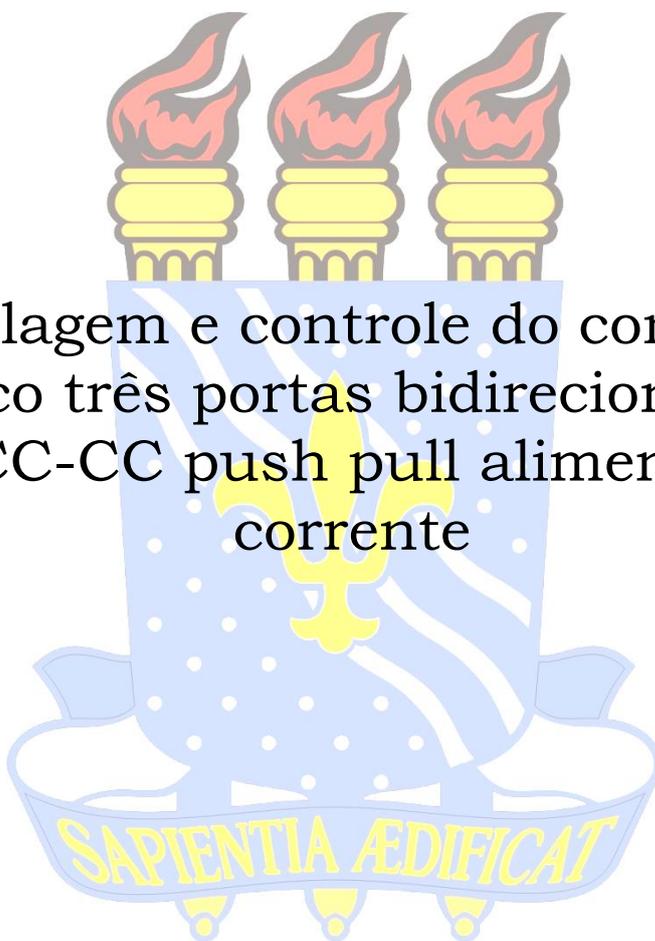


UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Dissertação de Mestrado



Modelagem e controle do conversor trifásico três portas bidirecional ZVS-PWM CC-CC push pull alimentado em corrente

Lorena Lorraine Oliveira Albuquerque

João Pessoa – PB, Brasil

Dezembro - 2020

LORENA LORRAINE OLIVEIRA ALBUQUERQUE

**MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR TRIFÁSICO TRÊS PORTAS
BIDIRECIONAL ZVS-PWM CC-CC PUSH PULL ALIMENTADO EM CORRENTE**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, da Universidade Federal da Paraíba - UFPB, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. Isaac Soares de Freitas
Coorientador: Dr. Romero Leandro Andersen

JOÃO PESSOA

2020

Catálogo na publicação
Seção de Catalogação e Classificação

A345m Albuquerque, Lorena Lorraine Oliveira.

Modelagem e controle do conversor trifásico três portas bidirecional ZVSPWM CC-CC push pull alimentado em corrente / Lorena Lorraine Oliveira Albuquerque. - João Pessoa, 2020.

71 f. : il.

Orientação: Isaac Soares de Freitas.

Coorientação: Romero Leandro Andersen.

Dissertação (Mestrado) - UFPB/CEAR.

1. Engenharia elétrica. 2. Conversor com três portas.
3. Conversor CC-CC trifásico. 4. Push-Pull. I. Freitas,
Isaac Soares de. II. Andersen, Romero Leandro. III.
Título.

UFPB/BC

CDU 621.3(043)

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA – UFPB
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS – CEAR
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGE

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova a Dissertação

**MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR TRIFÁSICO TRÊS PORTAS
BIDIRECIONAL ZVSPWM CCC PUSH PULL ALIMENTADO EM CORRENTE**

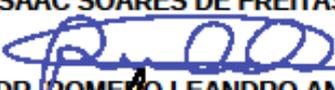
Elaborada por

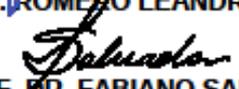
LORENA LORRAINE OLIVEIRA ALBUQUERQUE

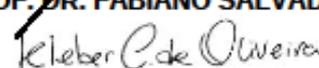
como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica.

COMISSÃO EXAMINADORA


PROF. DR. ISAAC SOARES DE FREITAS (Presidente)


PROF. DR. RÔMULO LEANDRO ANDERSEN


PROF. DR. FABIANO SALVADORI


PROF. DR. KLEBER CARNEIRO OLIVEIRA

João Pessoa/PB, 16 de dezembro de 2020

Dedico este trabalho aos meus pais e amigos, meu namorado e minha família, que sempre estiveram ao meu lado, incentivando-me e torcendo por mim.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus por Ele ter abençoado a realização de mais um sonho na minha vida profissional, por todo amparo que me deu nos momentos de cansaço e dificuldade.

Agradeço aos meus pais por todo amor, carinho e paciência, por estarem ao meu lado me apoiando, torcendo e incentivando a buscar cada dia ser e dar o meu melhor, sem eles nada faria sentido e eu não estaria aqui. Ao meu namorado, por todo apoio, compreensão e torcida.

Ao professor Romero, que sempre acreditou em mim, e com toda paciência e disciplina vem me orientando da melhor forma possível, tornando possível a concretização desse projeto.

Quero agradecer, também, ao professor Isaac Soares de Freitas que me aceitou de última hora como seu aluno e vem fazendo o possível para facilitar meu caminho na conclusão deste trabalho.

Aos meus colegas de pós-graduação que me apoiaram e tornaram essa jornada mais alegre, de modo especial a Marcos por toda parceria e paciência, por estar sempre ao meu lado, ajudando-me e dividindo os bons e maus momentos.

“Para tudo há um tempo.”

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Conversor ZVS-PWM CC-CC trifásico push pull.	28
Figura 2 - Conversor trifásico ZVS-PWM push pull utilizando o filtro L_2C_2	29
Figura 3 – Circuito elétrico equivalente.	31
Figura 4 – Forma de onda da tensão v_x	31
Figura 5 – (a) Circuito equivalente dos valores médios da porta 1. (b) Circuito equivalente dos valores médios da porta 3.	33
Figura 6 - Estrutura básica de controle de corrente.	35
Figura 7 - Estrutura básica de controle de corrente utilizando a fonte V_2	36
Figura 8 – Diagrama de blocos malha de corrente.	36
Figura 9 – produção dos pulso pwm	37
Figura 10 - Estrutura básica de controle de corrente e tensão na porta 1.	38
Figura 11 - Diagrama de blocos da malha de controle de tensão na porta 1.	39
Figura 12 - Estrutura básica do controle de tensão na porta 3.	40
Figura 13 - Diagrama de blocos da malha de controle de tensão na porta 3.	40
Figura 14 – diagrama de blocos do controlador pi.	41
Figura 15 – Circuito de simulação para o método de carga de bateria.	43
Figura 16 – Transformador produzido para a montagem do protótipo.	51
Figura 17 – Indutor produzido para a montagem do protótipo.	53
Figura 18 - Diagrama de Bode de fase e ganho da função de transferência em malha aberta do controle de corrente na porta 1.	61
Figura 19 - Diagrama de Bode de fase e ganho da função de transferência em malha aberta do controle de tensão na porta 1.	62
Figura 20 - Diagrama de Bode de fase e ganho da função de transferência em malha aberta do controle de tensão na porta 3.	62
Figura 21 – Corrente I_L utilizando o controle de corrente.	64
Figura 22 – Corrente I_L com fluxo invertido e V_2 como fonte principal.	65
Figura 23 – Formas de onda da simulação com um degrau de carga na porta 1. a) Tensão V_1 . b) Corrente I_1	66
Figura 24 - Formas de onda da simulação com um degrau de carga na porta 1. a) Tensão V_3 . b) Corrente I_2	66
Figura 25 - Formas de onda da simulação com um degrau de carga na porta 3. a) Tensão V_3 . b) Corrente I_L . c) Tensão V_2	67

Figura 26 – Método corrente constante e tensão constante para carregamento de bateria.	69
--	----

LISTA DE TABELAS

Tabela 1- Principais dados MOSFET IRF-260n.....	47
Tabela 2 – Dados do diodo MUR860.....	48

SIMBOLOGIA

Acrônimos e abreviaturas

Sigla	Significado
ZVS	<i>Zero-Voltage Switching</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
PV	<i>Photovoltaic Painel</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
CC	<i>Corrente Contínua</i>

Símbolos usados para referenciar elementos de circuitos

Sigla	Significado
C	Capacitor
D	Diodo
L	Indutor
L _d	Indutância de dispersão
R	Resistor
S, S'	Semicondutor (chave)

Símbolos usados para referenciar elementos de circuitos

Sigla	Significado	Unidade
C _g	Capacitor de grampeamento	F
C ₃	Capacitor da porta 3	F
V ₃	Tensão na porta 3	V
V _{3-ref}	Tensão de referência	V
V _{3 medido}	Tensão medida na porta 3	V
ΔV_3	Ondulação relativa da tensão na porta 3	V
R ₃	Resistência de carga na porta 3	Ω

I_3	Corrente na porta 3	A
D	Razão cíclica	-
V_2	Tensão na porta 2	V
L_2	Indutor na porta 2	H
C_2	Capacitor na porta 2	F
I_2	Corrente na porta 2	A
L	Indutância boost na porta 1	H
I_L	Corrente no indutor boost na porta 1	A
I_{L_medido}	Corrente medida no indutor boost na porta 1	A
I_{ref}	Corrente de referência	A
ε_i	Sinal de erro resultante da malha de corrente	-
V_{Cl}	Sinal de controle da malha de corrente	-
V_{Srr}	Amplitude da onda dente de serra	V
V_1	Tensão na porta 1	V
V_{1-ref}	Tensão de referência	V
V_{CV}	Sinal de erro compensando	V
V_{1_medido}	Tensão medida na porta 1	V
ε_v	Sinal de erro resultante da malha de tensão	-
R_1	Resistência na porta 1	Ω
C_1	Capacitor na porta 1	F
C'	Capacitor de comutação	F
q	Ganho de tensão	-
n	Relação do número de espiras do transformador	-
I_{no}	Perda da razão cíclica efetiva	%
ΔI_L	Ondulação máxima da corrente no indutor boost	A
f_c	Frequência de comutação	Hz
V_X	Valor médio entre o ponto do neutro do primário do transformador e a referência	V
G(s)	Modelo da planta de corrente	-
H(s)	Modelo da planta de tensão	-

T_s	Tempo de comutação	s
$C_i(s)$	Controlador de corrente	-
G_{PWM}	Ganho do modulador PWM	-
G_{MI}	Ganho do sensor de corrente	-
$FTMA_i (s)$	Função de transferência em malha aberta do controle de corrente	-
$C_v(s)$	Compensador de corrente	-
G_{MV}	Ganho do sensor de tensão	-
K	Ganho para representar a malha de corrente no controle de tensão da porta 3	-
$FTMA_{v1} (s)$	Função de transferência em malha aberta do controle de tensão na porta 1	-
K_3	Ganho para relacionar I_L e I_3	-
$FTMA_{v3} (s)$	Função de transferência em malha aberta do controle de tensão na porta 3	-
η	Rendimento	%
I_{S_infMAX}	Corrente máxima na chave inferior	A
$I_{S_inf_{ef}}$	Corrente eficaz na chave inferior	A
$V_{s_{max}}$	Tensão máxima sobre as chaves	V
I_{S_supMAX}	Corrente máxima na chave superior	A
$I_{S_sup_{ef}}$	Corrente eficaz na chave superior	A
$I_{d_{med}}$	Corrente média no diodo	A
V_{dMAX}	Tensão máxima sobre o diodo	V
t_d	Tempo morto	S
$V_{L_{pef}}$	Tensão eficaz na bobina primária do transformador	V
$I_{L_{pef}}$	Corrente eficaz em uma bobina primária do transformador	A
$I_{L_{pmed}}$	Corrente média na bobina primária do transformador	A

