diagrama de blocos para implementação da técnica de modulação Z-PWM.

3.4 Perdas por Chaveamento no diodo (30ETH06)

As perdas por chaveamento no diodo são calculadas de acordo com a Equação (3.33) presente em (MOHAN, 2003):

$$P = \frac{1}{2} I_{RRM} T_b V_d f_s, \quad (3.33)$$

onde I_{RRM} é o máximo pico negativo de corrente durante a polarização reversa; T_b , o tempo que a corrente leva para se extinguir, a partir do máximo negativo; V_d , a tensão de polarização reversa; f_s - número de transições por segundo.

No conversor fonte Z, a tensão de polarização reversa sobre o diodo é dada por:

$$V_d = V_{IN} - 2V_c, \quad (3.34)$$

Portanto, a equação que determina as perdas por chaveamento no diodo D_1 é dada por:

$$P = \frac{1}{2} I_{RRM} T_b (V_{IN} - 2V_c) f_s \quad (3.35)$$

3.5 Perdas nas chaves de potência (SKM 100GB123D)

As perdas por chaveamento nas chaves de potência são calculadas de acordo com a Equação (3.36) presente em (MOHAN, 2003):

$$P = \frac{1}{2} I_0 V_d (T_{d_on} + T_{d_off}) f_s, \quad (3.36)$$

onde I_0 é a corrente média de condução na chave; V_d , é a tensão sobre a chave; T_{d_on} é o tempo de comutação para o dispositivo conduzir; T_{d_off} , é o tempo de comutação para o dispositivo bloquear e f_s é a frequência de chaveamento.

Sabe-se que a tensão na chave é igual a tensão no barramento CC dada por:

$$V_d = 2V_c - V_{IN} \quad (3.37)$$

Portanto, a equação que determina as perdas por chaveamento nas chaves de potência é dada por:

$$P = \frac{1}{2} I_0 (2V_c - V_{IN}) (T_{d_on} + T_{d_off}) f_s \quad (3.38)$$

Os resultados das perdas no diodo D_1 e nas chaves de potência são apresentados na Tabela 3.3.

Tabela 3.3: Potência de perdas nos semicondutores

	Perda Diodo (W)	Perda Chaves de potência (W)	TOTAL (W)
BS1	3.753	3.600	7.353
BS2	6.109	7.191	13.300
BS3	7.162	3.595	10.757
Z-PWM	3.753	1.800	5.553

Os resultados apresentados na Tabela 3.3 foram validados com a utilização de um osciloscópio Agilent DSO-X 4024A.

De acordo como os resultados da Tabela 3.3 a técnica proposta, Z-PWM, apresenta menor perda total, seguido da técnica BS1 e a técnica de modulação BS2 apresentou a maior perda.

3.6 Eficiência do conversor ZSI para as modulações avançadas

Para o cálculo da eficiência do conversor foram utilizadas os valores nominais da carga resistiva e da corrente de carga, ambas obtidas experimentalmente. Além disso, foram utilizados os resultados apresentados na Tabela 3.3. Todos esses parâmetros foram inseridos na Equação (3.39), que calcula a eficiência do conversor para cada técnica de modulação apresentada nesse trabalho.

$$\eta = \frac{P_{util}}{P_{util} + P_{perdas}}, \quad (3.39)$$

onde $P_{util} = R_L I_L^2$. e P_{perdas} são os resultados apresentados na Tabela 3.4.

Dessa forma, os resultados dos cálculos da eficiência do conversor ZSI para cada técnica de modulação é apresentado na Tabela 3.4.

Tabela 3.4: Eficiência do conversor ZSI.

Modulação	Eficiência (%)
BS1	95.21%
BS2	91.33%
BS3	92.98%
Z-PWM	96.38%

Os resultados indicam que a técnica Z-PWM apresenta a maior eficiência, seguida da técnica BS1 e a técnica BS2 apresentou a menor eficiência.

o teste do conversor acionado pelas modulações expostas anteriormente, isto é, o intervalo de simulação e o passo de integração do programa foram os mesmos para todas as condições, excetuando-se os resultados obtidos para a tensão sobre as chaves de potência. As condições consideradas nas simulações estão apresentadas na Tabela 4.1 e os parâmetros dos elementos passivos, bem como a tensão de alimentação, V_{IN} , estão indicadas na Tabela 4.2

Tabela 4.1: Condições de simulação

Condição	Valor
$T_{inicial}$	0,2 s
T_{final}	0,25 s
T_{step}	0,1 μ s
Θ	0.333
f_s	10 kHz

Tabela 4.2: Parâmetros utilizados nos testes de simulação

Parâmetro	Valor
V_{IN}	155,8 V
L_1	1 mH
L_2	1 mH
C_1	540 μ F
C_2	540 μ F
L_{f1}	1 mH
L_{f2}	1 mH
C_f	5 μ F
Z_i	30 Ω
f_p	0,6
P_{carga}	1,0 kW

O conversor ZSI apresenta um agravante considerável decorrente de sua estrutura e princípio de funcionamento. Na transição da saída de um período de *shoot-through* para o início de um período de vetor ativo, verifica-se a ocorrência de sobre tensões nas chaves de potência, o que pode ocasionar a queima dessas chaves por elevações de tensão nos seus

terminais. A fim de analisar a influência da sobre tensão no desempenho do conversor, foram inseridas imperfeições nos capacitores da malha Z, conforme o diagrama da Figura 4.2. (DIGIKEY, 2016).

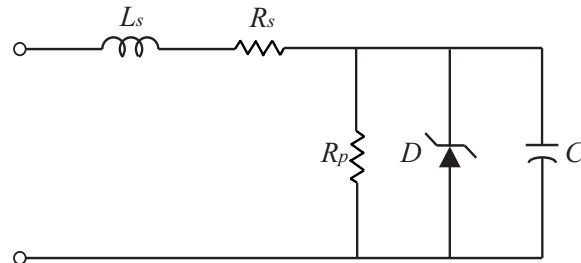


Figura 4.2: Modelo elétrico do capacitor

Os parâmetros adotados para os elementos que compõem o modelo do capacitor estão indicados na Tabela 4.3.

Tabela 4.3: Parâmetros do modelo elétrico do capacitor

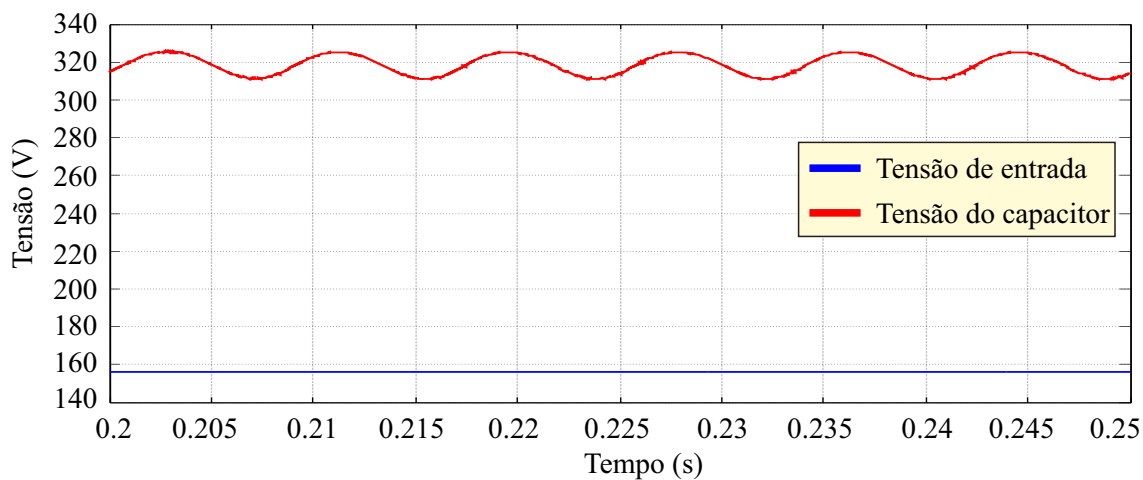
Parâmetro	Valor
L_s	50 η H
R_s	0,2 Ω
R_p	5,74 M Ω
C	540 μ F

4.1.1 Boost Simples tipo 1 - BS1

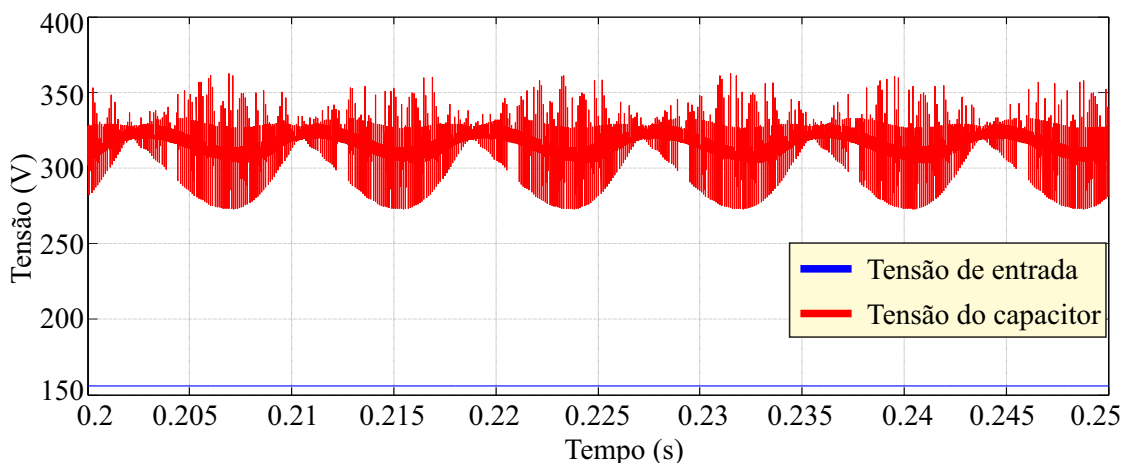
Na Figura 4.3(a) são apresentados os resultados da tensão de entrada V_{IN} e a tensão no capacitor da malha Z, considerando o modelo ideal do capacitor. A tensão da fonte de alimentação, V_{IN} , é de 155,8V e a tensão média sobre o capacitor da malha Z é de 318,5V. Portanto, a tensão no capacitor apresenta um ganho de, aproximadamente, duas vezes o valor da tensão de entrada, estando em conformidade com a Equação (3.8), considerando-se a relação de *shoot-through*, Θ , que determina o ganho de tensão da entrada para o capacitor da malha Z.

Na Figura 4.3(b) são apresentados os resultados da tensão de entrada V_{IN} e a tensão no capacitor da malha Z, considerando o modelo real do capacitor. A tensão da fonte de alimentação, V_{IN} , é de 155,8V e a tensão média sobre o capacitor da malha Z é de 314,4V. Portanto, a tensão no capacitor apresenta um ganho de, aproximadamente, duas vezes o

valor da tensão de entrada, estando em conformidade com a Equação (3.8), considerando-se a relação de *shoot-through*, Θ , que determina o ganho de tensão da entrada para o capacitor da malha Z.



(a)



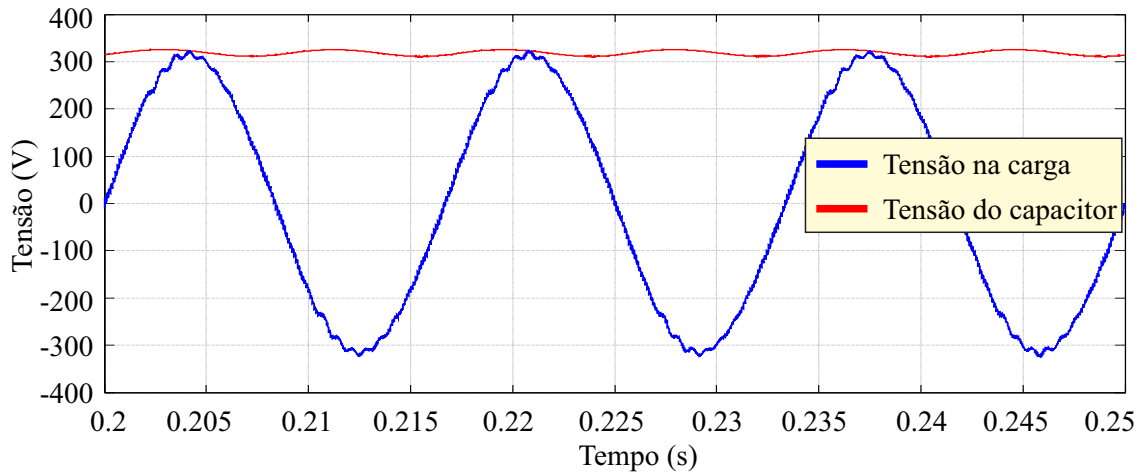
(b)

Figura 4.3: Tensão de entrada e tensão no capacitor da malha Z: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.

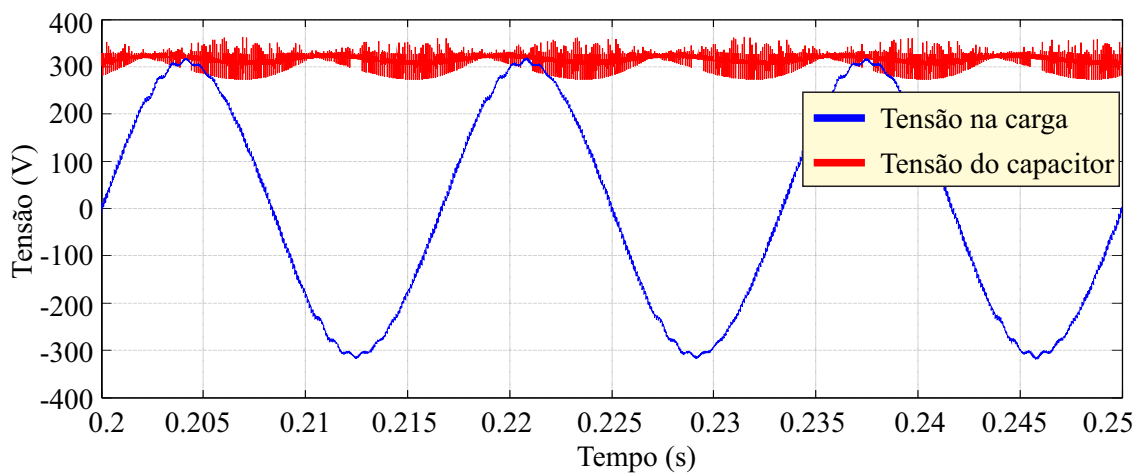
Na Figura 4.4(a) são apresentados os resultados da tensão no capacitor da malha Z e a tensão CA nos terminais da carga, considerando o modelo ideal do capacitor. A tensão eficaz sobre a carga é de 221,8V. Apresentando um desvio percentual de, aproximadamente, 0,8% em relação à tensão nominal de 220V.