$V_{L_{sef}}$	Tensão eficaz na bobina secundária do transformador	V
$I_{L_{sef}}$	Corrente eficaz em uma bobina secundária do transformador	A
K_p	Fator de ocupação da área da janela pela bobina primária	-
K_w	Fator de ocupação do cobre dentro do carretel	-
J_{max}	Densidade de corrente máxima	A/cm ²
B_{max}	Densidade de fluxo máxima	T
$l_{espméd}$	Comprimento médio da espira	cm
A_w	Área da janela do carretel	cm ²
A_e	Área efetiva	cm ²
N_p	Número de espiras do lado primário do transformador	-
N_s	Número de espiras do lado secundário do transformador	-
S_{e_p}	Área de cobre total da seção de um chicote de condutores para uma bobina primária	cm ²
S_{e_s}	Área de cobre total da seção de um chicote de condutores para uma bobina secundária	cm ²
d_{max}	Diâmetro máximo de cobre do condutor	mm
S_{cobre}	Área da seção transversal do condutor	cm ²
$S_{isolado}$	Área da seção transversal isolado do condutor	cm ²
$\rho_{cobre28}$	Resistividade do condutor	cm
n_{cond_p}	Número de condutores para o chicote primário do transformador	-
n_{cond_s}	Número de condutores para o chicote secundário do transformador	-
$l_{chicote_p}$	Comprimento do chicote do primário do transformador	m
$l_{chicote_s}$	Comprimento do chicote do secundário do transformador	m
$I_{L_{MAX}}$	Corrente máxima de pico do indutor	A

l_{med}	Comprimento médio	cm
V_{eind}	Volume efetivo	cm ³
N _L	Número de espiras do indutor	-
$l_{entreferro}$	Comprimento do entreferro	mm
n_{condL}	Número de condutores em paralelo do indutor	-
$l_{chicot eL}$	Comprimento do chicote do indutor	m
E_x	Possibilidade de execução	-
P_{s_inf}	Perda em cada chave inferior	W
$P_{s_inf total}$	Perda total nas chaves inferiores	W
P_{s_sup}	Perda em cada chave superior	W
$P_{s_sup total}$	Perda total nas chaves superiores	W
$P_{d cond}$	Perda em condução no diodo	W
$P_{d com}$	Perda em comutação no diodo	W
$P_{d total}$	Perda total nos diodos	W
K_h	Coefficiente de perdas por histerese	-
K_f	Coefficiente de perdas por correntes parasitas	-
$P_{totalisCobre}$	Perdas no cobre no transformador	W
$P_{totalisNucleo}$	Perdas magnéticas no transformador	W
$P_{transformador}$	Perda total no transformador	W
P_{cobreL}	Perdas no cobre no indutor	W
P_{nucleo}	Perdas magnéticas no indutor	W
$P_{indutor}$	Perda total no indutor	W
T_{j_desej}	Temperatura de junção	°C
T_a	Temperatura ambiente	°C

$R_{th_ja_max}$	Resistência térmica junção-ambiente máxima	°C/W
T_{j_final}	Temperatura final da junção	°C
R_{th_jc}	Resistência térmica junção-cápsula	°C/W
R_{th_cd}	Resistência térmica cápsula-dissipador	°C/W

ÍNDICE

1. INTRODUÇÃO	22
1.1. INTRODUÇÃO GERAL	22
1.2. OBJETIVOS.....	22
1.3. ESTRUTURA E ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	22
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	25
3. ESTUDO DO CONVERSOR ZVS-PMW CC-CC TRIFÁSICO PUSH PULL ALIMENTADO EM CORRENTE	28
3.1. DESCRIÇÃO DO CIRCUITO	28
4. MODELAGEM DO CONVERSOR	31
4.1. MODELO DA PLANTA DE CORRENTE G (S)	31
4.2. MODELO DA PLANTA DE TENSÃO H (s)	32
5. CONTROLE DE TENSÃO E CORRENTE	35
5.1. MALHA DE CONTROLE DE CORRENTE NA PORTA 1	35
5.1.1. <i>Ganho do modulador pwm</i>	37
5.1.2. <i>Sensor de corrente</i>	38
5.2. MALHA DE CONTROLE DE CORRENTE E TENSÃO NA PORTA 1	38
5.2.1. <i>Sensor de tensão</i>	39
5.3. MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO NA PORTA 3	39
5.4. PROJETO DAS MALHAS DE CONTROLE	41
5.5. MÉTODO DE CARGA DE BATERIA	43
6. DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR	45
6.1. ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO	45
6.2. PROJETO DOS MOSFETs E DIODOS	46
6.3. CAPACITORES DE COMUTAÇÃO	48
6.4. PROJETO DO TRANSFORMADOR TRIFÁSICO	48
6.5. PROJETO DO INDUTOR	52
6.6. PERDAS NO CONVERSOR	54
6.6.1. <i>Perdas nos MOSFETs</i>	54
6.6.2. <i>Perdas nos diodos</i>	54

6.6.3.	<i>Perdas no transformador</i>	55
6.6.4.	<i>Perdas no indutor</i>	55
6.7.	CÁLCULO TÉRMICO	56
6.7.1.	<i>Mosfet</i>	56
6.7.2.	<i>Diodo</i>	57
6.8.	RENDIMENTO TEÓRICO	57
6.9.	PROJETO DOS CONTROLADORES ANALÓGICOS	58
6.9.1.	<i>controlador de corrente NA PORTA 1</i>	58
6.9.2.	<i>controlador de tensão na porta 1</i>	59
6.9.3.	<i>controlador de tensão na porta 3</i>	60
6.10.	DIAGRAMA DE BODE	61
7.	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	64
7.1.	CONTROLE DE CORRENTE NA PORTA 1	64
7.2.	CONTROLE DE TENSÃO E CORRENTE NA PORTA 1	65
7.3.	CONTROLE DE TENSÃO E CORRENTE NA PORTA 3	67
7.4.	CARREGAMENTO DA BATERIA.....	67
7.5.	CONCLUSÕES SOBRE AS SIMULAÇÕES REALIZADAS.....	69
8.	CONCLUSÕES	71
9.	REFERÊNCIAS	72

RESUMO

MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR TRIFÁSICO TRÊS PORTAS BIDIRECIONAL ZVS-PWM CC-CC PUSH PULL ALIMENTADO EM CORRENTE

Com a expansão de sistemas distribuídos e o desenvolvimento da tecnologia de smart grid nas últimas décadas, topologias bidirecionais estão se tornando cada vez mais usadas e capazes de controlar o fluxo de energia entre diversas fontes de energia e dispositivos de armazenamento como baterias. Com o intuito de contribuir para essa área, esse trabalho propõe o modelo matemático para controle da malha de tensão e corrente de um conversor trifásico push-pull CC-CC ZVS-PWM alimentado em corrente. Esse conversor tem três portas, sendo duas bidirecionais e uma unidirecional e pode ser utilizado em diversas aplicações tais como sistemas de carregamento de baterias, células a combustível, mini redes isoladas. O controle proposto é capaz de inverter o fluxo de potência impondo ao indutor principal um valor de corrente mantendo a tensão em determinada porta mesmo com variações de carga. A estrutura de controle para cada caso é demonstrada, assim como a dedução das principais expressões matemáticas. Com o intuito de validar o funcionamento da estratégia de controle, foram realizadas simulações experimentais para um conversor com potência de 50W, tensão na porta 1 de 50V, tensão na porta 3 de 200V e frequência de comutação de 40 kHz.

Palavras chave: conversor CC-CC trifásico, multiporta, bidirecionalidade, conversor com três portas.

ABSTRACT

DYNAMIC MODELING AND CONTROL OF A THREE-PORT THREE-PHASE ZVS-PWM CURRENT-FED PUSH PULL DC-DC CONVERTER

With the expansion of distributed systems and the development of smart grid technology in the last decades, bidirectional topologies have become more widely used and capable of controlling the flow of energy between various sources of energy and storage devices such as batteries. In order to contribute to this area, this work proposes the mathematic model and the control of the current and voltage loops of the ZVS-PWM three-phase current-fed push-pull DC-DC converter. The converter has three ports, two bidirectional ports and one unidirectional port and can be used in various applications such as battery charging system, fuel cell, isolated mini grids and micro grids. The proposed control is able to invert power flow by imposing main inductor current value and direction as well as maintaining voltage at a given port under load variations. The control structure for each case is presented, as well as the deduction of the main mathematical expressions. In order to validate the performance of the proposed control strategy, simulation results for a 500 W converter with 50V in port 1 and 200 V in port 3 and a switching frequency of 40 kHz.

Keywords - three-phase dc-dc converter, multi-port, bidirectionality, three-port converter

1 INTRODUÇÃO

1. INTRODUÇÃO

1.1. INTRODUÇÃO GERAL

A estrutura do conversor desenvolvida nesse trabalho foi baseada no conversor CC trifásico push pull proposto por [1], cujas principais características são: técnica de grampeamento ativo (conectando o lado primário do transformador com uma ponte completa trifásica de interruptores e um capacitor de grampeamento), comutação suave nas chaves (ZVS), elevada eficiência, redução das perdas nas chaves. Em [1] foi apresentado o equacionamento, formas de onda, regiões de operação e resultados experimentais do protótipo, as peculiaridades adicionais estudadas e desenvolvidas neste trabalho foram a modelagem da malha de corrente e tensão, a constatação da bidirecionalidade e a utilização de três portas no conversor, podendo ser aplicado em diversas situações como sistemas de carregamento de baterias, células a combustível, mini redes.

1.2. OBJETIVOS

Este trabalho propõe o modelo matemático e o controle das malhas de tensão e de corrente de um conversor três portas ZVS-PWM CC-CC trifásico push pull. O conversor apresenta duas das três portas, sendo duas bidirecionais e uma unidirecional e pode ser utilizado em diversas aplicações como sistema de carregamento de bateria, célula a combustível, mini redes isoladas e micro redes. O conversor proposto é capaz de inverter o fluxo de potência impondo a direção e o valor de corrente do indutor, bem como mantendo a tensão em uma determinada porta sob variações de carga.

1.3. ESTRUTURA E ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Além do capítulo introdutório, este trabalho está dividido nos seguintes tópicos:

- Capítulo 2 apresenta a revisão bibliográfica.
- Capítulo 3 expõe o estudo teórico do conversor, com equacionamento e principais características da estrutura e de funcionamento.
- Capítulo 4 mostra a modelagem do conversor abordado.
- Capítulo 5 aborda o controle de tensão e corrente, com equacionamento e projeto dos controladores.

- Capítulo 6 apresenta o dimensionamento do conversor, incluindo o projeto do transformador, MOSFETs, diodos e indutor principal, cálculo das perdas e o rendimento teórico esperado pelo conversor.
- Capítulo 7 demonstra os resultados de simulação obtidos experimentalmente.
- Por fim, as conclusões e referências.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Existe uma busca contínua para introdução de fontes renováveis na matriz elétrica atual bem como o aprimoramento de equipamentos elétricos utilizados, reduzindo o custo, preço e tamanho, mantendo o desempenho e contribuindo para uma maior eficiência. A integração dessas fontes de energia, tais como solar, eólica e célula a combustível em uma mesma rede através de interfaces eletrônicas proporciona uma maior flexibilidade na conversão e no nível de potência.

Geralmente utilizam-se vários conversores CC-CC independentes para controlar e integrar múltiplas fontes de energia, considerando as vantagens de custo-benefício, é preferível usar um conversor multiportas, uma vez que o mesmo utiliza menos componentes, apresenta menor custo e maior eficiência [2]. Os conversores multiportas podem ser classificados em isolados e não isolados. Esses são usualmente utilizados em aplicações com relação de regulação de baixa tensão, enquanto aqueles quando se precisa de relação de regulação de alta tensão, nesse caso, os conversores isolados são usados com transformadores [3].

Com a expansão dos sistemas de distribuição e o desenvolvimento de tecnologias *smart grid* nas últimas décadas, topologias bidirecionais têm sido cada vez mais utilizadas em aplicações em células a combustível [4], mini redes isoladas, micro redes, sistemas de carregamento de baterias [5 - 7], fontes de alimentação ininterrupta [8], sendo capazes de controlar o fluxo de energia entre diversas fontes. Esses conversores podem servir de interface entre um sistema de armazenamento e uma carga ou conjunto de carga, que eventualmente podem reverter o fluxo de potência.

É viável a utilização de conversor bidirecional em aplicações que exigem potência acima de dezenas de quilowatts [9], oferecendo uma solução mais econômica na transferência de potência bidirecional, especialmente para sistemas de armazenamento *stand by*, além de ser adequado para barramento de corrente contínua em micro redes onde são aplicados acumuladores de energia e fontes CC do tipo células a combustível, gerador fotovoltaico.

Um conversor CC-CC de três portas é uma solução adequada para utilização em sistemas elétricos híbridos, uma vez que permite transmitir a potência requerida de maneira bidirecional entre as três portas [10, 11]. O conversor descrito em [12] é aplicado em um sistema híbrido de célula a combustível/bateria para suprir uma carga autônoma, esse irá controlar o fluxo de potência entre a célula a combustível e a bateria, quando

houver uma deficiência ou excesso de potência em consequência de variações de carga, o conversor irá regular esse fluxo extra de potência do ou para elemento armazenador de energia, evitando que haja uma demanda de corrente maior ou menor do que a disponibilizada pela célula a combustível, o que ocasionaria o desligamento ou perda de eficiência da mesma, respectivamente.

O conversor bidirecional com três portas proposto em [2] gerencia a energia entre um painel fotovoltaico (PV), bateria recarregável e uma carga, atuando como controlador de carga operando no ponto de máxima potência do PV quando existe variações nas condições ambientais, controlando a carga e descarga da bateria, quando houver excesso ou deficiência de energia em relação a carga.

Um grande desafio na utilização de conversores bidirecionais multiporta em aplicações com alta tensão é o estresse de tensão sobre os semicondutores. O conversor proposto em [13] é adequado para tais aplicações, uma vez que a tensão de estresse sobre as chaves é metade da tensão no lado de alta tensão, além disso, pode ser aplicado em sistemas de potência de célula a combustível e bateria híbrida. Assim como o conversor [14] que permite o fornecimento de energia para a carga durante uma falha de energia por intermédio de uma porta bidirecional de bateria.

Topologias bidirecionais podem ser aplicadas em sistemas de energia elétrica para automóveis [15], podendo ser utilizados em sistemas de carregamento de baterias empregadas em veículos elétricos [16, 17].

Como citado, os conversores CC-CC bidirecionais multiportas são um amplo campo de pesquisa na literatura, sua utilização e estudo vêm se tornando cada vez mais frequentes, dado a abrangência de suas aplicações e a introdução de fontes renováveis na matriz energética, como sistemas de distribuição e sistemas de energia elétrica para automóveis.

3 ESTUDO DO CONVERSOR ZVS-PMW CC-CC TRIFÁSICO PUSH PULL ALIMENTADO EM CORRENTE

3. ESTUDO DO CONVERSOR ZVS-PMW CC-CC TRIFÁSICO PUSH PULL ALIMENTADO EM CORRENTE

Neste capítulo será apresentada a estrutura do conversor estudado neste trabalho.

3.1. DESCRIÇÃO DO CIRCUITO

O conversor push-pull alimentado em corrente com grameamento ativo [1] e [18], comutação suave representado na Figura 1 é composto pelos seguintes principais componentes: capacitor de grameamento C_g , seis chaves ativas (S_1' , S_2' , S_3' , S_1 , S_2 , S_3), indutâncias de dispersão (L_d) – responsáveis por manter a corrente durante os intervalos de comutação, filtro capacitivo C_3 , transformador trifásico conectado a ponte retificadora de diodo (D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , D_5 , D_6) e três portas – V_1 , V_2 e V_3 .

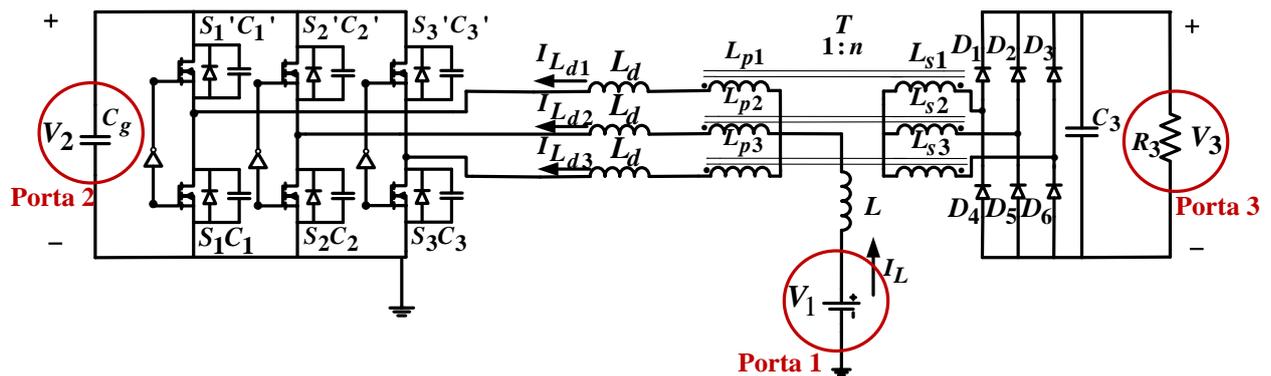


FIGURA 1 - CONVERSOR ZVS-PWM CC-CC TRIFÁSICO PUSH PULL.

Essa topologia apresenta três regiões de operação distintas, dependendo da razão cíclica D (3.1), nesse estudo será considerado o conversor operando na região 3. Os comandos das chaves de cada braço em relação ao outro são defasados de 120° e os sinais aplicados às chaves do mesmo braço são complementares. O conversor apresenta três portas, sendo que as portas 1 e 2 são bidirecionais e a porta 3 unidirecional.

$$\begin{aligned}
 R_1 : 0 < D < \frac{1}{3} \\
 R_2 : \frac{1}{3} < D < \frac{2}{3} \\
 R_3 : \frac{2}{3} < D < 1
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Na Figura 2 mostra-se que é possível substituir o capacitor de grampeamento C_g da porta 2, por uma fonte de tensão V_2 e um filtro L_2C_2 .

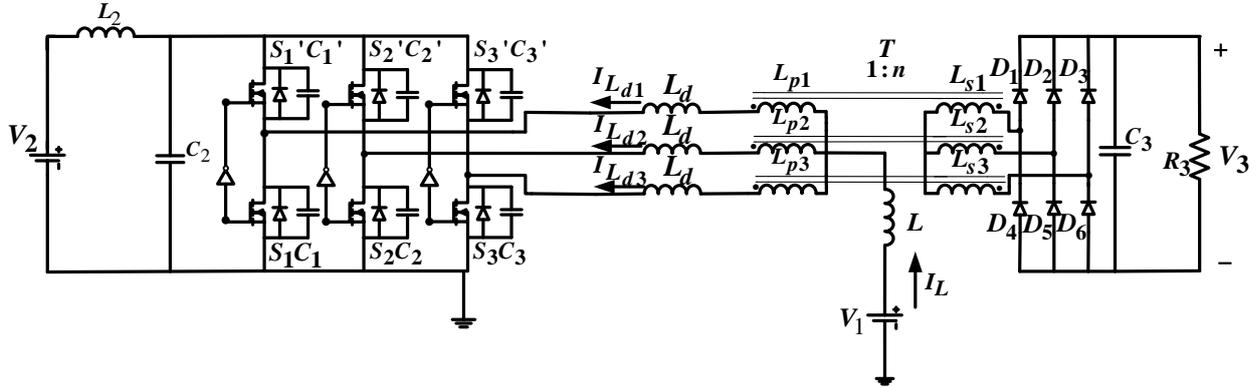


FIGURA 2 - CONVERSOR TRIFÁSICO ZVS-PMW PUSH PULL UTILIZANDO O FILTRO L_2C_2 .

A seguir, são apresentas as principais expressões matemáticas deduzidas em [1].

Ganho estático do conversor:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1-D} \quad (3.2)$$

Ganho de tensão:

$$q = \frac{V_3}{V_1} = \frac{n}{(1-D) + I_{no}} \quad (3.3)$$

Onde:

- n é a relação do número de espiras do transformador;
- I_{no} é a perda de razão cíclica efetiva.

Indutância boost na porta 1

$$L = \left(\frac{V_1}{\Delta I_L \cdot f_c} \right) \cdot \left(D - \frac{2}{3} \right) \quad (3.4)$$

Onde:

- ΔI_L : ondulação máxima da corrente no indutor boost;
- f_c : frequência de comutação.

Indutância de dispersão:

$$L_d = \left(\frac{I_{no} \cdot V_1}{f_s \cdot n \cdot \left(\frac{P_3}{V_3} \right)} \right) \quad (3.5)$$

4 MODELAGEM DO CONVERSOR

4. MODELAGEM DO CONVERSOR

4.1. MODELO DA PLANTA DE CORRENTE G (S)

O modelo da planta para o controle de corrente na porta 1 é encontrando analisando o circuito equivalente da Figura 3. Nesse circuito, v_x representa o valor médio entre o ponto do neutro do primário do transformador e a referência. O comportamento da forma de onda da tensão v_x é apresentado na Figura 4 [1].

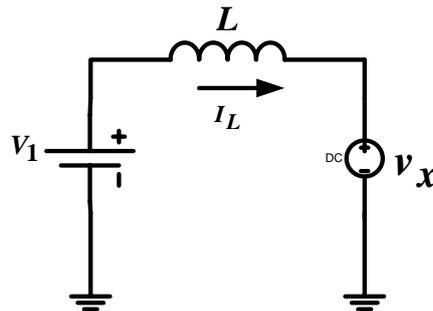


FIGURA 3– CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE.