Na Figura 4.4(b) são apresentados os resultados da tensão no capacitor da malha Z e a tensão CA nos terminais da carga, considerando o modelo real do capacitor. A tensão eficaz sobre a carga é de 218,4V. Apresentando um desvio percentual de, aproximadamente,

0,7% em relação à tensão nominal de 220V.



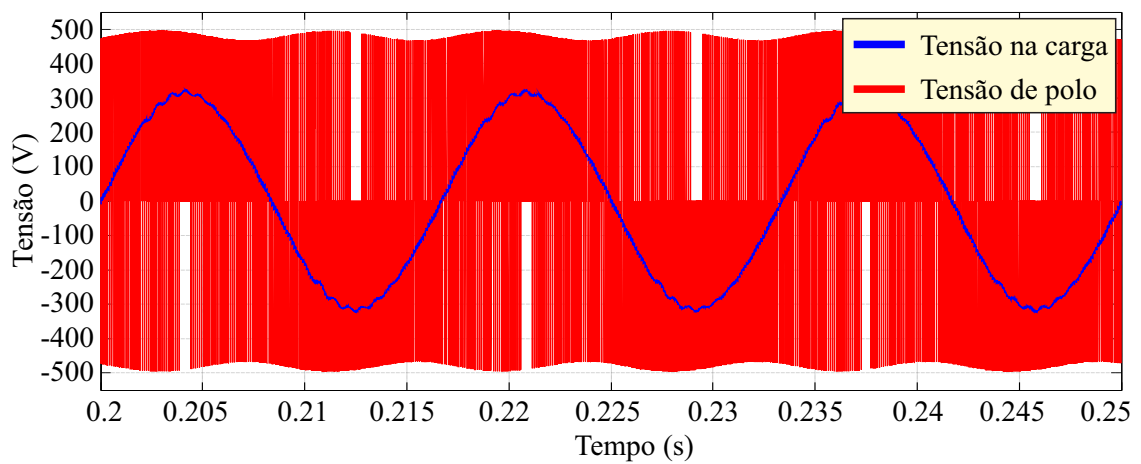
(a)



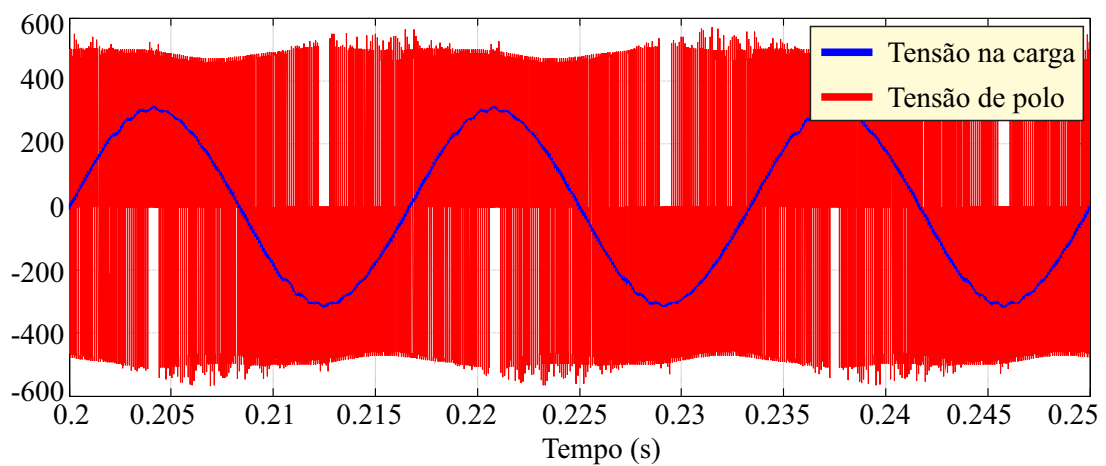
(b)

Figura 4.4: Tensão no capacitor da malha Z e tensão na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.

Nas Figuras 4.5(a) e 4.5(b) são apresentados os resultados da tensão de polo nos terminais de saída das chaves de potência e a tensão senoidal sobre a carga, considerando o modelo ideal e o modelo real do capacitor, respectivamente. Verifica-se que a tensão de polo é chaveada entre valores positivos e negativos, de mesma amplitude, em ambos os semi-ciclos positivos e negativos da senoide fundamental da tensão na carga. Além disso, nota-se que amplitude da tensão de polo é, aproximadamente, 60% maior que a tensão do capacitor da malha Z.



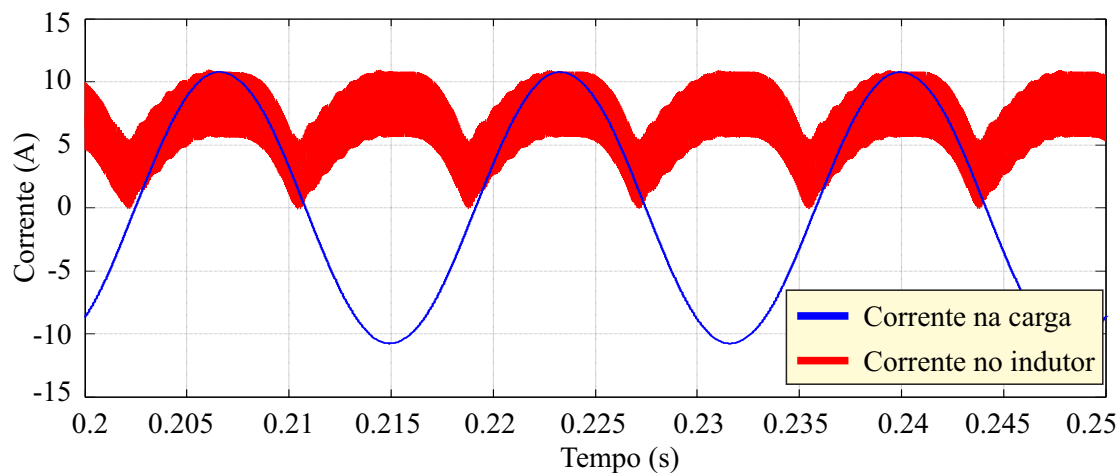
(a)



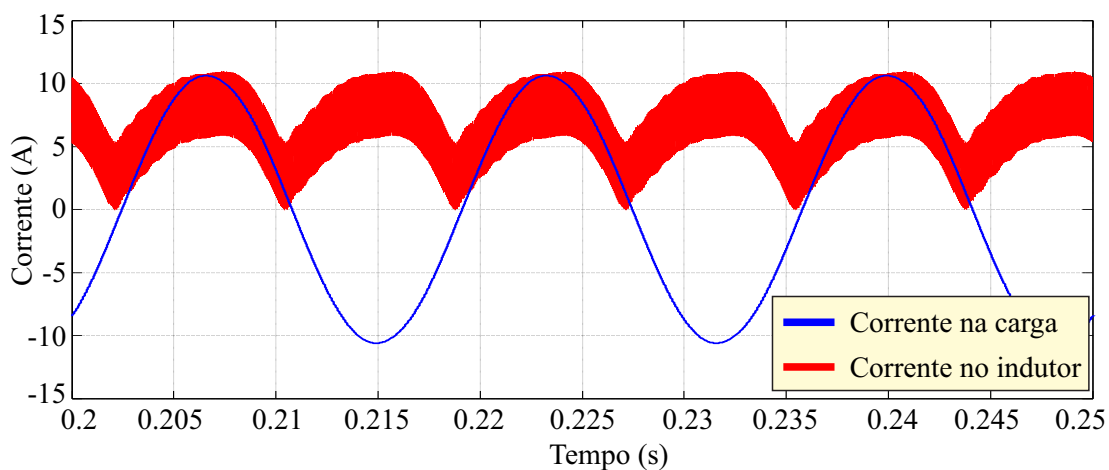
(b)

Figura 4.5: Tensão de polo e tensão na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.

Nas Figuras 4.6(a) e 4.6(b) são apresentados os resultados da corrente no indutor da malha Z e a corrente senoidal sobre a carga, considerando o modelo ideal e o modelo real do capacitor, respectivamente. Verifica-se que a corrente no indutor da malha Z possui uma forma de onda contínua pulsada com valor médio igual a 6,46A. O valor eficaz da corrente nos terminais da carga é igual a 7,52A.



(a)



(b)

Figura 4.6: Corrente no indutor da malha Z e corrente na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.

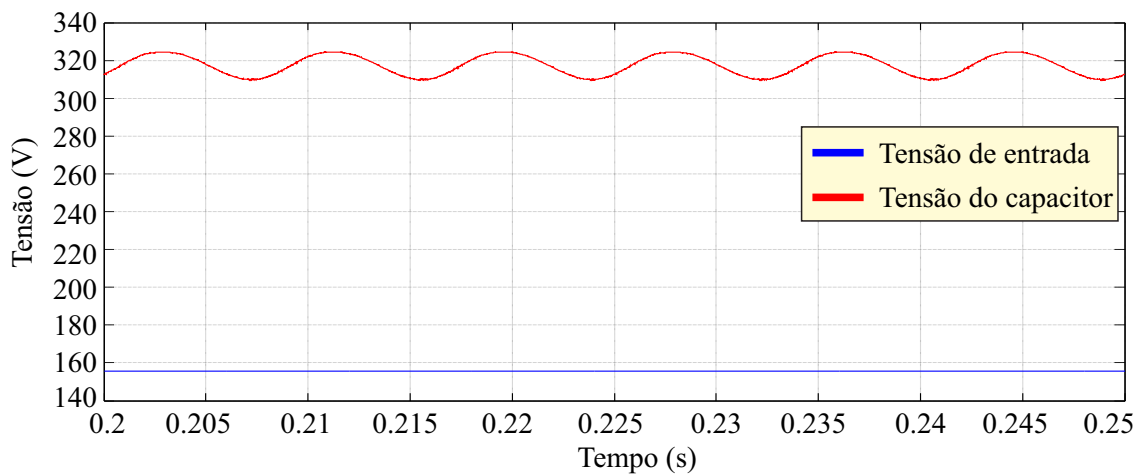
Os resultados apresentados nas Figuras 4.6(a) e 4.6(b), juntamente com os resultados apresentados nas Figuras 4.4(a) e 4.4(b), indicam que o princípio da conservação de potência no conversor ZSI foi obedecido, isto, é o produto da tensão de entrada, V_{IN} , pela corrente média no indutor, I_{L1} , é aproximadamente igual à parcela referente ao primeiro termo da soma na Equação (3.12), que corresponde à potência ativa da carga.

4.1.2 Boost Simples tipo 2 - BS2

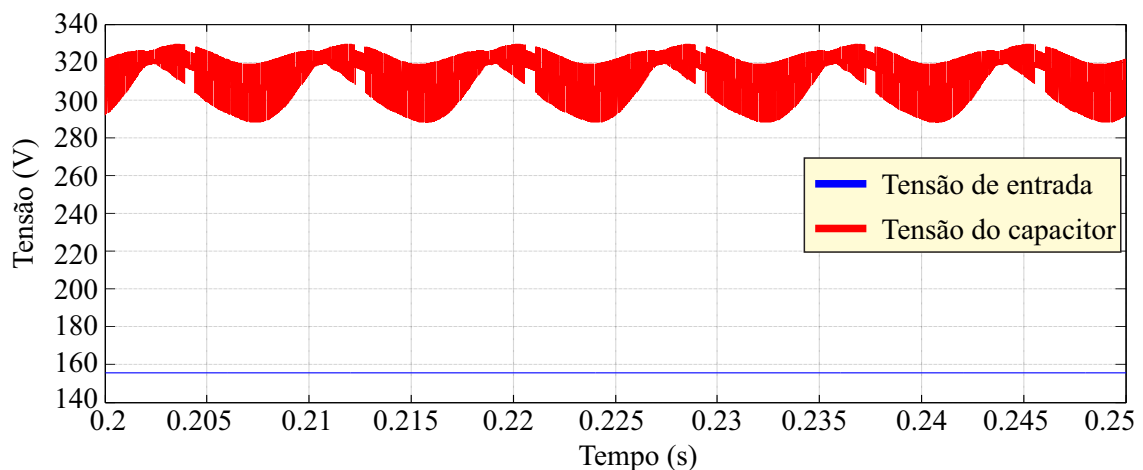
Na Figura 4.7(a) são apresentados os resultados da tensão de entrada V_{IN} e a tensão no capacitor da malha Z, considerando o modelo ideal do capacitor. A tensão da fonte de alimentação, V_{IN} , é de 155,8V e a tensão média sobre o capacitor da malha Z é de 317,5V.

Portanto, a tensão no capacitor apresenta um ganho de, aproximadamente, duas vezes o valor da tensão de entrada, estando em conformidade com a Equação (3.8), considerando-se a relação de *shoot-through*, Θ , que determina o ganho de tensão da entrada para o capacitor da malha Z.

Na Figura 4.7(b) são apresentados os resultados da tensão de entrada V_{IN} e a tensão no capacitor da malha Z, considerando o modelo real do capacitor. A tensão da fonte de alimentação, V_{IN} , é de 155,8V e a tensão média sobre o capacitor da malha Z é de 313,7V. Portanto, a tensão no capacitor apresenta um ganho de, aproximadamente, duas vezes o valor da tensão de entrada, estando em conformidade com a Equação (3.8), considerando-se a relação de *shoot-through*, Θ , que determina o ganho de tensão da entrada para o capacitor da malha Z.



(a)

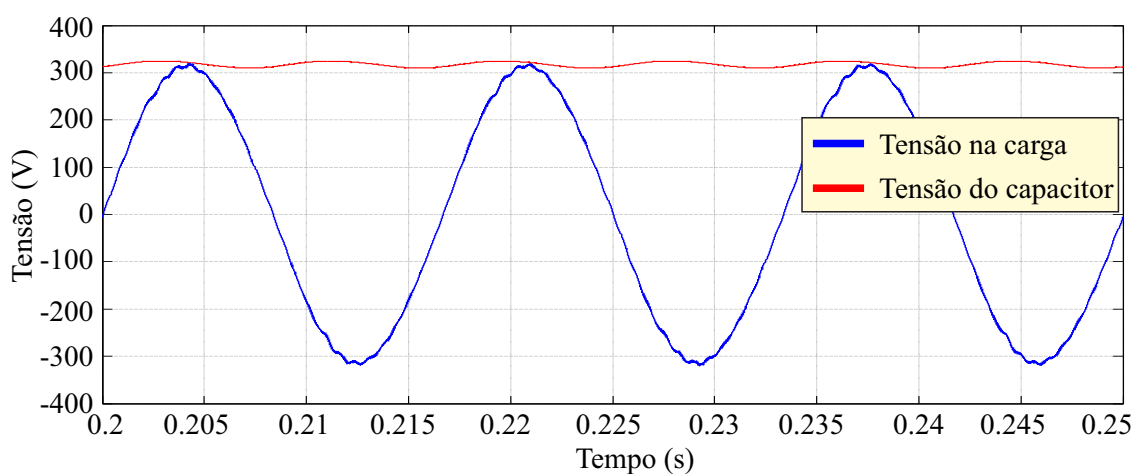


(b)

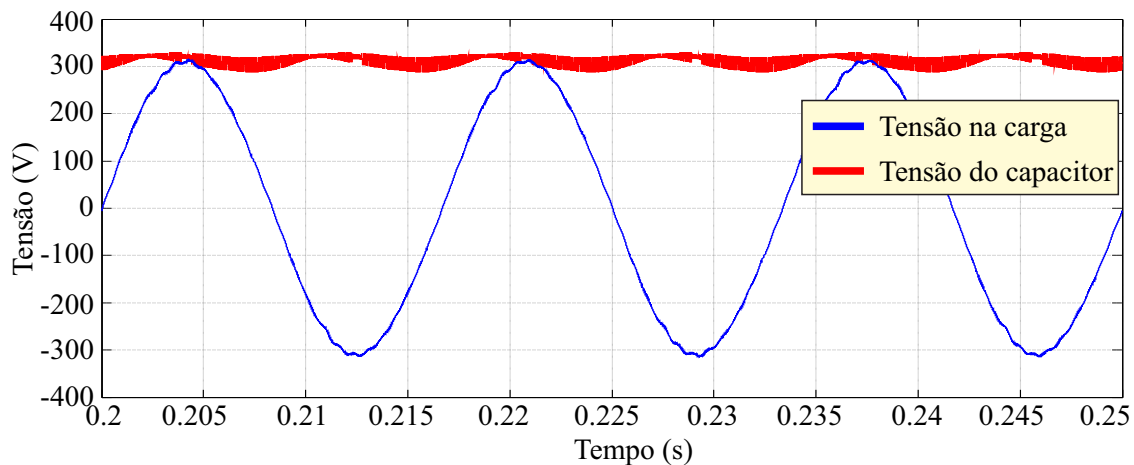
Figura 4.7: Tensão de entrada e tensão no capacitor da malha Z: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.

Na Figura 4.8(a) são apresentados os resultados da tensão no capacitor da malha Z e a tensão CA nos terminais da carga, considerando o modelo ideal do capacitor. A tensão eficaz sobre a carga é de 221,3V. Apresentando um desvio percentual de, aproximadamente, 0,8% em relação à tensão nominal de 220V.

Na Figura 4.8(b) são apresentados os resultados da tensão no capacitor da malha Z e a tensão CA nos terminais da carga, considerando o modelo real do capacitor. A tensão eficaz sobre a carga é de 218,3V. Apresentando um desvio percentual de, aproximadamente, 0,7% em relação à tensão nominal de 220V.



(a)

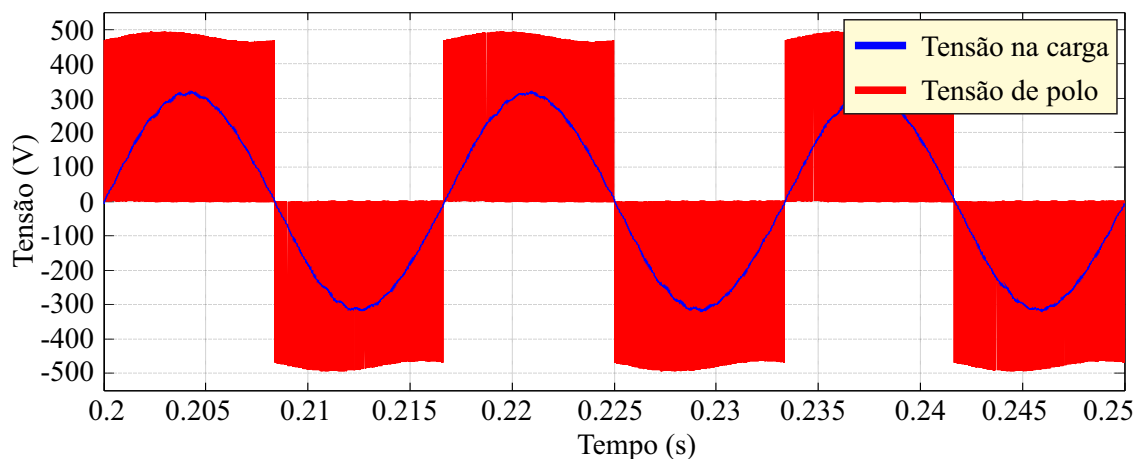


(b)

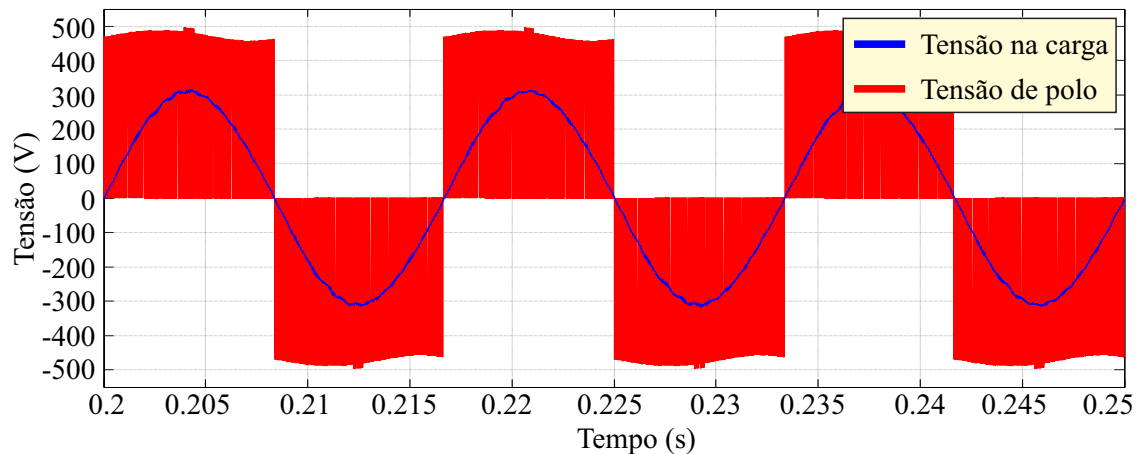
Figura 4.8: Tensão no capacitor da malha Z e tensão na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.

Nas Figuras 4.9(a) e 4.9(b) são apresentados os resultados da tensão de polo nos terminais de saída das chaves de potência e a tensão senoidal sobre a carga, considerando o

modelo ideal e o modelo real do capacitor, respectivamente. Verifica-se que a tensão de polo é chaveada entre valores positivos e zero, para compor os semi-ciclos positivos da senoide fundamental da tensão na carga e, chaveada entre valores negativos e zero para compor os semi-ciclos negativos da senoide fundamental da tensão na carga. Além disso, nota-se que amplitude da tensão de polo é, aproximadamente, 50% maior que a tensão do capacitor da malha Z.



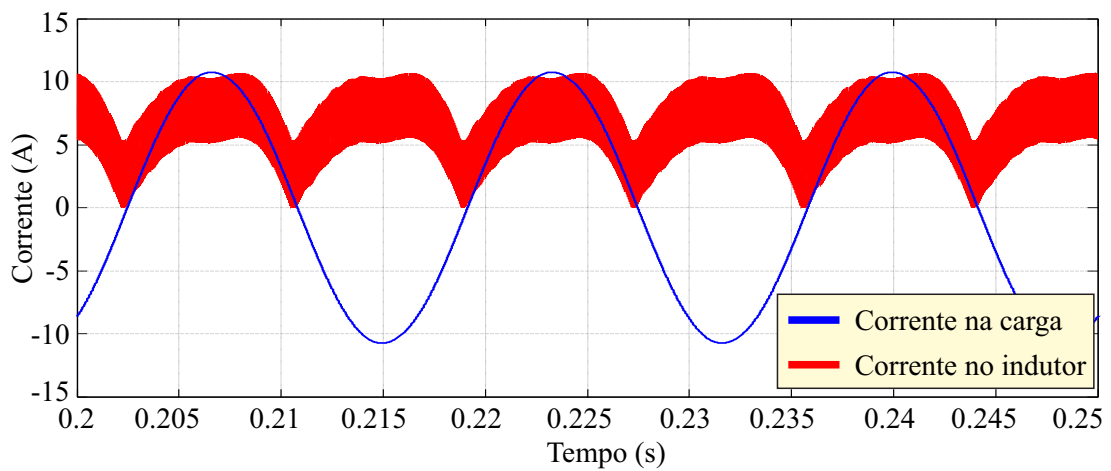
(a)



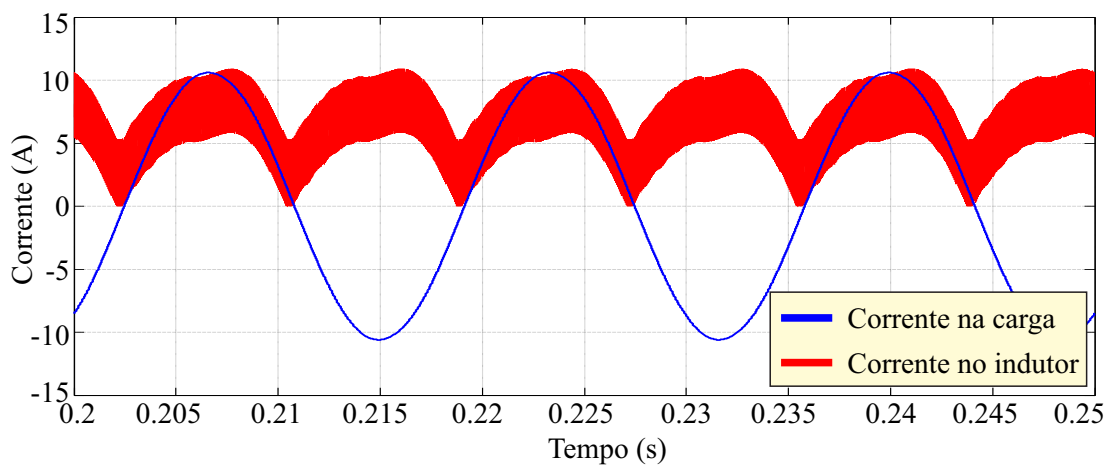
(b)

Figura 4.9: Tensão de polo e tensão na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.

Nas Figuras 4.10(a) e 4.10(b) são apresentados os resultados da corrente no indutor da malha Z e a corrente senoidal sobre a carga, considerando o modelo ideal e o modelo real do capacitor, respectivamente. Verifica-se que a corrente no indutor da malha Z possui uma forma de onda contínua pulsada com valor médio igual a 6,42A. O valor eficaz da corrente nos terminais da carga é igual a 7,52A.



(a)



(b)

Figura 4.10: Corrente no indutor da malha Z e corrente na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.

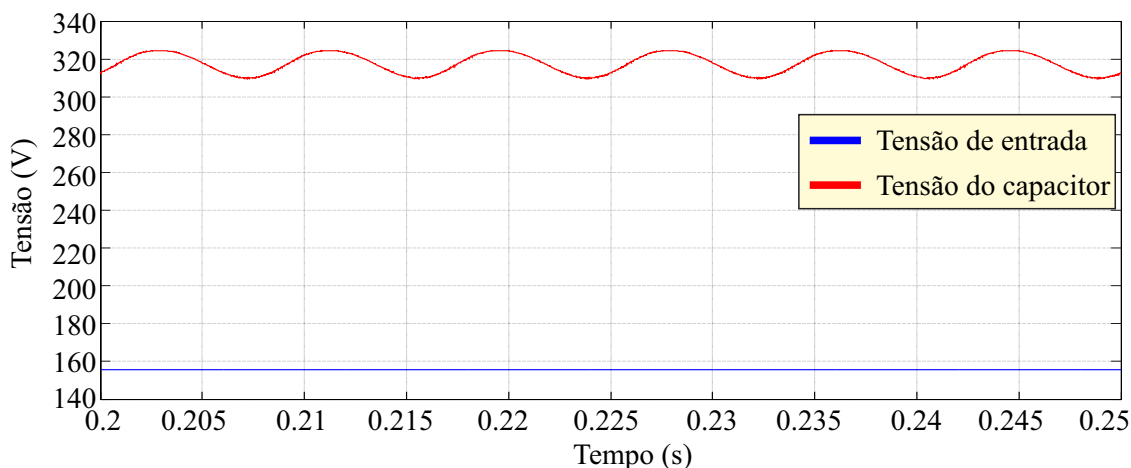
Os resultados apresentados nas Figuras 4.10(a) e 4.10(b), juntamente com os resultados apresentados nas Figuras 4.8(a) e 4.8(b), indicam que o princípio da conservação de potência no conversor ZSI foi obedecido, isto, é o produto da tensão de entrada, V_{IN} , pela corrente média no indutor, I_{L1} , é aproximadamente igual à parcela referente ao primeiro termo da soma na Equação (3.12), que corresponde à potência ativa da carga.

4.1.3 Boost Simples tipo 3 - BS3

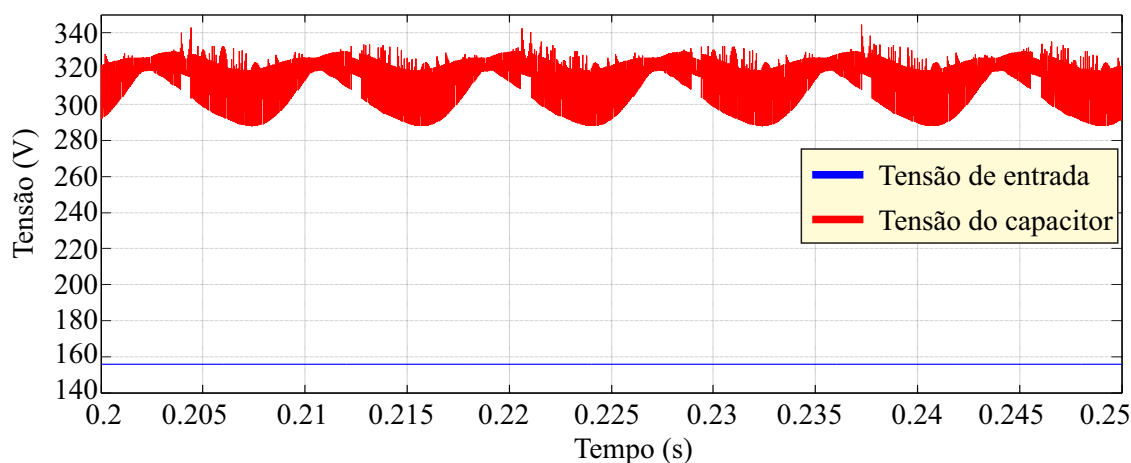
Na Figura 4.11(a) são apresentados os resultados da tensão de entrada V_{IN} e a tensão no capacitor da malha Z, considerando o modelo ideal do capacitor. A tensão da fonte de alimentação, V_{IN} , é de 155,8V e a tensão média sobre o capacitor da malha Z é de 317,5V.