Do circuito equivalente obtém-se:

$$\frac{L \cdot di_L(t)}{dt} = V_1 - v_x \tag{4.1}$$

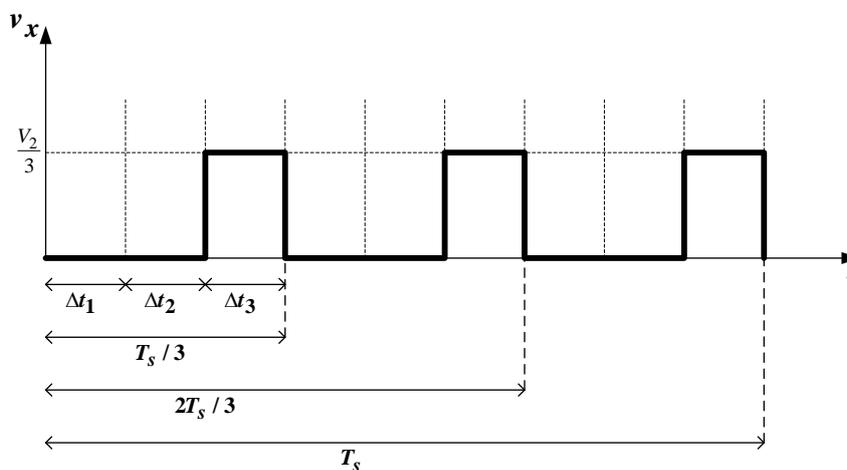


FIGURA 4 – FORMA DE ONDA DA TENSÃO v_x .

Do gráfico da Figura 4 obtém-se (4.2):

$$v_x = \frac{\Delta t_3 \cdot \frac{V_2}{3}}{\frac{T_s}{3}} \tag{4.2}$$

Sendo: $\Delta t_3 = (1-d) \cdot T_s$

$$v_x = (1-d) \cdot V_2 \quad (4.3)$$

Dessa forma, utilizando (4.3) em (4.1) obtém-se (4.4):

$$\frac{L \cdot di_L(t)}{dt} = [V_1 - (1-d(t)) \cdot V_2] \quad (4.4)$$

Aplicando uma pequena perturbação no sistema e considerando V_1 e V_2 constantes, pode-se escrever a equação anterior como:

$$\frac{L \cdot d[i_L(t) + \hat{i}_L(t)]}{dt} = V_1 - [1 - (D(t) + \hat{d}(t))] \cdot V_2 \quad (4.5)$$

Considerando os valores médios de (4.1) e (4.4) e sabendo que a tensão média no indutor é zero, a parte CC de (4.5) pode ser cancelada e os termos não lineares CA são desprezados por serem pequenos, dessa forma (4.5) pode ser reescrita como (4.6).

$$\frac{L \cdot d(\hat{i}_L(t))}{dt} = \hat{d}(t) \cdot V_2 \quad (4.6)$$

Aplicando a transformada de Laplace, é possível obter a função de transferência da planta de corrente para as portas 1 e 3, dado por (4.7). A função de transferência mostra como a corrente i_L é afetada pela mudança na razão cíclica e como utilizá-la para o design do controle de corrente.

$$\Delta G(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_2}{s \cdot L} \quad (4.7)$$

4.2. MODELO DA PLANTA DE TENSÃO H (S)

O procedimento a seguir visa obter as funções de transferência da planta de controle das tensões V_1 e V_3 . Utilizando os valores médios na porta 1, o circuito pode ser representado como mostrado na Figura 5(a), as expressões matemáticas podem ser dadas pelas seguintes equações.

$$i_1 = i_{C_1} + i_{R_1} \quad (4.8)$$

$$i_1(t) = C_1 \cdot \frac{d(v_1(t))}{dt} + \frac{v_1(t)}{R_1} \quad (4.9)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (4.9) e rearranjando os termos, o modelo da planta de controle de tensão é dado por (4.13).

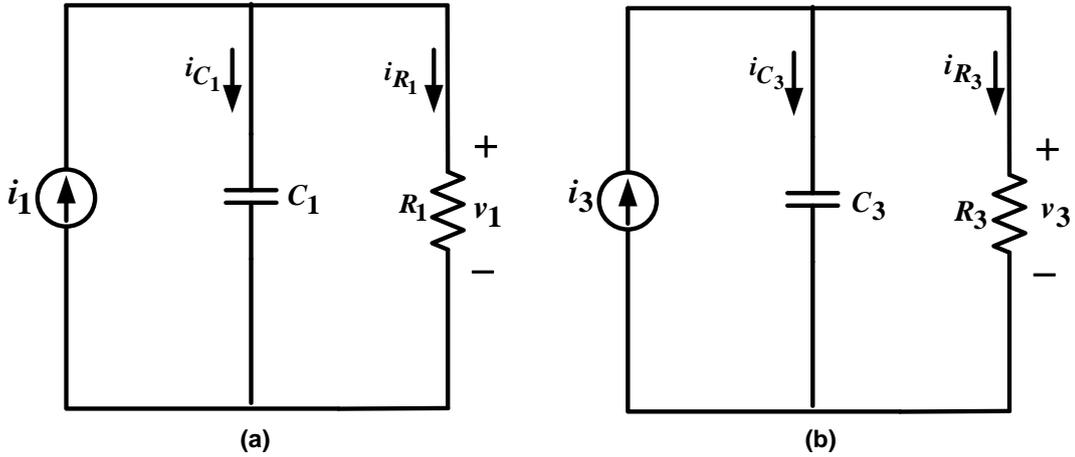


FIGURA 5 – (A) CIRCUITO EQUIVALENTE DOS VALORES MÉDIOS DA PORTA 1. (B) CIRCUITO EQUIVALENTE DOS VALORES MÉDIOS DA PORTA 3.

$$I_1(s) = s \cdot C_1 \cdot V_1(s) + \frac{V_1(s)}{R_1} \quad (4.10)$$

$$R_1 \cdot I_1(s) = s \cdot R_1 \cdot C_1 \cdot V_1(s) + V_1(s) \quad (4.11)$$

$$R_1 \cdot I_1(s) = V_1(s) \cdot (s \cdot R_1 \cdot C_1 + 1) \quad (4.12)$$

$$H_1(s) = \frac{V_1(s)}{I_1(s)} = \frac{R_1}{s \cdot R_1 \cdot C_1 + 1} \quad (4.13)$$

O mesmo procedimento pode ser feito para a porta 3, o circuito equivalente está demonstrado na Figura 5(b) e a função de transferência é dada por (4.14).

$$H_3(s) = \frac{V_3(s)}{I_3(s)} = \frac{R_3}{s \cdot C_3 \cdot R_3 + 1} \quad (4.14)$$

Assim sendo o ganho da faixa plana $H(0)$ e a frequência do polo f_p das plantas da porta 1 e 3 são dados por (4.15) e (4.16) respectivamente.

$$\begin{aligned} H_1(0) &= R_1 \\ H_3(0) &= R_3 \end{aligned} \quad (4.15)$$

$$\begin{aligned} f_{p1} &= \frac{1}{2\pi \cdot C_1 \cdot R_1} \\ f_{p3} &= \frac{1}{2\pi \cdot C_3 \cdot R_3} \end{aligned} \quad (4.16)$$

5 CONTROLLE DE TENSÃO E CORRENTE

5. CONTROLE DE TENSÃO E CORRENTE

5.1. MALHA DE CONTROLE DE CORRENTE NA PORTA 1

Pode-se projetar a estrutura de controle, demonstrada na Figura 6, para controlar a corrente na porta 1 que passa pelo indutor. A estrutura de controle será do tipo realimentada, onde se tem que a corrente que passa pelo indutor boost L (I_{L_medido}) será subtraída de uma corrente de referência (I_{ref}). O sinal de erro resultante (ϵ_i) será aplicado no controlador de corrente $C_I(s)$ gerando um sinal de controle da malha de corrente V_{CI} , que será comparada com uma onda dente de serra, de frequência f_s e amplitude V_{Srr} para a produção dos pulsos PWM de acionamento das chaves.

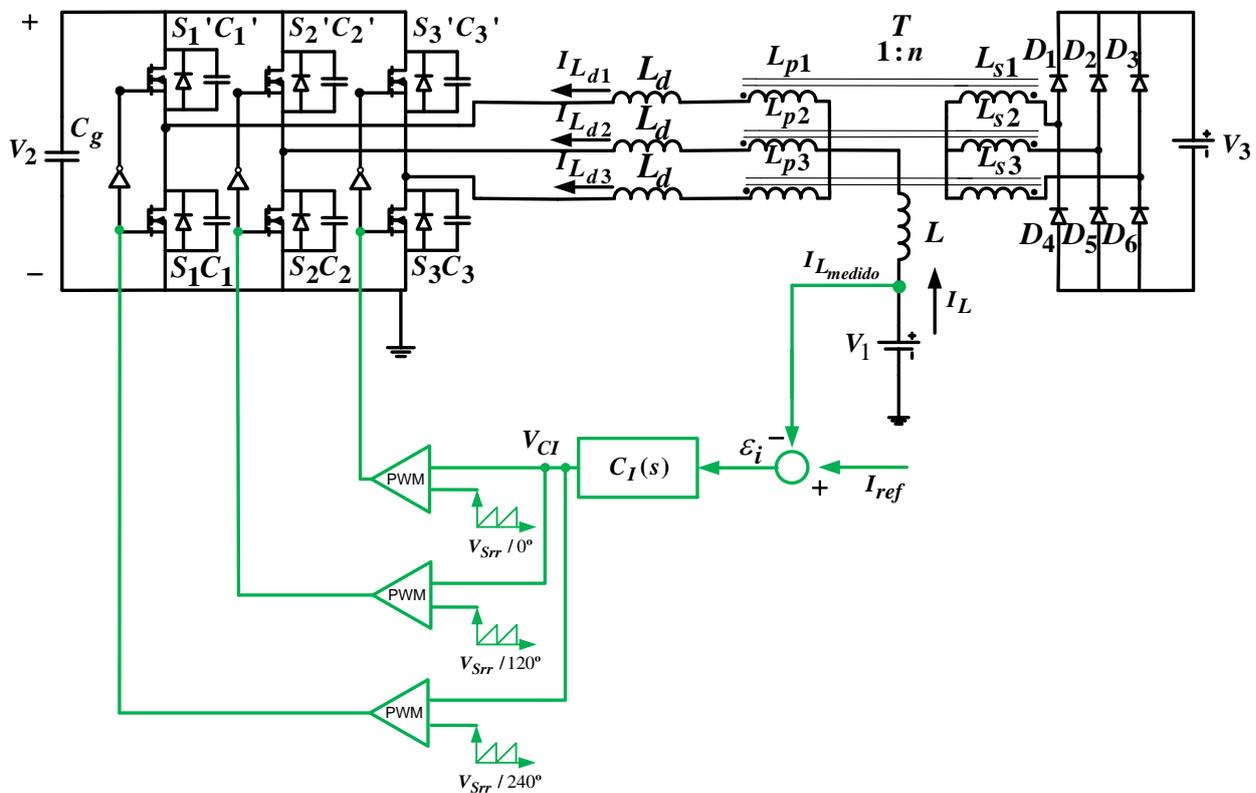


FIGURA 6 - ESTRUTURA BÁSICA DE CONTROLE DE CORRENTE.

Em substituição do capacitor de grameamento C_g é possível utilizar a fonte de tensão V_2 com um filtro L_2C_2 , uma vez que a porta 2 é a entrada principal de energia. O filtro LC serve para que não circule a componente de alta frequência da corrente (ocasionada pela comutação) pela fonte de alimentação. A Figura 7 apresenta o esquema do conversor descrito.