Portanto, a tensão no capacitor apresenta um ganho de, aproximadamente, duas vezes o valor da tensão de entrada, estando em conformidade com a Equação (3.8), considerando-se a relação de *shoot-through*, Θ , que determina o ganho de tensão da entrada para o capacitor da malha Z.

Na Figura 4.11(b) são apresentados os resultados da tensão de entrada V_{IN} e a tensão no capacitor da malha Z, considerando o modelo real do capacitor. A tensão da fonte de alimentação, V_{IN} , é de 155,8V e a tensão média sobre o capacitor da malha Z é de 313,7V. Portanto, a tensão no capacitor apresenta um ganho de, aproximadamente, duas vezes o valor da tensão de entrada, estando em conformidade com a Equação (3.8), considerando-se a relação de *shoot-through*, Θ , que determina o ganho de tensão da entrada para o capacitor da malha Z.



(a)

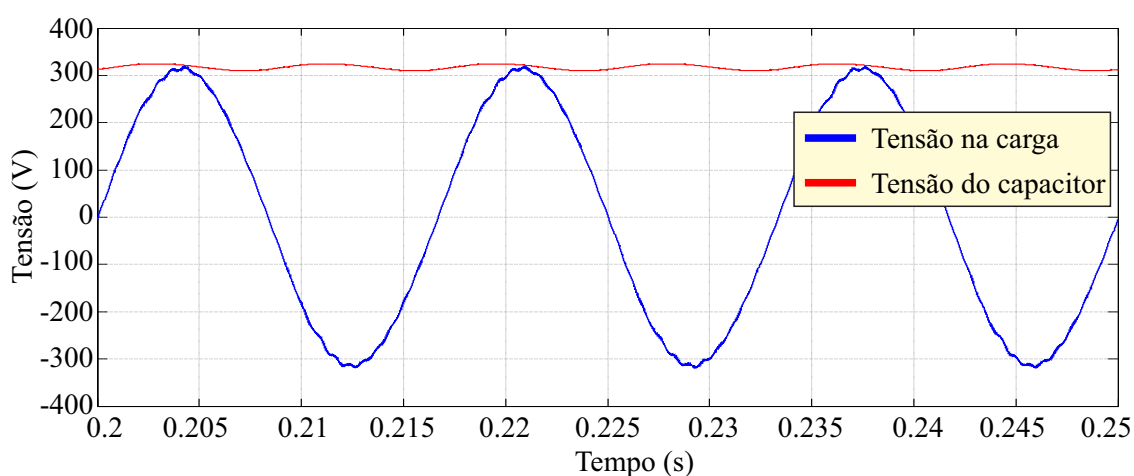


(b)

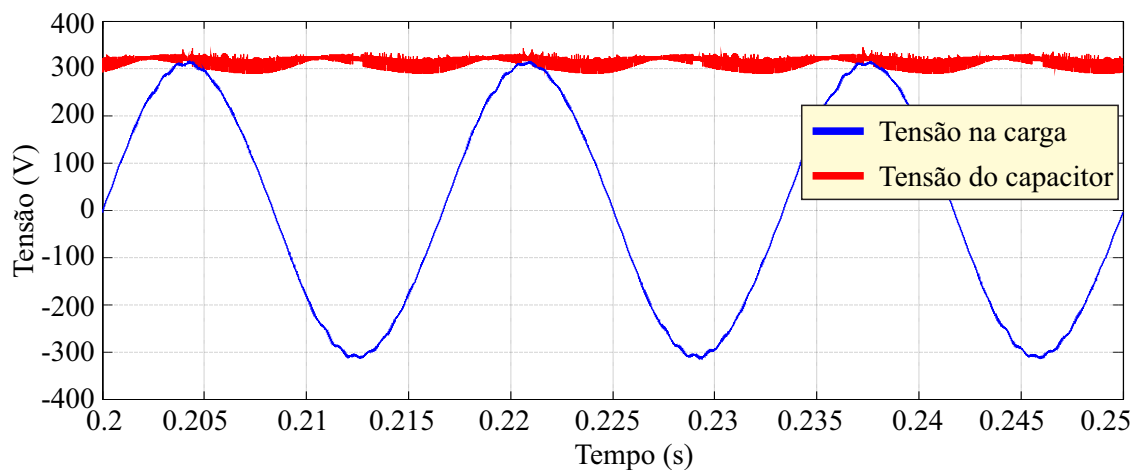
Figura 4.11: Tensão de entrada e tensão no capacitor da malha Z: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.

Na Figura 4.12(a) são apresentados os resultados da tensão no capacitor da malha Z e a tensão CA nos terminais da carga, considerando o modelo ideal do capacitor. A tensão eficaz sobre a carga é de 221,3V. Apresentando um desvio percentual de, aproximadamente, 0,8% em relação à tensão nominal de 220V.

Na Figura 4.12(b) são apresentados os resultados da tensão no capacitor da malha Z e a tensão CA nos terminais da carga, considerando o modelo real do capacitor. A tensão eficaz sobre a carga é de 218,3V. Apresentando um desvio percentual de, aproximadamente, 0,7% em relação à tensão nominal de 220V.



(a)

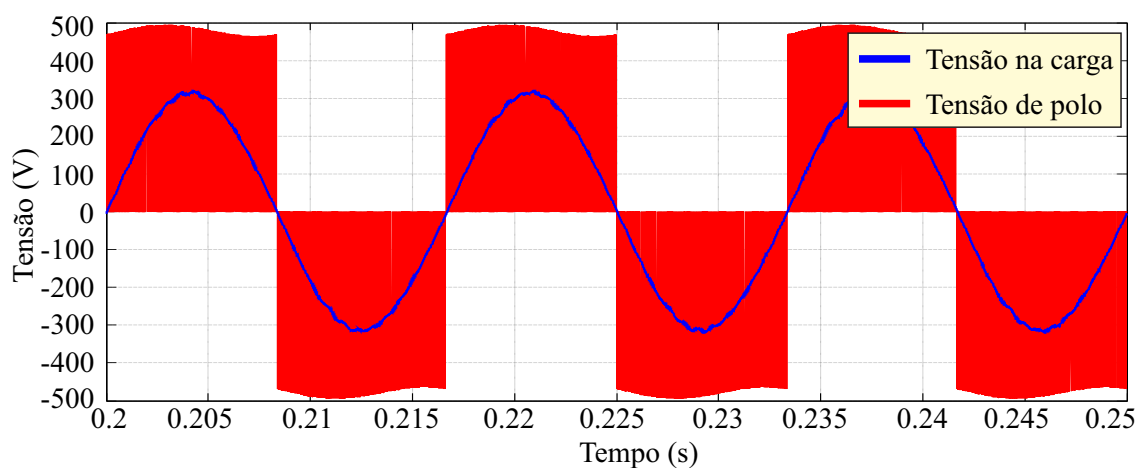


(b)

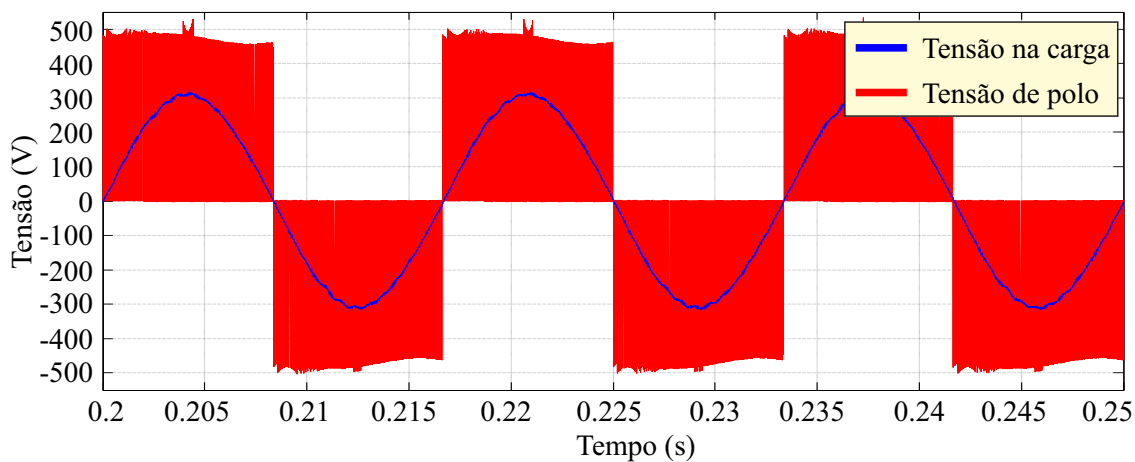
Figura 4.12: Tensão no capacitor da malha Z e tensão na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.

Nas Figuras 4.13(a) e 4.13(b) são apresentados os resultados da tensão de polo nos terminais de saída das chaves de potência e a tensão senoidal sobre a carga, considerando

o modelo ideal e o modelo real do capacitor, respectivamente. Verifica-se que a tensão de polo é chaveada entre valores positivos e zero, para compor os semi-ciclos positivos da senoide fundamental da tensão na carga e, chaveada entre valores negativos e zero para compor os semi-ciclos negativos da senoide fundamental da tensão na carga. Além disso, nota-se que amplitude da tensão de polo é, aproximadamente, 55% maior que a tensão do capacitor da malha Z.



(a)

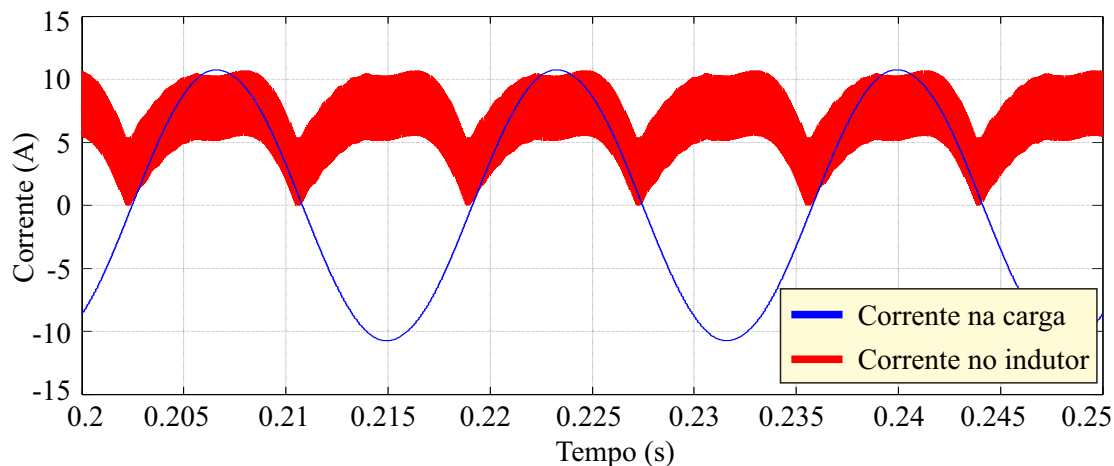


(b)

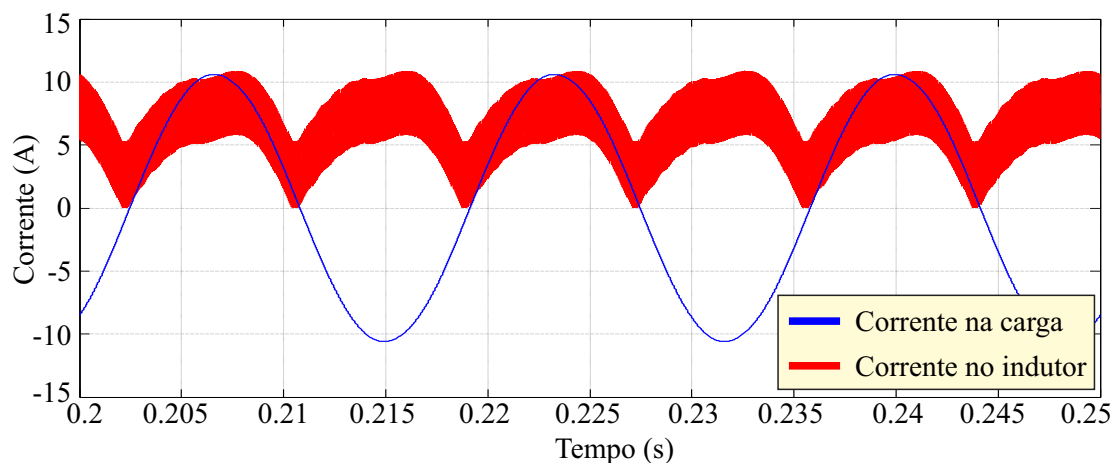
Figura 4.13: Tensão de polo e tensão na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.

Nas Figuras 4.14(a) e 4.14(b) são apresentados os resultados da corrente no indutor da malha Z e a corrente senoidal sobre a carga, considerando o modelo ideal e o modelo real do capacitor, respectivamente. Verifica-se que a corrente no indutor da malha Z possui uma forma de onda contínua pulsada com valor médio igual a 6,42A. O valor eficaz da

corrente nos terminais da carga é igual a 7,52A.



(a)



(b)

Figura 4.14: Corrente no indutor da malha Z e corrente na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.