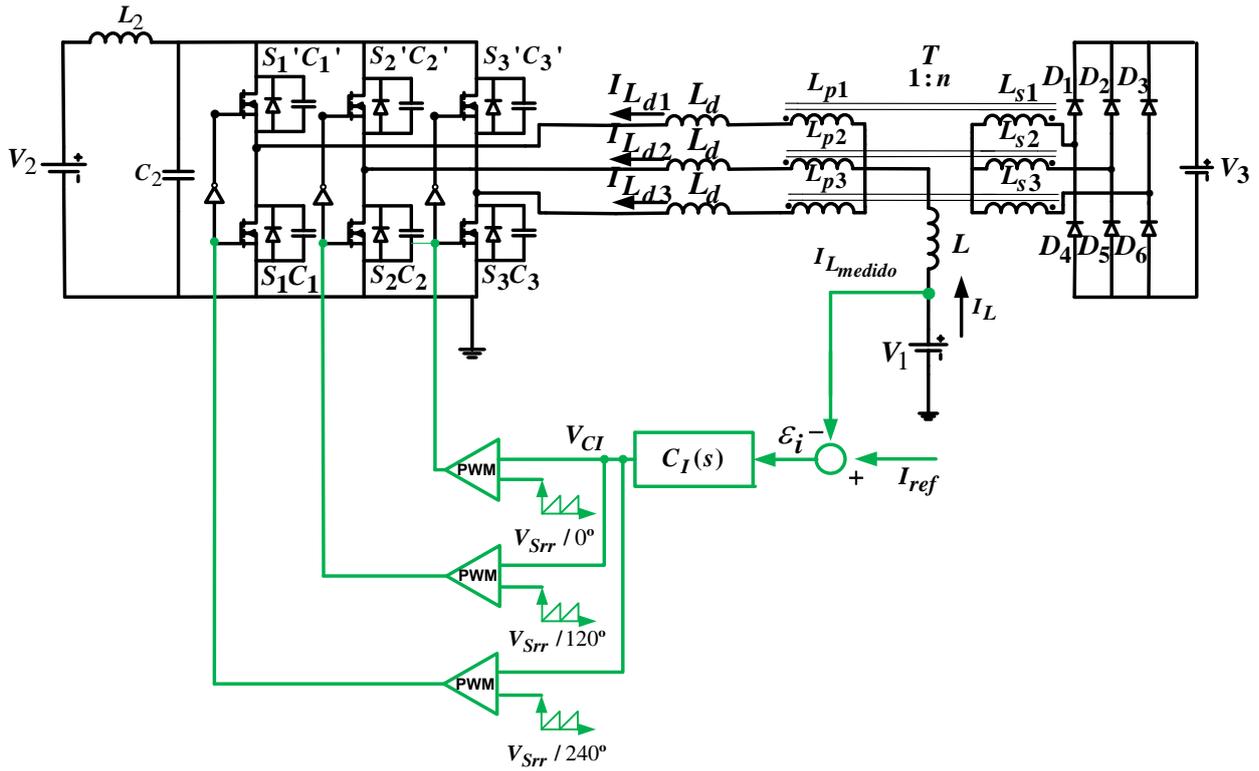


FIGURA 7 - ESTRUTURA BÁSICA DE CONTROLE DE CORRENTE UTILIZANDO A FONTE V_2 .

Identificando cada um dos blocos da estrutura de controle de corrente, pode-se verificá-los na Figura 8:

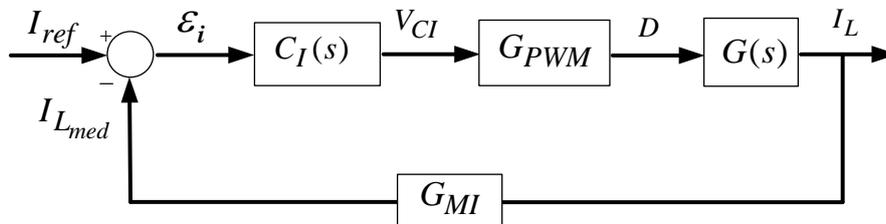


FIGURA 8 – DIAGRAMA DE BLOCOS MALHA DE CORRENTE.

Onde:

$G(s)$: Modelo por valores médios instantâneos da planta de corrente;

$C_I(s)$: Controlador de corrente;

G_{PWM} : Ganho do modulador PWM;

G_{MI} : Ganho do sensor de corrente.

A função de transferência em malha aberta é dada por (5.1).

$$FTMA_i(s) = C_I(s) \cdot G_{PWM} \cdot G(s) \cdot G_{MI} \quad (5.1)$$

5.1.1. GANHO DO MODULADOR PWM

Na saída do controlador de corrente tem-se o sinal de controle V_{ci} , no entanto esse precisa ser transformado na variável 'D', que é refletida pelo modulador de pulsos para o acionamento das chaves. Para efetuar a produção desses pulsos, utilizou-se a técnica *Pulse Width Modulation* – PWM, onde o sinal de comando é obtido pela comparação do sinal de controle (modulante) com uma onda periódica dente de serra, como pode ser ilustrada na Figura 9.

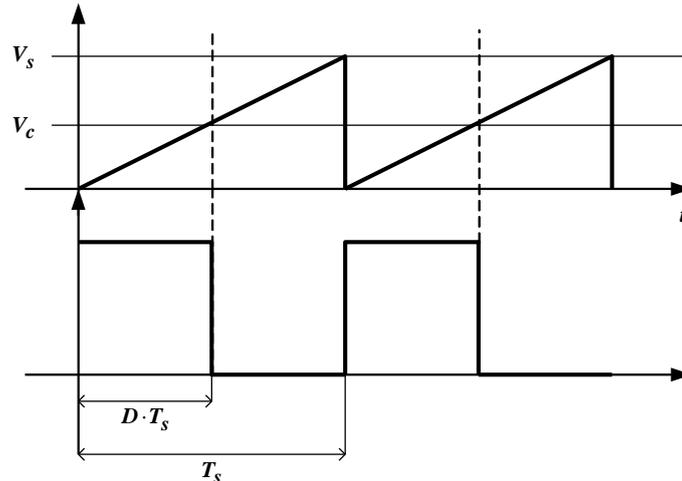


FIGURA 9 – PRODUÇÃO DOS PULSO PWM

Durante um período de comutação obtém-se (5.2), utilizando um sinal dente de serra de acordo com a Figura 9.

$$V_{Srr}(t) = \frac{V_s}{T_s} \cdot t \quad (5.2)$$

Quando $V_{Srr}(t) = V_C$, em $t = DT_s$, tem-se:

$$V_{Srr}(t) = V_C = \frac{V_s}{T_s} \cdot DT_s \quad (5.3)$$

Então:

$$D = \frac{V_C}{V_S} \quad (5.4)$$

Assim,

$$G_{PWM} = \frac{1}{V_S} \quad (5.5)$$

5.1.2. SENSOR DE CORRENTE

O sensoriamento na estrutura é realizado por um sensor de corrente que é inserido no caminho da corrente e o ganho do medidor é G_{MI} .

5.2. MALHA DE CONTROLE DE CORRENTE E TENSÃO NA PORTA 1

A estrutura proposta para realizar o controle da tensão V_1 está apresentada na Figura 10. A estratégia consiste basicamente na alteração da amplitude da corrente de referência. A corrente que passa pelo indutor será subtraída do sinal de erro compensando (V_{CV}) produzido pelo controlador de tensão $C_V(s)$, sendo resultado da comparação do valor medido da tensão da porta 1 (V_1 medido) com uma tensão de referência (V_{1-ref}). Com isso variações na carga não provocam mais variações significativas na tensão. Assim como quando se utiliza apenas a malha de corrente é possível em substituição ao capacitor de grampeamento C_g utilizar a fonte V_2 e um filtro L_2C_2 .

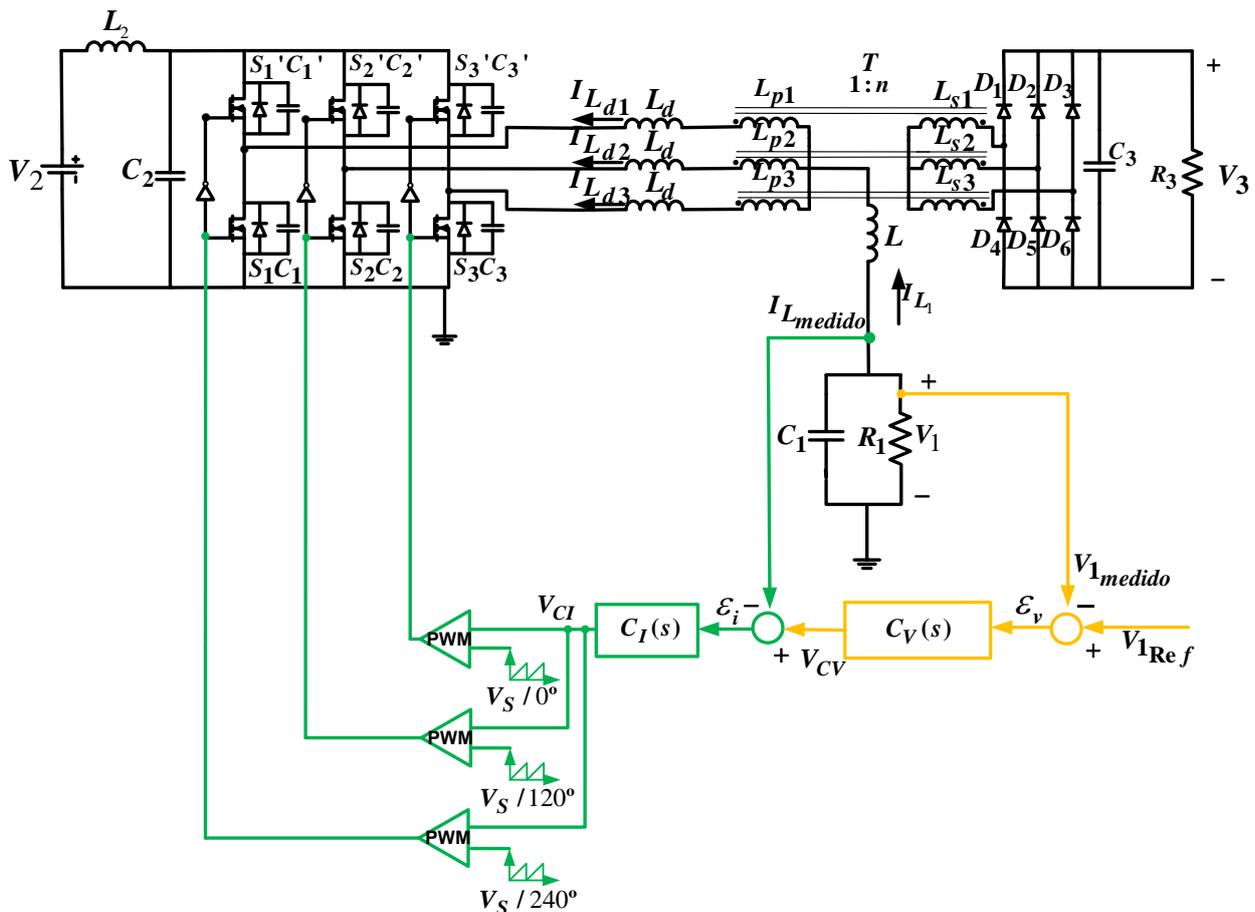


FIGURA 10 - ESTRUTURA BÁSICA DE CONTROLE DE CORRENTE E TENSÃO NA PORTA 1.

A Figura 11 apresenta o diagrama funcional da malha de tensão em malha fechada. As variáveis envolvidas são descritas por seus valores médios.