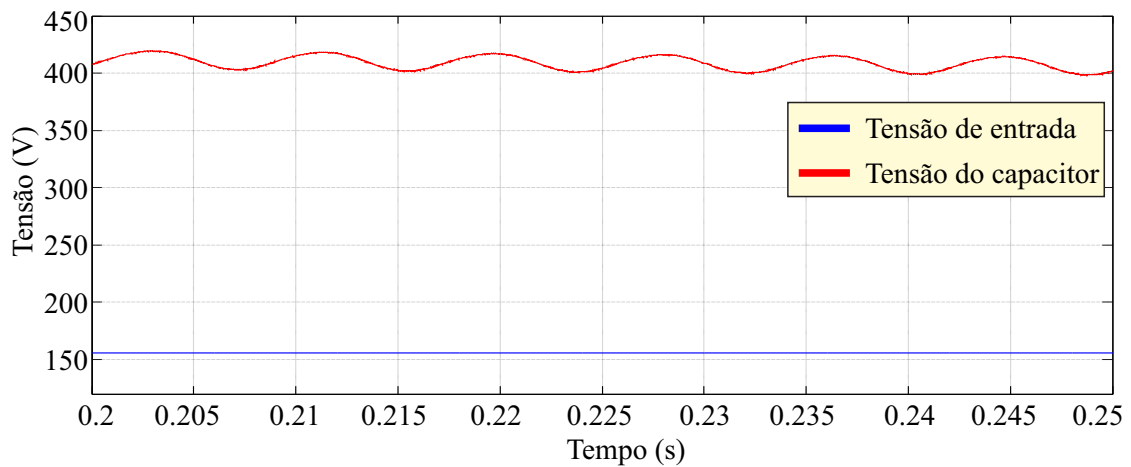
Os resultados apresentados nas Figuras 4.14(a) e 4.14(b), juntamente com os resultados apresentados nas Figuras 4.11(a) e 4.11(b), indicam que o princípio da conservação de potência no conversor ZSI foi obedecido, isto, é o produto da tensão de entrada, V_{IN} , pela corrente média no indutor, I_{L1} , é aproximadamente igual à parcela referente ao primeiro termo da soma na Equação (3.12), que corresponde à potência ativa da carga.

4.1.4 Modulação proposta - ZPWM

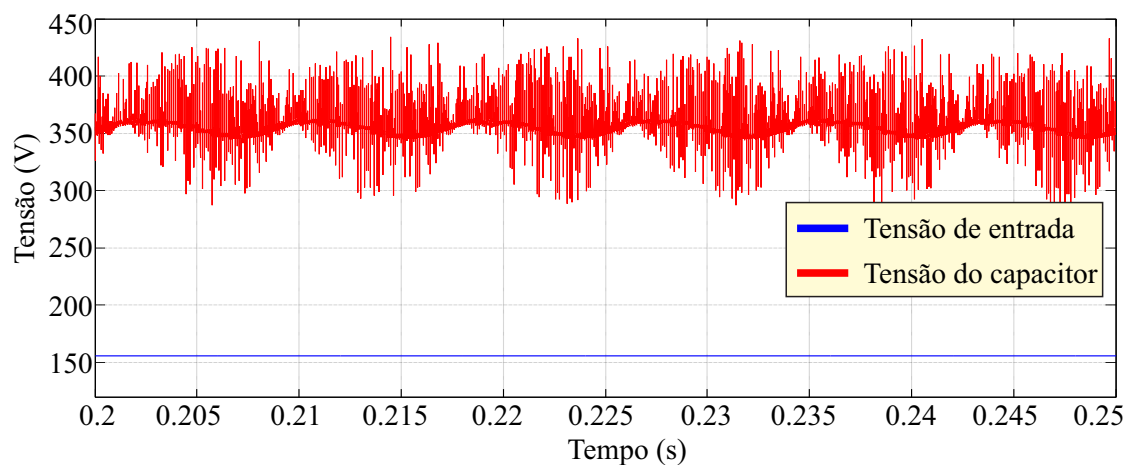
Na Figura 4.15(a) são apresentados os resultados da tensão de entrada V_{IN} e a tensão no capacitor da malha Z, considerando o modelo ideal do capacitor. A tensão da

fonte de alimentação, V_{IN} , é de 155,8V e a tensão média sobre o capacitor da malha Z é de 410V. Portanto, a tensão no capacitor apresenta um ganho de, aproximadamente, 2,6 vezes o valor da tensão de entrada, apresentando um erro de, aproximadamente 32% em relação ao valor de tensão esperado e não estando em conformidade com a Equação (3.8), considerando-se a relação de *shoot-through*, Θ , que determina o ganho de tensão da entrada para o capacitor da malha Z.

Na Figura 4.15(b) são apresentados os resultados da tensão de entrada V_{IN} e a tensão no capacitor da malha Z, considerando o modelo real do capacitor. A tensão da fonte de alimentação, V_{IN} , é de 155,8V e a tensão média sobre o capacitor da malha Z é de 355V. Portanto, a tensão no capacitor apresenta um ganho de, aproximadamente, 2,3 vezes o valor da tensão de entrada, apresentando um erro de, aproximadamente 15% em relação ao valor de tensão esperado e não estando em conformidade com a Equação (3.8), considerando-se a relação de *shoot-through*, Θ , que determina o ganho de tensão da entrada para o capacitor da malha Z.



(a)

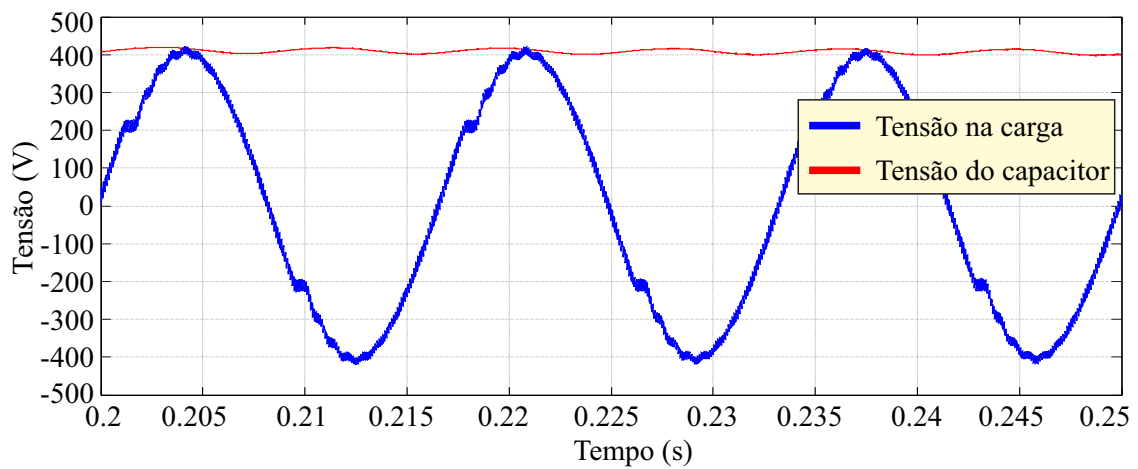


(b)

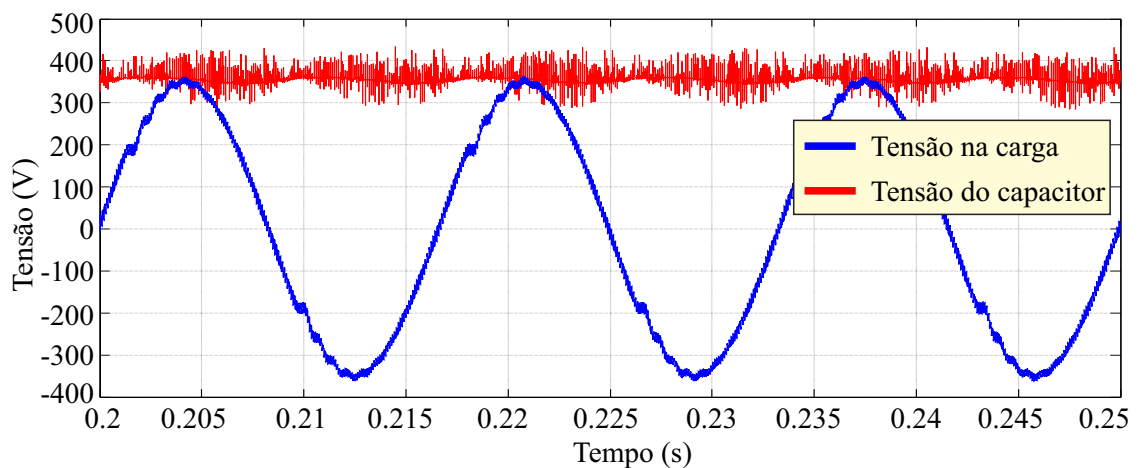
Figura 4.15: Tensão de entrada e tensão no capacitor da malha Z: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.

Na Figura 4.16(a) são apresentados os resultados da tensão no capacitor da malha Z e a tensão CA nos terminais da carga, considerando o modelo ideal do capacitor. A tensão eficaz sobre a carga é de 282V. Apresentando um desvio percentual de, aproximadamente, 28% em relação à tensão nominal de 220V.

Na Figura 4.16(b) são apresentados os resultados da tensão no capacitor da malha Z e a tensão CA nos terminais da carga, considerando o modelo real do capacitor. A tensão eficaz sobre a carga é de 245V. Apresentando um desvio percentual de, aproximadamente, 11% em relação à tensão nominal de 220V.



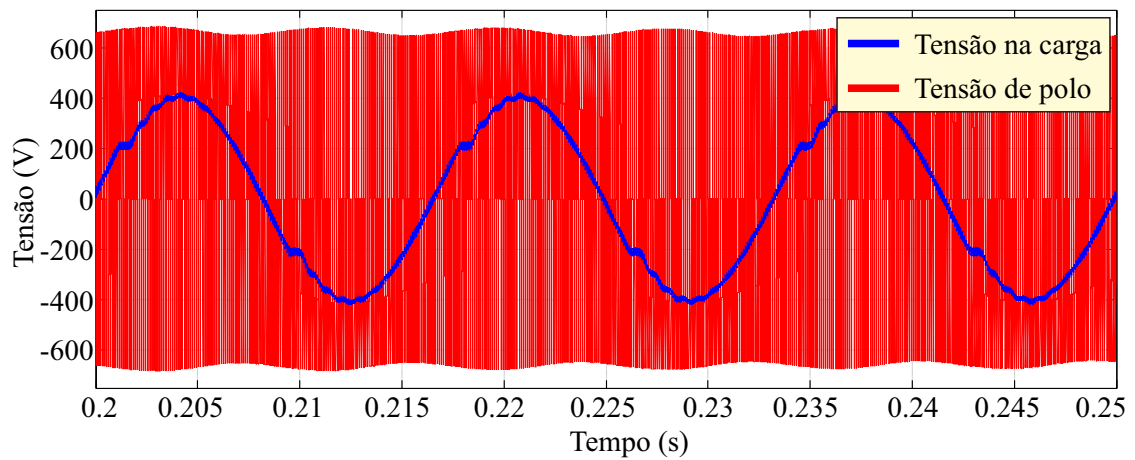
(a)



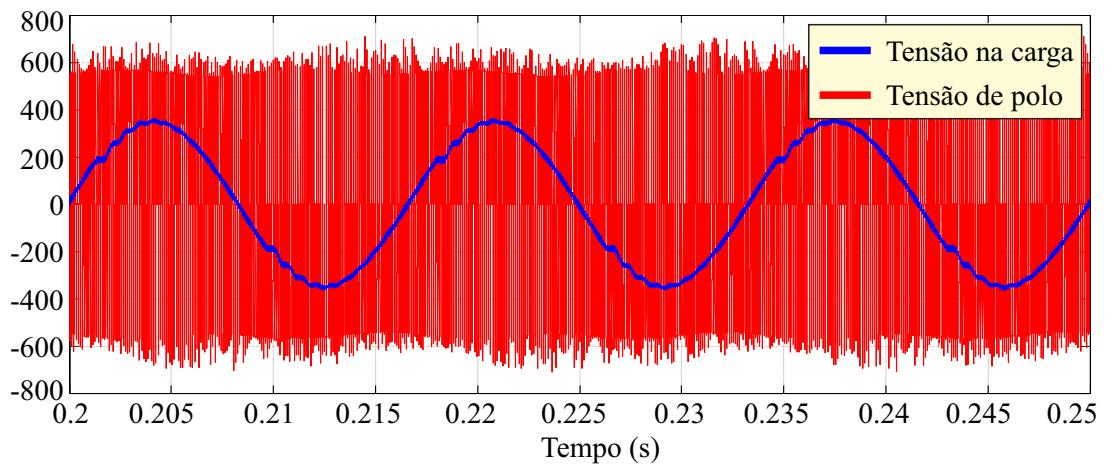
(b)

Figura 4.16: Tensão no capacitor da malha Z e tensão na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.

Nas Figuras 4.17(a) e 4.17(b) são apresentados os resultados da tensão de polo nos terminais de saída das chaves de potência e a tensão senoidal sobre a carga, considerando o modelo ideal e o modelo real do capacitor, respectivamente. Verifica-se que a tensão de polo é chaveada entre valores positivos e negativos, de mesma amplitude, em ambos os semi-ciclos positivos e negativos da senoide fundamental da tensão na carga. Além disso, nota-se que amplitude da tensão de polo é, aproximadamente, 64% maior que a tensão do capacitor da malha Z.



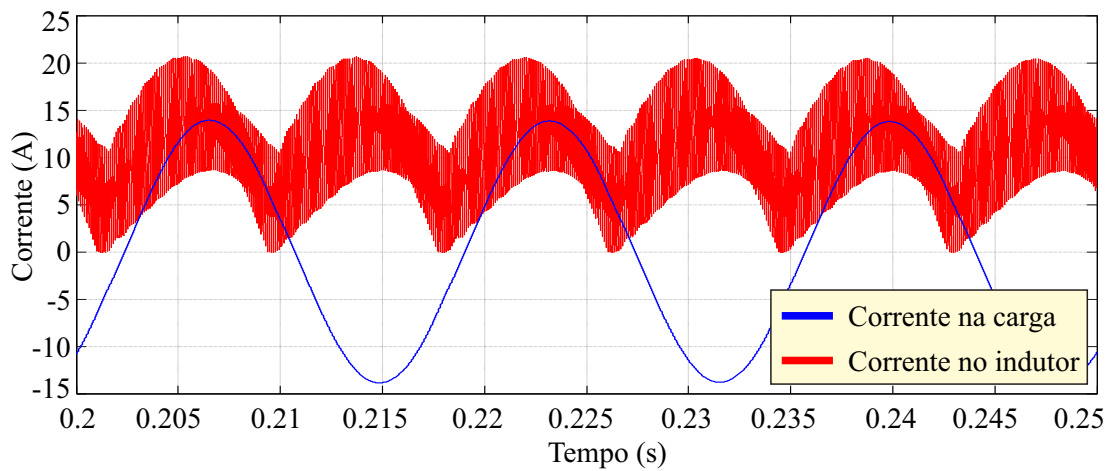
(a)



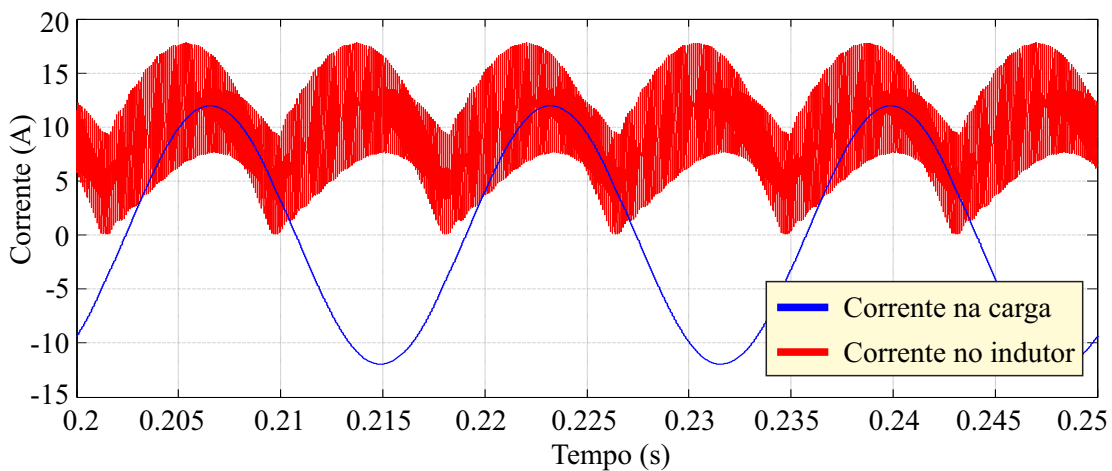
(b)

Figura 4.17: Tensão de polo e tensão na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.

Nas Figuras 4.18(a) e 4.18(b) são apresentados os resultados da corrente no indutor da malha Z e a corrente senoidal sobre a carga, considerando o modelo ideal e o modelo real do capacitor, respectivamente. Verifica-se que a corrente no indutor da malha Z possui uma forma de onda contínua pulsada com valor médio igual a 10,26. O valor eficaz da corrente nos terminais da carga é igual a 9,7A.



(a)



(b)

Figura 4.18: Corrente no indutor da malha Z e corrente na carga: (a) Modelo ideal do capacitor; (b) Modelo real do capacitor.

Os resultados apresentados nas Figuras 4.18(a) e 4.18(b), juntamente com os resultados apresentados nas Figuras 4.16(a) e 4.16(b), indicam que o princípio da conservação de potência no conversor ZSI, para esta técnica de modulação, não foi obedecido, se comparado ao valor da potência imposta pela carga, apresentada na Tabela 4.2.

Portanto, a técnica de modulação proposta acionando o ZSI para alimentar uma carga de natureza resistiva-indutiva se apresentou ineficiente, necessitando, assim, de investigações mais aprofundadas.

O resumo dos resultados de simulação podem ser verificados na Tabela 4.4. Nela estão apresentados os resultados obtidos, separados em função do modelo do capacitor, para cada técnica de modulação analisada.

Tabela 4.4: Resumo dos resultados de simulação

	Modelo ideal do capacitor				Modelo real do capacitor			
	BS1	BS2	BS3	Z-PWM	BS1	BS2	SB3	Z-PWM
V_{IN} (V)	155,8	155,8	155,8	155,8	155,8	155,8	155,8	155,8
V_C (V)	318,5	317,5	317,5	410	314,4	313,7	313,7	355
I_L (A)	6,46	6,42	6,42	10,26	6,46	6,42	6,42	10,26
P_{CC} (W)	1006,5	1000,2	1000,2	1598,5	1006,5	1000,2	1000,2	1598,5
V_{ORMS} (V)	221,8	221,3	221,3	282	218,4	218,3	218,3	245
I_{ORMS} (A)	7,52	7,52	7,52	9,7	7,52	7,52	7,52	9,7
P_{CA} (W)	1000,76	998,5	998,5	1641,24	985,42	985	985	1425,9
V_{NOM} (V)	220	220	220	220	220	220	220	220
P_{NOM} (V)	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000	1000
Conservação de energia	SIM	SIM	SIM	NÃO	SIM	SIM	SIM	NÃO

A técnica BS1 apresenta um desvio de 0,65% da potência de entrada em relação à potência nominal, tanto no modelo ideal quanto no modelo real do capacitor da malha Z. Considerando-se o modelo ideal do capacitor da malha Z, é possível afirmar que a potência CA é igual à potência nominal do sistema. Considerando-se o modelo real do capacitor da malha Z, verifica-se um desvio de, aproximadamente, 1,46% da potência CA em relação à potência nominal.

As técnicas BS2 e BS3 apresentam resultados numericamente iguais. Considerando-se o modelo ideal do capacitor da malha Z, é possível afirmar que a potência CC é igual à potência nominal do sistema e ocorre um desvio de, aproximadamente, 0,15% da potência CA em relação à potência nominal do sistema. Enquanto que no modelo real do capacitor da malha Z, ocorre um desvio de, aproximadamente, 1,5% da potência CA em relação à potência nominal do sistema.

Em geral, os resultados de simulação indicaram que utilizando as técnicas tradicionais, o conversor ZSI obedeceu ao princípio de conversão de potência, alimentando uma carga de natureza resistiva-indutiva, entretanto isso não foi verificado utilizando a técnica de modulação proposta.

4.2 Comparativo dos Estados das chaves

Os estados das chaves de potência, no conversor ZSI monofásico, podem ser resumidos conforme a Tabela 4.5. De forma geral, os vetores ativos são comuns a todas as modulações. Os vetores nulos, por sua vez, surgem apenas nas técnicas que utilizam o deslocamento de fase. Os estados de *shoot-through* são realizados de duas formas

distintas: i) acionando as quatro chaves simultaneamente ou ii) acionando duas chaves simultaneamente no mesmo braço.

Tabela 4.5: Estados das chaves de potência no ZSI monofásico.

Estado	Q1	Q2	Q3	Q4	Tensão	BS1	BS2	BS3	Z-PWM
ST braço 1	1	1	x	x	0V	-	-	√	-
ST braço 2	x	x	1	1	0V	-	-	√	-
ST braços 1 e 2	1	1	1	1	0V	√	√	-	√
Vetor Ativo	1	0	0	1	$2V_c - V_i$	√	√	√	√
Vetor Ativo	0	1	1	0	$-2V_c + v_i$	√	√	√	√
Vetor Nulo	1	0	1	0	0V	-	√	√	√
Vetor Nulo	0	1	0	1	0V	-	√	√	√

Os estados das chaves também determinarão a condição de operação do diodo D_1 . O diodo conduz nos estados de vetor ativo, e bloqueia nos estados de *shoot-through*. Nos estados de vetor nulo, o diodo conduz até que a corrente em seus terminais seja zero. O número total de chaveamentos por segundo é apresentado na Tabela 4.6. Os resultados foram obtidos via simulação com o *software* Psim.

Tabela 4.6: Número de transições das chaves de potência e do diodo D_1 .

Técnica	Número por chave	Número total	Diodo
BS1	20k	80k	20k
BS2	20k	80k	32.55k
BS3	10k	40k	38.16k
Z-PWM	10k	40k	20k

Capítulo 5

Resultados Experimentais

Esse capítulo é destinado a apresentar os resultados obtidos por meio de testes realizados em bancada experimental. Será apresentada a descrição da plataforma experimental utilizada. Serão apresentadas as perdas por chaveamento do diodo e das chaves de potência, oriundas de cada técnica de modulação analisada anteriormente. Serão apresentados os espectros de frequência da tensão e da corrente na carga, decorrentes de cada técnica de modulação. Será abordado um estudo experimental para verificar a influência do tamanho do capacitor da malha Z no desempenho do conversor. Por fim, serão apresentados os resultados da tensão na carga.

5.1 Descrição da plataforma experimental implementada

A plataforma utilizada para testes experimentais está esquematizada no diagrama da Figura 5.1.

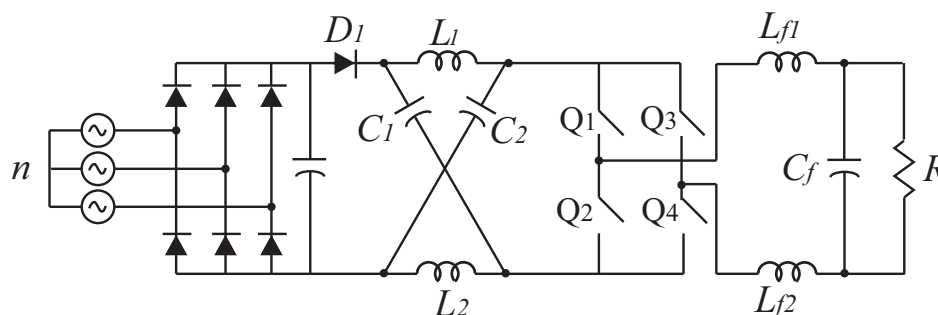


Figura 5.1: Diagrama básico da plataforma experimental.

A tensão de entrada da malha Z é sintetizada a partir de um conjunto composto por uma fonte de tensão senoidal trifásica ajustável 220/380V; uma ponte retificadora trifásica a diodos, formada por três módulos Semikron SKKD 46/12 e um capacitor eletrolítico de filtro 4700 $\mu\text{F}/700\text{V}$. A malha Z é composta por um diodo (D_1) ultra rápido de

referência 30ETH06. Dois indutores $L_1=L_2$ e dois capacitores, conectados em formato de "X", $C_1=C_2$. As chaves de potência são implementadas por módulos IGBTs Semikron 100GB123D. Um filtro passivo LC é conectado na saída das chaves de potência. Uma carga resistiva é alimentada através do filtro LC. Os parâmetros dos elementos passivos da malha Z, do filtro LC, da carga resistiva e os valores do índice de modulação, relação de *Shoot-Through* e frequência de chaveamento utilizados nos testes experimentais são apresentados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros utilizados nos testes experimentais

Parâmetro	Valor
L_1	1 mH
L_2	1 mH
C_1	560 μ F
C_2	560 μ F
L_{f1}	1 mH
L_{f2}	1 mH
C_f	5 μ F
R_l	25 Ω
m	0.8
τ_{st}	0.2
f_s	10 KHz

Durante os testes experimentais foram adotados valores pré-ajustados de tensões e correntes nos elementos passivos da plataforma experimental, tais como: $V_{in} = 67.5 V$, $V_c = 90 V$ e $I_L = 3.4 A$, em que V_{in} é a tensão média na entrada da malha Z, V_c é a tensão média nos capacitores da malha Z e I_L é a corrente média nos indutores da malha Z. Desta forma, a potência considerada para o sistema é de, aproximadamente, 230W. Foram consultados catálogos do fabricante das chaves de potência e adotados os valores $T_{d_{on}} = 70 ns$ e $T_{d_{off}} = 400 ns$. Além disso foram considerados os números de chaveamentos presentes na Tabela 4.6. Os dados apresentados foram inseridos nas Equações (3.35) e (3.38), que calcula as perdas por chaveamento nos diodos e chaves de potência, previamente apresentados no Capítulo 3.

5.2 Espectro de frequência da tensão na carga

O espectro de frequência das tensões na carga decorrentes das técnicas de modulação analisadas é apresentado nas Figuras 5.2 a 5.5.

As modulações BS2 e BS3 apresentam o cancelamento das componentes harmônicas ímpares, múltiplas da frequência de chaveamento. Isso se deve à utilização do deslocamento de fase de 180 graus nos sinais de referência (YUE; MA; WANG, 2009). O espectro de frequência da tensão nos terminais da carga, para essas técnicas de modulação está apresentado nas Figuras 5.2 e 5.3

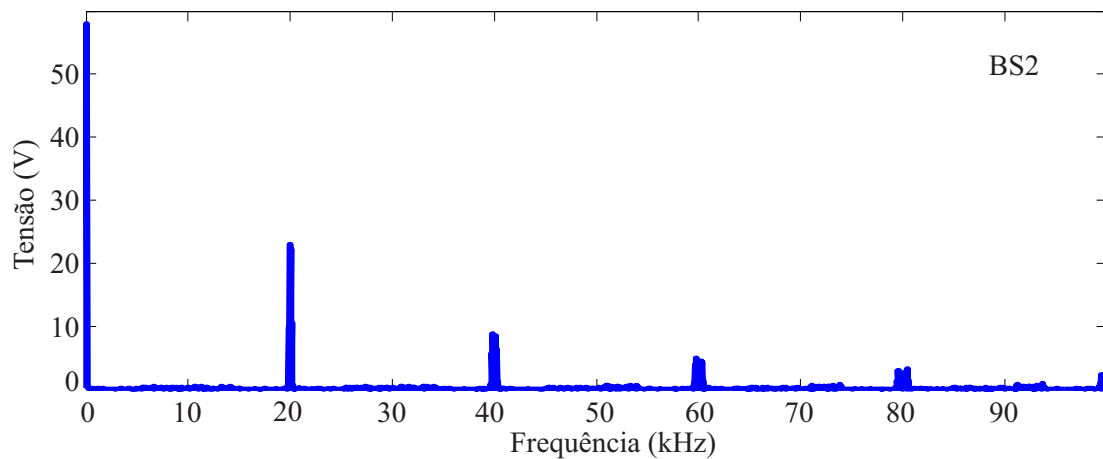


Figura 5.2: Espectro de frequência das tensões de saída - Técnica de modulação BS2.

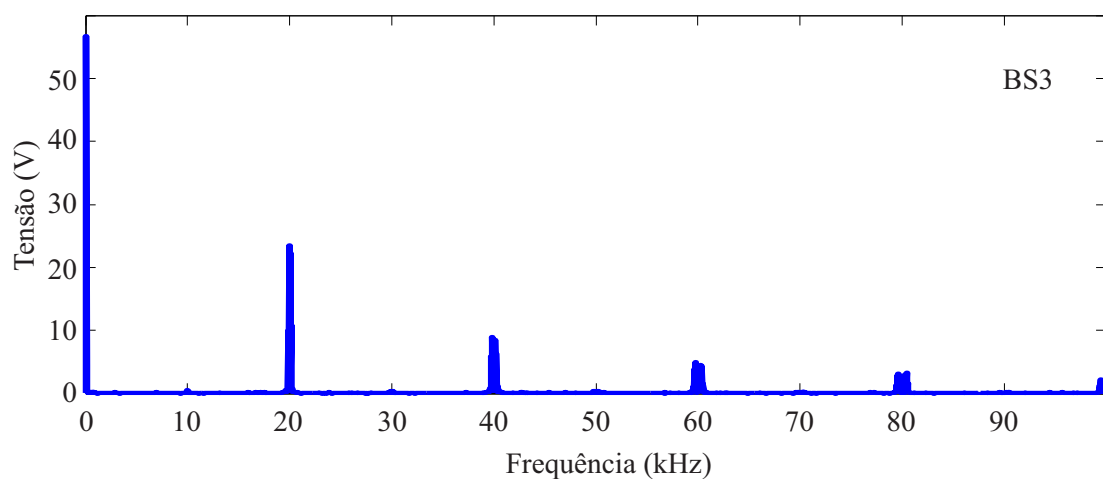


Figura 5.3: Espectro de frequência das tensões de saída - Técnica de modulação BS3.