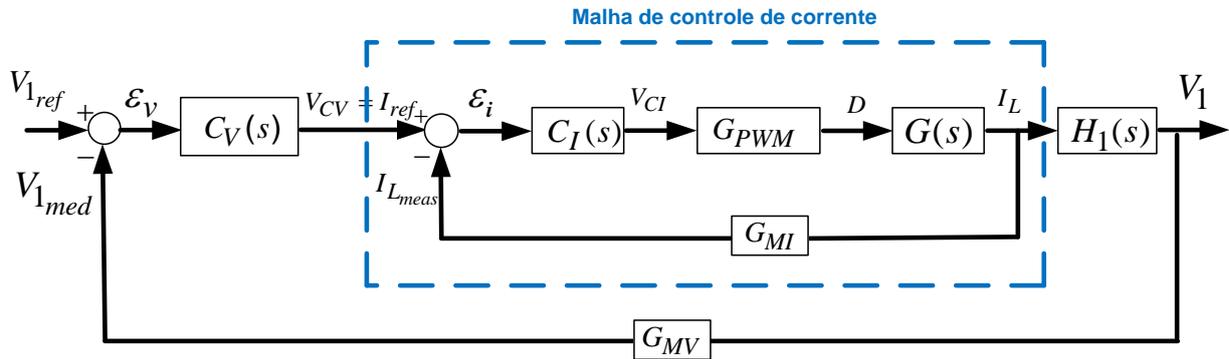


FIGURA 11 - DIAGRAMA DE BLOCOS DA MALHA DE CONTROLE DE TENSÃO NA PORTA 1.

Onde:

$H_1(s)$: Modelo por valores médios instantâneos da planta de tensão na porta 1.

$C_V(s)$: Controlador de tensão;

$G_{MV}(s)$: Ganho do sensor de tensão.

Neste modelo, como a malha de corrente é mais rápida do que a malha de tensão, aquela pode ser vista como um ganho K na função de transferência da malha de tensão na porta 1 dado por (5.6).

$$FTMA_{v1}(s) = C_V(s) \cdot K \cdot H_1(s) \cdot G_{MV} \quad (5.6)$$

5.2.1. SENSOR DE TENSÃO

A leitura da tensão de saída é feita por um sensor de tensão e o ganho do medidor é definido como sendo G_{MV} .

5.3. MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO NA PORTA 3

Assim como foi controlada a tensão da porta 1, é possível controlar a corrente na porta 1 (que passa pelo indutor L) e a tensão V_3 . A estrutura proposta para realizar o controle está apresentada na Figura 12.

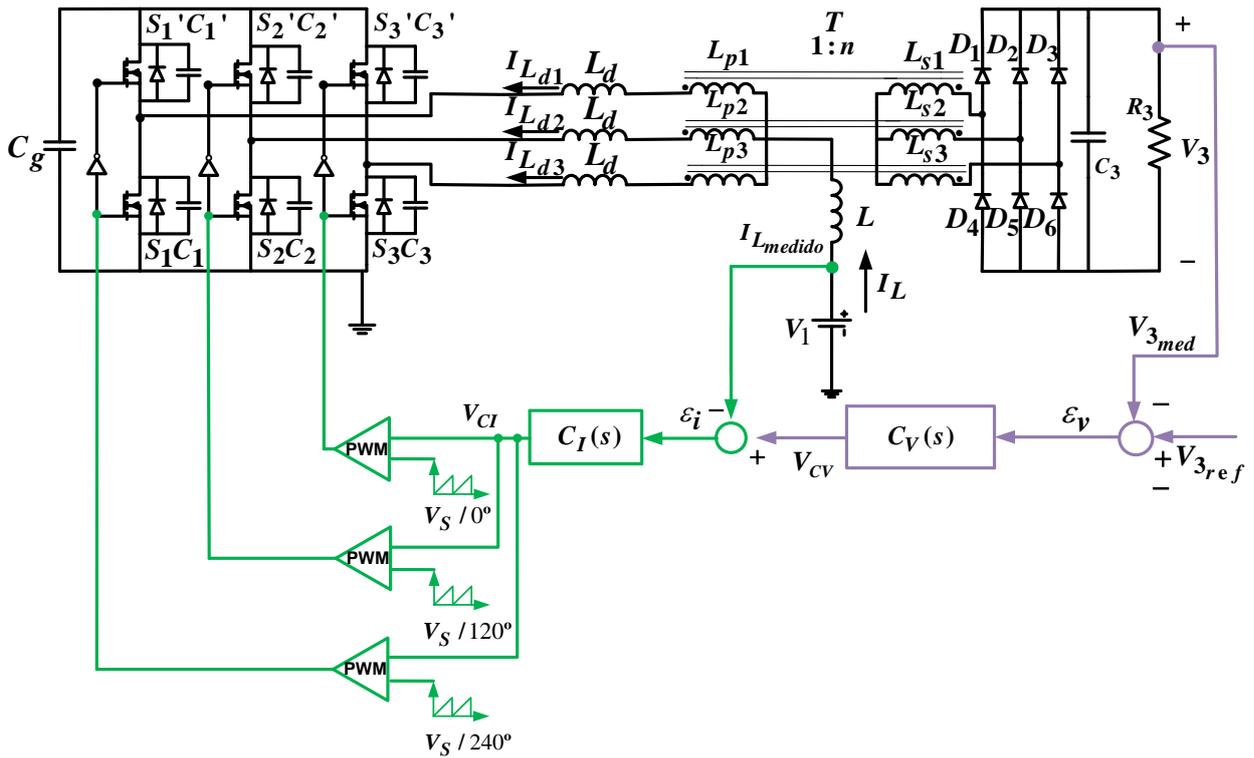


FIGURA 12 - ESTRUTURA BÁSICA DO CONTROLE DE TENSÃO NA PORTA 3.

A Figura 13 apresenta o diagrama funcional com os ganhos. As variáveis envolvidas são descritas por seus valores médios.

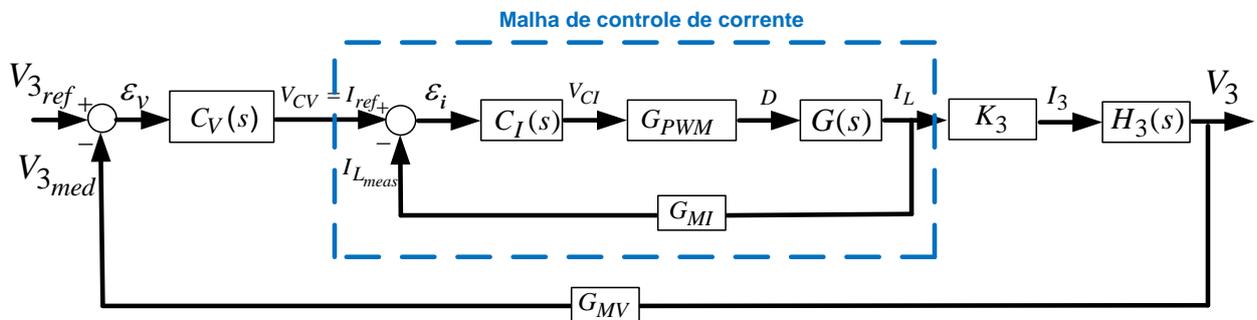


FIGURA 13 - DIAGRAMA DE BLOCOS DA MALHA DE CONTROLE DE TENSÃO NA PORTA 3.

Assim como no controle da porta 1, a malha de corrente pode ser representada por um ganho K , além disso, neste caso é necessário um ganho K_3 para relacionar a corrente I_L e a corrente I_3 na porta 3, cuja tensão está sendo controlada. No controle da porta 1, esse ganho era unitário, uma vez que a corrente I_L é igual a corrente I_1 na porta 1.

A malha de controle de corrente é a mesma utilizada na seção anterior, incluindo o modelo da planta de corrente $G(s)$.

Onde $H_3(s)$ representa o modelo por valores médios instantâneos da planta de tensão na porta 3. A função de transferência da malha de tensão de tensão é dada por (5.7).

$$FTMA_{v_3}(s) = C_V(s) \cdot K \cdot K_3 \cdot H_3(s) \cdot G_{MV} \quad (5.7)$$

O compensador e o sensor de tensão são os mesmos utilizados na seção anterior.

5.4. PROJETO DAS MALHAS DE CONTROLE

Nas malhas de corrente e tensão foram utilizados controladores do tipo PI, de acordo com a Figura 14, o controlador é composto por um termo proporcional, que tem finalidade minimizar o erro, e um termo integral, que é capaz de tornar o erro nulo, torando possível o controle das variáveis desejadas.

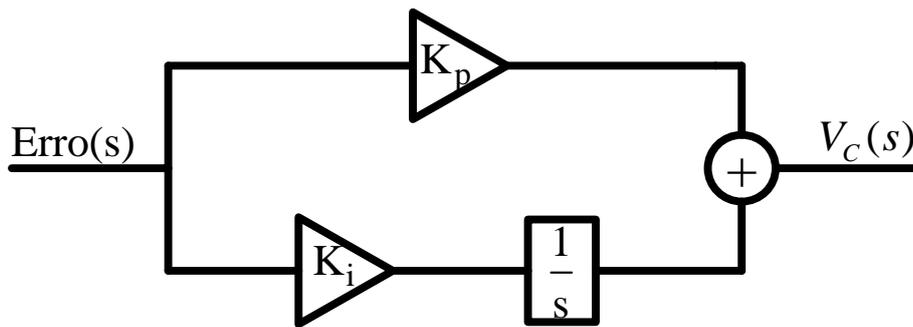


FIGURA 14 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLADOR PI.

Através do digrama de blocos é possível deduzir a função de transferência do controlador $H(s)$, que relaciona o sinal de saída $V_C(s)$ e a entrada $Erro(s)$, e é dada por (5.8), onde tem-se um polo na origem e um zero.

$$H(s) = \frac{V_C(s)}{Erro(s)} = \frac{K_I}{s} + K_P \quad (5.8)$$

Como se deseja utilizar um microprocessador para efetuar as operações de controle, será necessário discretizar a função (5.7), que pode ser decomposta em (5.9) e (5.10).

$$V_{KP}(s) = K_P \cdot Erro(s) \quad (5.9)$$

$$V_{KI}(s) = \frac{K_I \cdot Erro(s)}{s} \quad (5.10)$$

Para auxiliar na discretização da função de transferência, foi utilizada a aproximação de Euler, que é utilizada para aproximar a derivada de um sinal pela equação linear dada por (5.11), pois quando T tende a zero, a secante se torna tangente à curva original o que corresponde com a definição da derivada.

$$\frac{d[y(t)]}{dt} = \frac{y(t+T) - y(t)}{T} \quad (5.11)$$

Onde:

- $y(t+T)$: é o valor que a função assumirá em um instante posterior ao atual.
- $y(t)$: é o valor que a função possui no instante atual.
- T: é o passo de cálculo escolhido para a aproximação da derivada.

Rearranjando os termos de (5.9) e (5.10) aplicando a transformada inversa de Laplace, obtém-se (5.12) e (5.13).

$$v_{KP}(t) = K_P \cdot erro(t) \quad (5.12)$$

$$\frac{d[v_{KI}(t)]}{dt} = K_I \cdot erro(t) \quad (5.13)$$

Aplicando a aproximação de Euler em (5.13), são obtidas as equações do controlador discretizadas no tempo e são dadas por (5.14) e (5.15).

$$v_{KI}(t+T) = v_{KI}(t) + K_I \cdot T \cdot erro(t) \quad (5.14)$$

$$v_{KP}(t) = K_P \cdot erro(t) \quad (5.15)$$

Dessa forma, tem-se (5.16).

$$v_C(t) = v_{KI}(t) + K_I \cdot T \cdot erro(t) + K_P \cdot erro(t) \quad (5.16)$$

5.5. MÉTODO DE CARGA DE BATERIA

Uma aplicação para a utilização do controle de tensão e corrente é a utilização de um banco de baterias nessa porta, como demonstrado na Figura 15. Dessa forma, seria possível carregar o banco de bateria utilizando como fonte a porta 2. Se as baterias estiverem carregadas e não existir fonte de tensão na porta 2, a porta 1 irá suprir a carga alocada na porta 3.