Conforme pode ser visualizado nas Figuras 5.2 e 5.3, existe a eliminação completa das componentes espectrais de 10kHz, 30kHz, 50kHz, 70kHz e 90kHz.

As técnicas SB1 e Z-PWM não utilizam a técnica de deslocamento de fase. Isso implica na presença dos harmônicos ímpares, múltiplos da frequência de chaveamento, além dos harmônicos pares múltiplos da frequência de chaveamento, na composição da

tensão nos terminais da carga. Nas Figuras 5.4 e 5.5 são apresentados os espectros de frequência da tensão de saída do conversor Z, acionado pelas técnicas BS1 e Z-PWM. Este resultado foi obtido executando-se o algoritmo FFT do osciloscópio Agilent DSO-X 4024A.

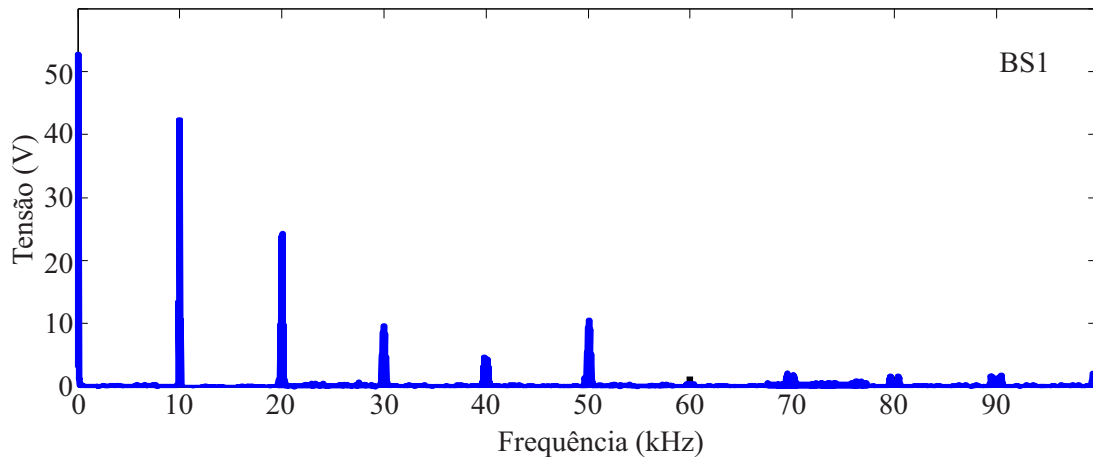


Figura 5.4: Espectro de frequência das tensões de saída - Técnica de modulação BS1.

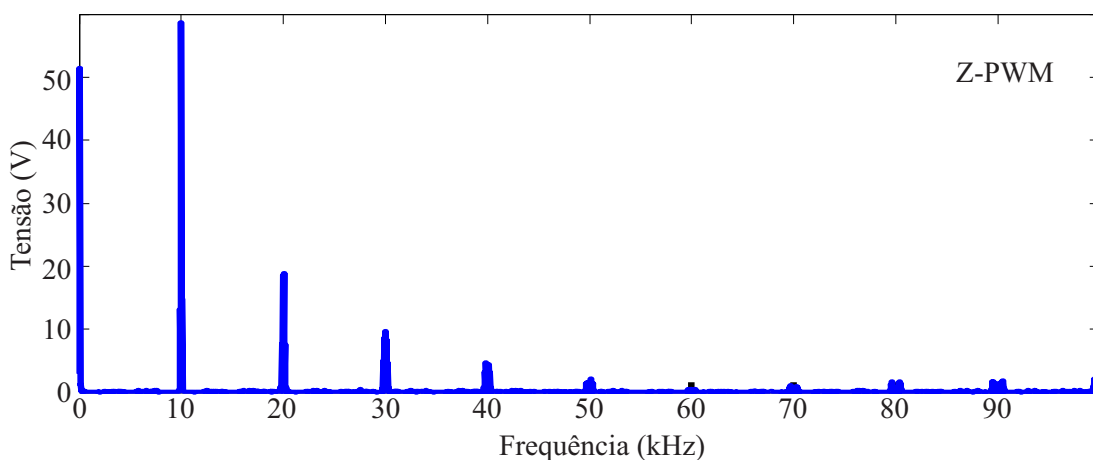


Figura 5.5: Espectro de frequência das tensões de saída - Técnica de modulação Z-PWM.

5.3 Espectro de frequência da corrente de carga

A corrente da carga é originada de uma carga puramente resistiva, conectada a um filtro passivo LC. Os parâmetros da carga e do filtro estão apresentados na Tabela 5.1. A transformada rápida de Fourier é aplicada à corrente de saída sob as condições de índice de modulação e relação de *Shoot Through* conforme indicado na Tabela 5.1. O espectro de frequência normalizado para a corrente de carga é apresentado na Figura 5.6.

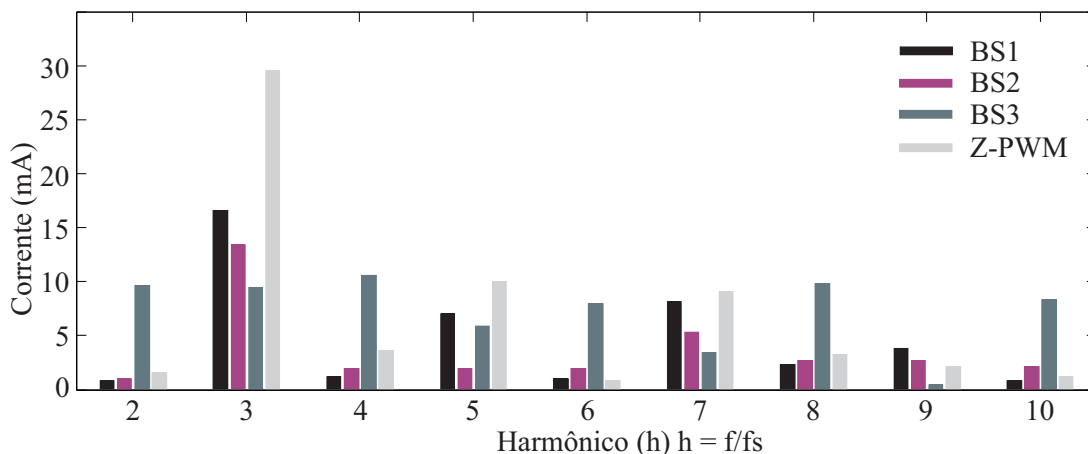


Figura 5.6: Espectro de frequência da corrente de carga.

O espectro da corrente de carga apresentado na Figura 5.6 estende-se a partir da segunda harmônica até a décima harmônica. As técnicas de modulação BS1 e Z-PWM apresentam as maiores amplitudes nas componentes harmônicas ímpares, enquanto as técnicas BS2 e BS3 apresentam as maiores amplitudes nas componentes harmônicas pares. Os componentes harmônicos foram calculados e normalizados com base na norma IEC 61000-3-2 Class A.

5.4 Influência do tamanho dos capacitores da malha Z

Dois ensaios experimentais foram realizados para investigar a influência do tamanho dos capacitores da malha Z no THD da corrente de carga. O primeiro teste usa capacitores $C_1 = C_2 = 2200\mu\text{F}$ e o segundo teste usa capacitores $C_1 = C_2 = 560\mu\text{F}$. O THD da corrente de carga foi calculado de acordo com a norma IEC 61000-3-2 Class A.

Os resultados do primeiro ensaio estão apresentados na Tabela 5.2. Nota-se que o melhor resultado é apresentado na técnica de modulação BS1, seguido da técnica de modulação BS2. A técnica Z-PWM apresentou o maior percentual de THD, dentre as técnicas analisadas.

Tabela 5.2: THD da corrente de carga usando $C_1 = C_2 = 2200\mu\text{F}$

Técnica	THD(%)
BS1	2.10
BS2	2.28
BS3	3.02
Z-PWM	3.28

Os resultados do segundo ensaio estão apresentados na Tabela 5.3. Nota-se que o melhor resultado é apresentado na técnica de modulação BS3, seguido da técnica de modulação BS2. A técnica Z-PWM, novamente apresentou o maior percentual de THD, dentre as técnicas analisadas.

Tabela 5.3: THD da corrente de carga usando $C_1 = C_2 = 560\mu\text{F}$

Técnica	THD(%)
BS1	2.02
BS2	1.97
BS3	1.78
Z-PWM	3.08

Os resultados das Tabelas 5.2 e 5.3 indicam que as técnicas de modulação que não utilizam deslocamento de fase no sinal de referência são pouco influenciadas pelo tamanho do capacitor. Nota-se que uma redução no tamanho dos capacitores, de aproximadamente 25%, do primeiro para o segundo teste, resultou numa redução de THD de aproximadamente 4% na técnica de modulação BS1 e uma redução de aproximadamente 6% na técnica Z-PWM.

Entretanto, as técnicas que utilizam deslocamento de fase nos sinais de referência, são fortemente influenciadas pelo tamanho dos capacitores. A mesma redução percentual no tamanho dos capacitores resultou numa redução do THD de corrente na carga de, aproximadamente, 14% na técnica BS2 e, aproximadamente, 41% na técnica BS3.

5.5 Tensões na carga

A seguir são apresentadas as formas de onda, no domínio do tempo, da tensão nos terminais da carga para cada técnica de modulação.

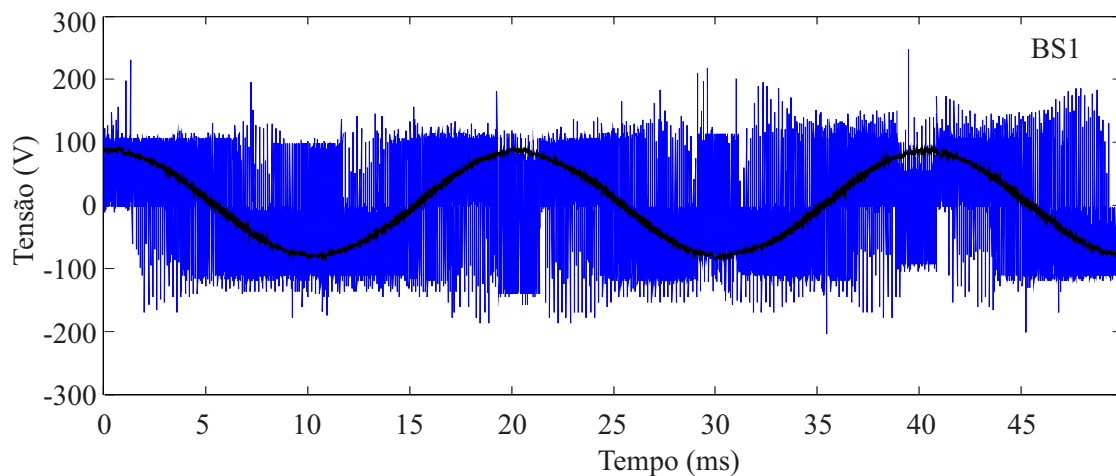


Figura 5.7: Tensão de polo do inversor e fundamental da tensão na carga - Técnica BS1.

Na Figura 5.7 são apresentados os resultados da tensão de polo nos terminais de saída das chaves de potência e a tensão senoidal sobre a carga, para o sistema experimental proposto. Verifica-se que a tensão de polo é chaveada entre valores positivos e negativos, de mesma amplitude, em ambos os semi-ciclos positivos e negativos da senoide fundamental da tensão na carga.

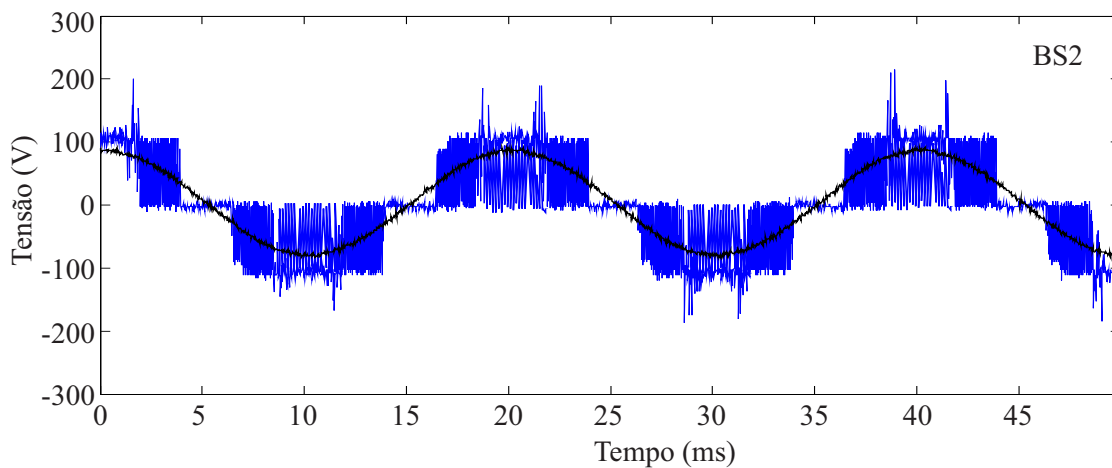


Figura 5.8: Tensão de polo do inversor e fundamental da tensão na carga - Técnica BS2.

Na Figura 5.8 são apresentados os resultados da tensão de polo nos terminais de saída das chaves de potência e a tensão senoidal sobre a carga, para o sistema experimental proposto. Verifica-se que a tensão de polo é chaveada entre valores positivos e zero, para compor os semi-ciclos positivos da senoide fundamental da tensão na carga e, chaveada entre valores negativos e zero para compor os semi-ciclos negativos da senoide fundamental da tensão na carga. Nessa técnica, é possível observar a presença de vetores nulos

na tensão de polo do ZSI, nos instantes próximos à transição entre os semi-ciclos positivos e negativos da tensão na carga.