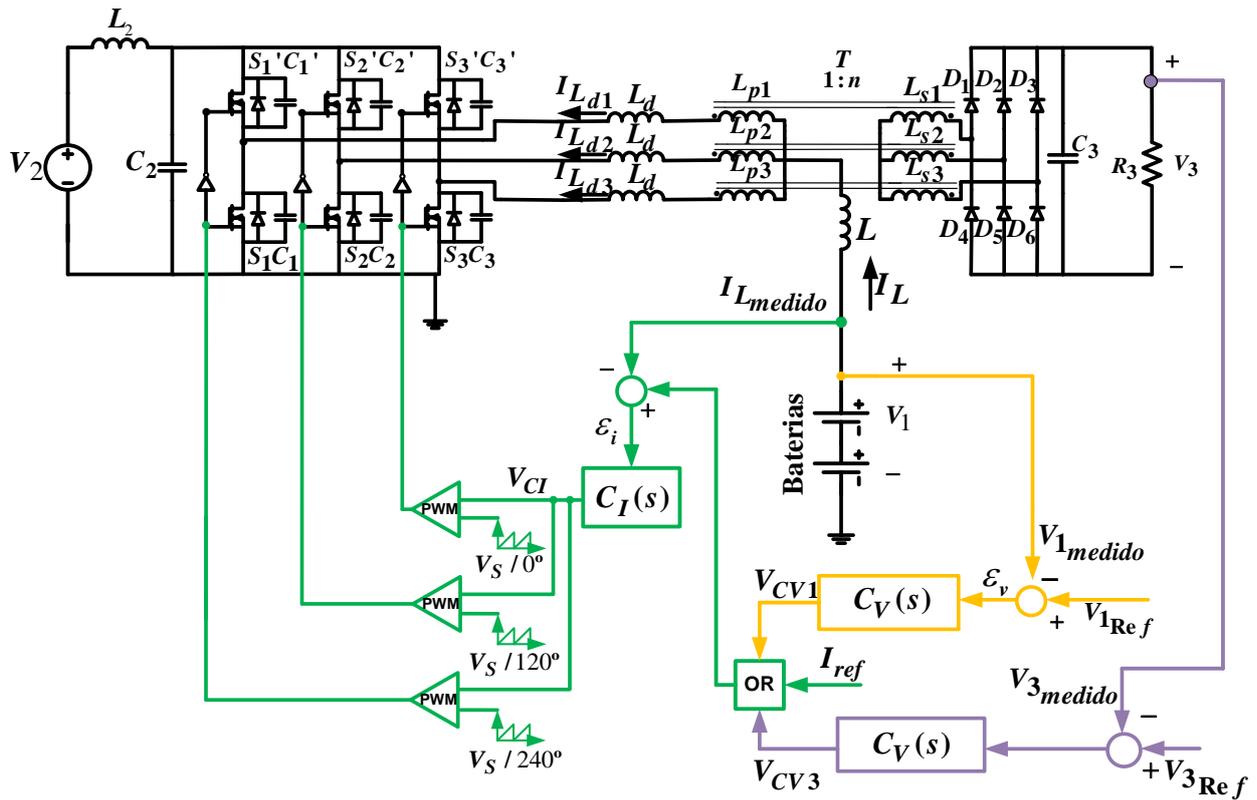


FIGURA 15 – CIRCUITO DE SIMULAÇÃO PARA O MÉTODO DE CARGA DE BATERIA.

6 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR

6. DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR

Nesta seção serão apresentadas as especificações de projeto que foram utilizados para obter os resultados de simulação.

6.1. ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO

Foram adotadas as seguintes especificações:

- Rendimento mínimo desejado: $\eta = 0,93$
- Frequência de comutação: $f_c = 40\text{kHz}$
- Frequência da rede: $f = 60\text{Hz}$
- Tensão na porta 1: $V_1 = 50\text{ V}$
- Capacitância na porta 1: $C_1 = 10000\mu\text{F}$
- Tensão na porta 2: $V_2 = 187,5\text{ V}$
- Capacitância na porta 2: $C_2 = 10\mu\text{F}$
- Tensão na porta 3: $V_3 = 200\text{ V}$
- Ondulação relativa da tensão em 120 Hz: $\Delta V_3 = 0,02$
- Potência na porta 3: $P_3 = 500\text{W}$
- Capacitância na porta 3: $C_3 = 1000\mu\text{F}$
- Resistência na porta 3:

$$R_3 = \frac{V_3^2}{P_3} = 80\Omega \quad (6.1)$$

- Potência na porta 1:

$$P_1 = \frac{P_3}{\eta} = 537,634\text{W} \quad (6.2)$$

- Corrente no indutor boost da porta 1

$$I_L = \frac{P_1}{V_1} = 10,753\text{A} \quad (6.3)$$

- Resistência na porta 1

$$R_1 = \frac{V_1}{I_L} = 4,65\Omega \quad (6.4)$$

- Razão cíclica

$$D = 1 - \frac{V_1}{V_2} = 1 - \frac{50}{187,5} = 0,733 \quad (6.5)$$

- Ondulação máxima da corrente no indutor boost: $\Delta I_L = 0,08$ (8%)
- Efetivo ciclo de trabalho: $I_{no} = 5\%$
- Relação de espiras

$$n = \frac{V_3 \cdot [(1-D) + I_{no}]}{V_1} = \frac{200V(1-0,733+0,05)}{50V} = 1,267 \quad (6.6)$$

- Indutor boost na porta 1

$$L = \left(\frac{V_1}{\Delta I_L \cdot f_c} \right) \cdot \left(D - \frac{2}{3} \right) = \left(\frac{50V}{0,08 \cdot 10,753A \cdot 40kHz} \right) \cdot \left(0,733 - \frac{2}{3} \right) = 96,875 \mu H \quad (6.7)$$

- Indutor de dispersão

$$L_d = \left(\frac{I_{no} \cdot V_1}{f_c \cdot n \cdot \left(\frac{P_3}{V_3} \right)} \right) = \left(\frac{0,05 \cdot 50V}{40kHz \cdot 1,267 \cdot \left(\frac{500W}{200V} \right)} \right) = 19,74 \mu H \quad (6.8)$$

6.2. PROJETO DOS MOSFETS E DIODOS

Chave inferior

- Corrente máxima:

$$I_{S_infMAX} = \frac{2 \cdot I_L}{3} = \frac{2}{3} \cdot 10,753 = 7,168A \quad (6.9)$$

- Corrente eficaz:

$$I_{S_inf_{ef}} = \frac{I_L}{3} \cdot \sqrt{\frac{11}{6} \cdot n \cdot I_{no} + \frac{5}{3} \cdot (1-D) + 1} \quad (6.10)$$

$$= \frac{10,753}{3} \cdot \sqrt{\frac{11}{6} \cdot 1,267 \cdot 0,05 + \frac{5}{3} \cdot (1-0,733) + 1} = 4,477A \quad (6.11)$$

- Tensão máxima:

$$V_{s_{\max}} = \frac{V_1}{1-D} = 187,5V \quad (6.12)$$

Com base nos esforços calculados foi escolhido o MOSFET IRF-260n com a seguinte especificação:

TABELA 1- PRINCIPAIS DADOS MOSFET IRF-260N

Especificação	Valor
Tensão V_{DS} máxima	200V
Máxima corrente média $I_{\text{Drain}} T_c = 100^\circ\text{C}$	35A
Tempo de subida (t_r)	60 ns
Tempo de descida (t_f)	48 ns
Resistência de condução a 25°C $R_{DS(OM)}$	0,04 Ω
Resistência de condução corrigida para 100°C ($R_{DS(OM)} T_j=100^\circ\text{C}$) (no ábaco const: 1,8)	0,072 Ω
Resistência térmica junção-cápsula (R_{th_jc})	0,5 $^\circ\text{C/W}$
Resistência térmica junção-ambiente (R_{th_ja})	40 $^\circ\text{C/W}$
Resistência térmica cápsula-dissipador (R_{th_cd})	0,24 $^\circ\text{C/W}$

Chave superior

- Corrente máxima:

$$I_{S_supMAX} = \frac{I_L}{3} = \frac{1}{3} \cdot 10,753 = 3,584A \quad (6.13)$$

- Corrente eficaz:

$$I_{S_sup_{ef}} = \frac{I_L}{3} \cdot \sqrt{\frac{(1-D)}{6}} = \frac{10,753}{3} \cdot \sqrt{\frac{(1-0,733)}{6}} = 0,756A \quad (6.14)$$

- Tensão:

$$V_{s_{\max}} = \frac{V_1}{1-D} = 187,5V \quad (6.15)$$

Foi escolhido novamente o MOSFET IRF-260n.

Diodo

- Corrente média

$$I_{d_{med}} = \frac{I_3}{3} = \frac{2,5}{3} = 0,833A \quad (6.16)$$

- Tensão máxima:

$$V_{dMAX} = V_3 = 200V \quad (6.17)$$

Com base nos esforços apresentados, foi escolhido o MUR860 com a seguinte especificação:

TABELA 2 – DADOS DO DIODO MUR860.

Especificação	Valor
Tensão reversa máxima (V_R)	600V
Corrente média direta máxima $I_{F(AV)}$ @ $T_C = 155^\circ\text{C}$	8 A
Tensão direta máxima V_F @ $I_F = 8\text{ A}$, $T_C = 150^\circ\text{C}$	1,2 V
Carga de recuperação reversa típica Q_{RR}	195 nC
Corrente reversa instantânea máxima I_R @ $V_R = 600\text{ V}$, $T_C = 150^\circ\text{C}$	500 μA
Tempo de recuperação reversa máximo t_{rr} @ $I_F = 8\text{ A}$, $dI_F/dt = 200\text{ A}/\mu\text{s}$	70 ns
Resistência térmica junção-cápsula máximo ($R_{th_{jc}}$)	2°C/W
Resistência térmica junção-ambiente ($R_{th_{ja}}$)	73°C/W
Resistência térmica cápsulo-dissipador ($R_{th_{cd}}$)	0,5°C/W

6.3. CAPACITORES DE COMUTAÇÃO

A equação a seguir auxilia na escolha dos capacitores a serem utilizados em paralelo com os MOSFETs (chaves) para a obtenção de comutação suave, onde t_d é o tempo morto.

$$C' \leq \frac{I_L \cdot t_d}{6 \cdot V_2} = \frac{10,753\text{A} \cdot 500\text{ns}}{6 \cdot 187,5\text{V}} = 4,78\text{nF} \quad (6.18)$$

6.4. PROJETO DO TRANSFORMADOR TRIFÁSICO

Esforços no transformador

1. Tensão eficaz na bobina primária

$$V_{L_{pef}} = \left(\frac{V_1}{\sqrt{1-D+n \cdot I_{no}}} \right) \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = \left(\frac{50}{\sqrt{1-0,733+1,267 \cdot 0,05}} \right) \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = 71,067V$$

(6.19)

2. Corrente eficaz em uma bobina primária

$$\begin{aligned} I_{L_{pef}} &= \frac{I_L}{3} \cdot \sqrt{2 \cdot n \cdot I_{no} + 2(1-D) + 1} \\ &= \frac{10,753}{3} \sqrt{2 \cdot 1,267 \cdot 0,05 + 2 \cdot (1-0,733) + 1} = 4,618A \end{aligned} \quad (6.20)$$