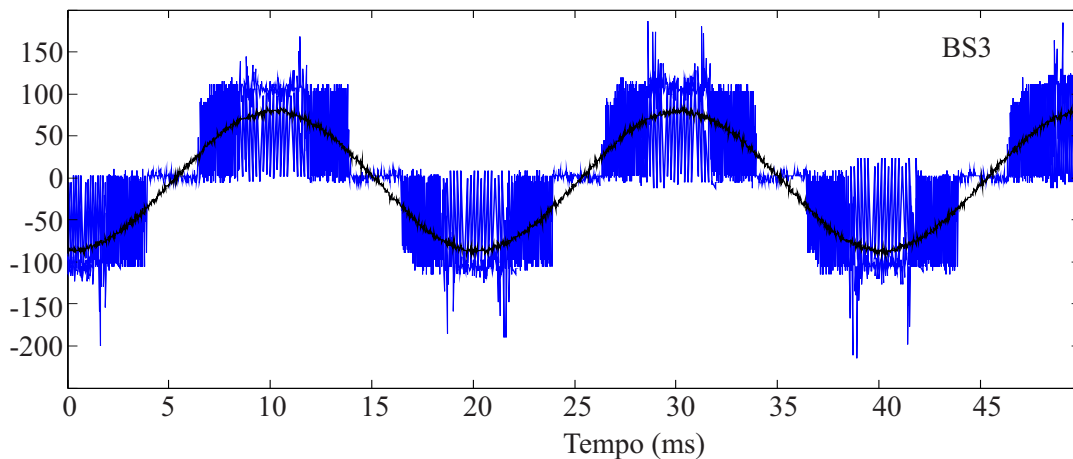


Figura 5.9: Tensão de polo do inversor e fundamental da tensão na carga - Técnica BS3.

Na Figura 5.9 são apresentados os resultados da tensão de polo nos terminais de saída das chaves de potência e a tensão senoidal sobre a carga, para o sistema experimental proposto. Verifica-se que a tensão de polo é chaveada entre valores positivos e zero, para compor os semi-ciclos positivos da senoide fundamental da tensão na carga e, chaveada entre valores negativos e zero para compor os semi-ciclos negativos da senoide fundamental da tensão na carga. Semelhante à técnica BS2, nessa técnica também é possível observar a presença de vetores nulos na tensão de polo do ZSI, nos instantes próximos à transição entre os semi-ciclos positivos e negativos da tensão na carga.

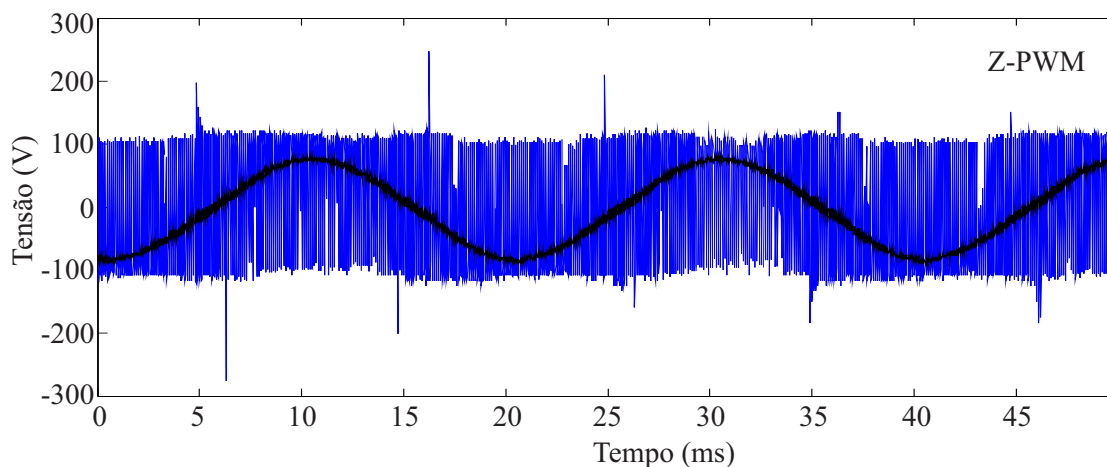


Figura 5.10: Tensão de polo do inversor e fundamental da tensão na carga - Técnica Z-PWM.

Na Figura 5.10 são apresentados os resultados da tensão de polo nos terminais de saída das chaves de potência e a tensão senoidal sobre a carga, para o sistema experimental proposto. Verifica-se que a tensão de polo é chaveada entre valores positivos e negativos, de mesma amplitude, em ambos os semi-ciclos positivos e negativos da senoide fundamental da tensão na carga.

Dentre as quatro técnicas de modulação analisadas, nota-se que a técnica proposta apresenta um conteúdo maior de componentes harmônicas em consonância com os resultados apresentados nas Figuras 5.5 e 5.6 e nas Tabelas 5.2 e 5.3.

Durante a fase de testes experimentais houve a queima de duas chaves de potência devido ao surgimento de sobre tensões, no conversor de fabricação industrial inicialmente utilizado. Esse fato inviabilizou a realização de um maior número de ensaios experimentais, reduzindo, portanto, a quantidade de resultados obtidos. Como tentativa de dar continuidade às pesquisas de mestrado, foi iniciada a construção de um conversor de potência utilizando componentes discretos de baixo custo, entretanto diversas dificuldades de ordem prática foram enfrentadas e comprometeram ainda mais o tempo disponibilizado à conclusão do programa.

O capítulo 6 apresenta uma relação de sugestões que podem ser adotadas para a continuidade desse trabalho de pesquisa. Dentre elas é sugerido o estudo, metodologia de projeto e implementação de um circuito snubber de sobre tensão e sobre corrente para proteção das chaves de potência.

Capítulo 6

Conclusões

6.1 Conclusões Gerais

O trabalho apresentado nessa dissertação de mestrado introduziu a utilização de um conversor de potência CC-CA, do tipo fonte de impedância, para alimentar uma carga monofásica a partir de uma fonte de alimentação primária. O conversor ZSI foi analisado operando em modo isolado, isto é, não integrado com a rede elétrica.

Foi realizada uma contextualização histórica apresentando as principais topologias de conversores potência utilizados para alimentar cargas ou fornecer potência para a rede elétrica a partir de um sistema de cogeração. A partir das vantagens e desvantagens verificadas nas topologias tradicionais dos conversores de potência, foi apresentado o conversor ZSI como opção para integrar cargas e sistemas monofásicos ou trifásicos a outras fontes de alimentação. Foi verificado, portanto, que o conversor ZSI pode ter sua alimentação primária proveniente de uma fonte de tensão ou uma fonte de corrente e isso se deve à sua topologia que possui uma malha de impedância a qual permite a existência de um estágio proibido no convencional VSI, o estágio de *shoot-through*, ou curto circuito em um ou mais braços do conversor.

Foi analisado o princípio de funcionamento do conversor, separando o período de chaveamento em dois subintervalos, no qual o primeiro subintervalo foi dedicado à aplicação do *shoot-through*, responsável pelo ganho de tensão do conversor e o segundo subintervalo foi responsável por fornecer tensão à carga, a partir de uma sequência acionamento das chaves de potência por meio de técnicas de modulação adequadas. A análise foi feita por meio de circuitos elétricos que representam o funcionamento do conversor em cada subintervalo, permitindo também obter a expressão matemática que fornece o ganho de tensão da entrada para a tensão nos capacitores da malha Z, em função da relação de *shoot-through* desejada.

Foi apresentada uma metodologia de projeto para dimensionamento dos elementos

passivos da malha Z com base no balanço de potência do conversor, isto é, desejou-se que toda a potência proveniente da fonte de alimentação primária, fosse entregue à carga monofásica. Dessa forma, foram obtidas expressões para determinar o indutor e para o capacitor da malha Z em função de parâmetros tais como, tensão de entrada, tensão na carga, potência e fator de potência da carga, além da frequência de chaveamento do conversor e período da senoide fundamental da tensão na carga.

Foi apresentada a primeira técnica de modulação proposta para o acionamento do conversor, conhecida como *Boost* simples. Ao longo desse trabalho, foram identificadas três possíveis formas de implementação dessa técnica de modulação a qual necessitaram da geração de sinais PWM específicos, além de circuitos lógicos combinacionais para definirem a sequência de acionamento das chaves de potência.

Esse trabalho ainda propôs uma nova técnica de modulação para o acionamento das chaves de potência do conversor. Essa técnica de modulação foi baseada na modulação senoidal convencional que aciona o conversor VSI. A realização do *shoot-through* foi obtida a partir de avanços e atrasos impostos no tempo de comutação das chaves obtidas por modificações impostas ao sinal de referência. Uma vantagem da técnica de modulação proposta em relação às demais foi a não utilização de circuitos lógicos combinacionais para o acionamento das chaves de potência, o que pode eliminar um ponto de possíveis falhas e facilmente adaptar um sistema de acionamento de um VSI para acionar um conversor ZSI. A técnica de modulação proposta apresentou falhas nos resultados esperados das relações de tensão e corrente, nos elementos do conversor, ao se alimentar uma carga de natureza resistiva-indutiva. O desempenho do conversor operando sob essas condições pôde ser verificado no capítulo de resultados de simulação. Entretanto, no capítulo de resultados experimentais, pôde-se verificar o desempenho do conversor atuando de forma esperada ao se alimentar uma carga de natureza puramente resistiva. Por isso, deve-se haver uma melhor investigação dessa técnica de modulação para acionar conversores alimentando cargas de natureza fortemente indutiva.

Os resultados de simulação foram realizados, para cada técnica de modulação, sob duas condições distintas. A primeira condição apresentou os resultados considerando o capacitor da malha Z como tendo um modelo ideal. A segunda condição apresentou o capacitor da malha Z como tendo um modelo mais realístico apresentando imperfeições modeladas por elementos de circuitos elétricos tais como resistência e indutância série, além de resistência em paralelo e um diodo zenner. O modelo, bem como a forma de cálculo dos parâmetros, foi sugerido por um determinado fabricante de capacitor. Os resultados objetivavam verificar a ocorrência de sobre tensões nas chaves de potência, fato observado durante fase de testes experimentais de laboratório. A ocorrência de sobre ten-

sões ficou mais evidente nos resultados da técnica de modulação BS1. Não obstante, as demais técnicas de modulação também apresentaram resultados de sobre tensão. No entanto, esperava-se que as amplitudes dos surtos de tensão fossem ainda maiores, por isso, deve-se haver uma melhor investigação do modelo do capacitor e sua forma de implementação.

Os resultados experimentais tiveram como objetivo mensurar quantitativamente o desempenho do conversor, acionado por cada técnica de modulação, por meio de cálculos de perdas de chaveamento e eficiência utilizando parâmetros fornecidos por fabricantes e valores pré-determinados de tensões e correntes definidos em laboratório. Os resultados indicaram a técnica de modulação proposta como a que apresentou menores perdas e, conseqüentemente, maior eficiência. Os resultados também apresentaram os espectros de frequência da tensão e corrente na carga, para cada técnica de modulação, a fim de se analisar o conteúdo harmônico gerado em decorrência de cada técnica de modulação. As técnicas de modulação BS1 e Z-PWM apresentaram maiores conteúdos harmônicos na tensão ao passo que as técnicas BS2 e BS3 apresentaram menores conteúdos harmônicos na tensão devido ao deslocamento de fase no sinal de referência da tensão. O conteúdo harmônico da corrente foi calculado de acordo com a norma IEC 61000-3-2 Classe A e, em todas as técnicas de modulação, apresentou-se abaixo do limite especificado, pela referida norma para sistemas de tensão abaixo de 69kV. Durante os testes experimentais foram realizados dois ensaios para avaliação da influência do tamanho dos capacitores da malha Z no conteúdo harmônico da corrente de carga. Concluiu-se que as técnicas que utilizam deslocamento de fase no sinal de referência são fortemente influenciadas pelo tamanho do capacitor. Uma redução de 25% no tamanho do capacitor ocasionou uma redução no conteúdo harmônico de, aproximadamente 14% na técnica BS2 e, aproximadamente, 41% na técnica BS3.

6.2 Trabalhos Futuros

Como continuação dos estudos realizados nessa dissertação de mestrado, os seguintes trabalhos futuros são sugeridos:

- Implementação da estrutura do conversor utilizando componentes discretos de baixo custo;
- Investigação aprofundada da sobre tensão ocasionada nas chaves de potência;
- Metodologia de projeto e implementação de um circuito snubber de sobre tensão e sobre corrente para proteção das chaves de potência;

- Elaboração de uma técnica de modulação que elimine a interdependência dos modos boost e período de vetor ativo na relação de ganho de tensão global do conversor;
- Análise do conversor nos limites dos modos de operação contínuo e descontínuo;
- Obtenção de um modelo dinâmico para os modos de operação do conversor;
- Implementação de um sistema trifásico;
- Implementação de estratégias de controle em malha fechada;
- Utilização do conversor de forma integrada com a rede elétrica;
- Utilização de um sistema de cogeração a partir de painéis fotovoltaicos ou sistema de geração eólica.

Referências Bibliográficas

- ALAJMI, B. et al. Single-phase single-stage transformer less grid-connected pv system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 6, p. 2664–2676, June 2013.
- BACHA, S. et al. Photovoltaics in microgrids: An overview of grid integration and energy management aspects. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, v. 9, n. 1, p. 33–46, March 2015.
- DIGIKEY. <http://www.digikey.com/en/pdf/c/cornell-dubilier-electronics-cde/aluminum-electrolytic-capacitor-application-guide>. March 2016.
- GALIGEKERE, V.; KAZIMIERCZUK, M. Analysis of pwm z-source dc-dc converter in ccm for steady state. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, v. 59, n. 4, p. 854–863, April 2012.
- HUANG, Y. et al. Z-source inverter for residential photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 6, p. 1776–1782, Nov 2006.
- MOHAN, N. *First course on power electronics and drives*. 1st. ed. Minneapolis, MN.: MNPERE, 2003.
- PENG, F. Z. Z-source inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 2, p. 504–510, Mar 2003.
- PENG, F. Z.; SHEN, M.; QIAN, Z. Maximum boost control of the z-source inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 4, p. 833–838, July 2005.
- PINHO, J.; GALDINO, M. A. *Manual de engenharia para sistemas fotovoltaicos*. Rio de Janeiro, RJ.: CRESESB, 2014. 530 p.
- SHEN, M. et al. Constant boost control of the z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 42, n. 3, p. 770–778, May 2006.
- YUE, X.; MA, X.; WANG, H. A conceit of unipolar n-multiple frequency spwm and the main circuit topology. In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1531–1534.