3. Corrente média na bobina primária

$$I_{L_{pmed}} = \frac{I_L}{3} = \frac{10,753}{3} = 3,584A \quad (6.21)$$

4. Tensão eficaz em uma bobina secundária

$$\begin{aligned} V_{L_{sef}} &= V_3 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{1-D+n \cdot I_{no}} \\ &= 200 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sqrt{1-0,733+1,267 \cdot 0,05} = 93,808V \end{aligned} \quad (6.22)$$

5. Corrente eficaz em uma bobina secundária

$$I_{L_{sef}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{I_3}{\sqrt{1-D+n \cdot I_{no}}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{2,5}{\sqrt{1-0,733+1,267 \cdot 0,05}} = 2,052A \quad (6.23)$$

Projeto físico:

1. Fator de ocupação da área da janela pela bobina primária: $K_p = 0,25$
2. Fator de ocupação do cobre dentro do carretel: $K_w = 0,4$
3. Densidade de corrente máxima: $J_{max} = 450A/cm^2$
4. Densidade de fluxo máxima: $B_{max} = 0,1T$
5. Produto das áreas em função da potência:

$$A_e A_w = \frac{2 \cdot \sqrt{\left(2 \cdot n \cdot I_{no} + \frac{5}{3} \right)}}{9 \cdot K_p \cdot K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max} \cdot f_s \cdot \eta} \cdot P_3 \quad (6.24)$$

$$A_e A_w = \frac{\sqrt{2 \cdot \left(2 \cdot 1,267 \cdot 0,05 + \frac{5}{3} \right)}}{9 \cdot 0,25 \cdot 0,4 \cdot 450 \cdot 0,1 \cdot 40000 \cdot 0,93} \cdot 500 = 8,889cm^4 \quad (6.25)$$

6. O núcleo escolhido foi o NEE-65/33/26, cujos dados são representados a seguir:

- Área da janela do carretel: $A_w = 3,9995cm^2$
- Área efetiva: $A_e = 3,0105cm^2$
- Comprimento médio da espira: $l_{espméd} = 14,24cm$

7. Número de espiras do lado primário:

$$N_p = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_1}{A_e \cdot B_{\max} \cdot f_s} = \frac{2}{3} \cdot \frac{50}{3,0105 \cdot 0,1 \cdot 40000} = 28 \quad (6.26)$$

8. Número de espiras do secundário:

$$N_s = n \cdot N_p = 1,267 \cdot 28 = 36 \quad (6.27)$$

9. Área de cobre total da seção de um chicote de condutores para uma bobina primária:

$$S_{e_p} = \frac{I_{L_{pef}}}{J_{\max}} = \frac{4,618}{450} = 0,01026cm^2 \quad (6.28)$$

10. Área de cobre total da seção de um chicote de condutores para uma bobina secundária:

$$S_{e_s} = \frac{I_{L_{pef}}}{J_{\max}} = \frac{2,052}{450} = 0,004559cm^2 \quad (6.29)$$

11. Diâmetro máximo de cobre do condutor:

$$d_{\max} = 2 \cdot \frac{7,5}{\sqrt{\frac{f_s}{Hz}}} = 0,75mm \quad (6.30)$$

12. Condutor escolhido: AWG 28. Suas características são:

- Área da seção transversal: $S_{cobre} = 0,000810cm^2$
- Área da seção transversal isolado: $S_{isolado} = 0,001083cm^2$
- Resistividade: $\rho_{cobre28} = 0,002256\Omega/cm$

13. Número de condutores para o chicote primário:

$$n_{cond_p} = \frac{S_{e_p}}{S_{cobre}} = \frac{0,01026cm^2}{0,000810cm^2} = 13 \quad (6.31)$$

14. Número de condutores para o chicote secundário:

$$n_{cond_s} = \frac{S_{e_s}}{S_{cobre}} = \frac{0,004559cm^2}{0,000810cm^2} = 6 \quad (6.32)$$

15. Comprimento do chicote do primário:

$$l_{chicote_p} = l_{espm} \cdot N_p = 14,24 \cdot 28 = 3,987m \quad (6.33)$$

16. Comprimento do chicote do secundário:

$$l_{chicote_s} = l_{espm} \cdot N_s = 14,24 \cdot 36 = 5,126m \quad (6.34)$$

17. Área ocupada pelos enrolamentos na janela do carretel no transformador trifásico:

$$A_{w_{min}} = \frac{2 \cdot (N_p \cdot n_{cond_p} \cdot S_{isolado} + N_s \cdot n_{cond_s} \cdot S_{isolado})}{K_w} \quad (6.35)$$

$$A_{w_{min}} = \frac{2 \cdot (28 \cdot 13 \cdot 0,001083 + 36 \cdot 6 \cdot 0,001083)}{0,4} = 3,141cm^2 \quad (6.36)$$

18. Possibilidade de execução:

$$E_{xt} = \frac{A_{w_{min}}}{A_w} = \frac{3,141}{3,9995} = 0,785 \quad (6.37)$$

Na Figura 16 é mostrado o transformador produzido.

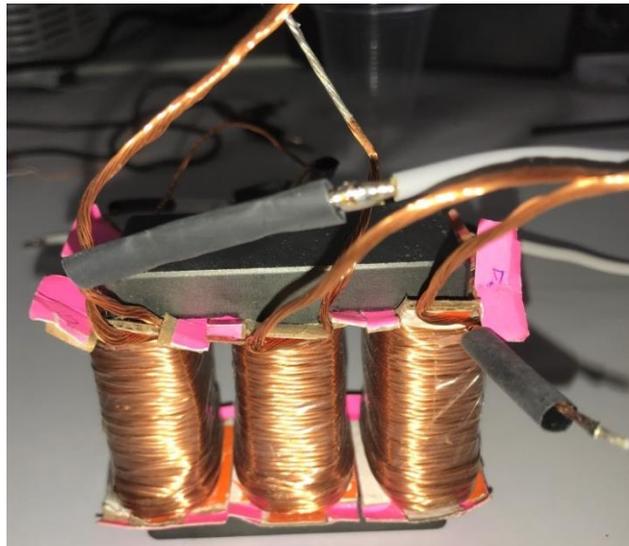


FIGURA 16 – TRANSFORMADOR PRODUZIDO PARA A MONTAGEM DO PROTÓTIPO.

6.5. PROJETO DO INDUTOR

O indutor também foi projetado, e seu procedimento de cálculo está descrito a seguir, com as especificações seguintes:

- Indutância desejada: $L = 96,875 \mu H$
- Corrente eficaz no indutor: $I_L = 10,753 A$
- Ondulação de corrente: $\Delta I_L = 8\% \cdot I_L = 0,86 A$
- Corrente máxima de pico:

$$I_{L_{MAX}} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = 10,753 + \frac{0,86}{2} = 11,183 A \quad (6.38)$$

- Densidade de fluxo máxima: $B = 0,3 T$
- Fator de utilização da área do núcleo: $K_w = 0,7$
- Densidade de corrente máxima: $J_{max} = 350 A / cm^2$

Escolha do núcleo e do condutor

1. Produto das áreas

$$A_e A_w = \frac{(I_{L_{MAX}})^2 \cdot L}{K_w \cdot B \cdot J_{max}} = \frac{(11,183)^2 \cdot 96,875 \mu}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 350} = 1,648 \cdot cm^4 \quad (6.39)$$

O núcleo escolhido foi o NEE-42/21/45, cujas características são:

- Área efetiva: $A_e = 1,81 cm^2$
- Área da janela do carretel: $A_w = 1,57 cm^2$
- Comprimento médio: $l_{med} = 9 cm$
- Produto das áreas: $A_e A_w = 2,84 cm^2$
- Volume efetivo: $V_{e_{ind}} = 16,29 cm^3$

2. Cálculo do número de espiras

$$N_L = \frac{L \cdot I_{L_{MAX}}}{B \cdot A_e} = \frac{96,875 \mu \cdot 11,183}{0,3 \cdot 1,81} = 20 \quad (6.40)$$

3. Comprimento do entreferro

$$l_{entreferro} = \frac{(N_L)^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{2 \cdot L} = \frac{20^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,81}{2 \cdot 96,875 \cdot 10^{-6}} = 0,47 mm \quad (6.41)$$

4. Cálculo da bitola do condutor

$$d_{\max} = \frac{2 \cdot 7,5 \text{ cm}}{\sqrt{3 \cdot \frac{f_s}{\text{Hz}}}} = 0,433 \text{ mm} \quad (6.42)$$

O condutor escolhido foi o AWG28

5. Número de condutores em paralelo

$$S_{e_L} = \frac{I_{L_{\text{MAX}}}}{J_{\max}} = 3,195 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 \quad (6.43)$$

$$n_{\text{cond}_L} = \frac{S_{e_L}}{S_{\text{cobre}}} = \frac{3,195 \cdot 10^{-6}}{8,1 \cdot 10^{-8}} = 40 \quad (6.44)$$

6. Comprimento do chicote

$$l_{\text{chicote}_L} = l_{\text{med}} \cdot N_L = 1,8 \text{ m} \quad (6.45)$$

7. Possibilidade de execução

$$A_{w_{\min}} = \frac{N_L \cdot S_{\text{isolado}} \cdot n_{\text{cond}_L}}{K_w} = \frac{20 \cdot 1,083 \cdot 10^{-7} \cdot 40}{0,7} = 1,238 \cdot \text{cm}^2 \quad (6.46)$$

$$E_x = \frac{A_{w_{\min}}}{A_w} = \frac{1,238}{1,57} = 0,788 \quad (6.47)$$

Assim o núcleo escolhido é válido para a confecção do indutor. A Figura 17 ilustra o indutor confeccionado.



FIGURA 17 – INDUTOR PRODUZIDO PARA A MONTAGEM DO PROTÓTIPO.

6.6. PERDAS NO CONVERTOR

6.6.1. PERDAS NOS MOSFETS

Apenas as perdas de condução não serão contabilizadas, uma vez que o conversor opera com comutação suave do tipo ZVS.

Chave inferior

- Corrente eficaz: $I_{S_inf_{ef}} = 4,477A$
- Resistência: $R_{on} = 0,072\Omega$

1. Perda em cada chave

$$P_{s_inf} = R_{on} \cdot (I_{S_inf_{ef}})^2 = 1,443W \quad (6.48)$$

2. Perdas total nas 3 chaves

$$P_{s_inf_{total}} = 3 \cdot P_{inf} = 4,33W \quad (6.49)$$

Chave superior

- Corrente eficaz: $I_{S_sup_{ef}} = 0,756A$

1. Perda em cada chave

$$P_{s_sup} = R_{on} \cdot (I_{S_sup_{ef}})^2 = 0,041W \quad (6.50)$$

2. Perdas total nas 3 chaves

$$P_{s_sup_{total}} = 3 \cdot P_{sup} = 0,123W \quad (6.51)$$

6.6.2. PERDAS NOS DIODOS

1. Perda em condução

$$P_{d_{cond}} = V_f \cdot i_{d_{med}} = 1W \quad (6.52)$$

2. Perdas em comutação

$$P_{d_{com}} = Q_{rr} \cdot V_{d_{MAX}} \cdot f_c = 1,56W \quad (6.53)$$

3. Perda total nos 6 diodos

$$P_{d_{total}} = 6 \cdot (P_{d_{cond}} + P_{d_{com}}) = 15,36W \quad (6.54)$$

6.6.3. PERDAS NO TRANSFORMADOR

As perdas no transformador são classificadas em perdas no cobre e perdas magnéticas.

- Coeficiente de perdas por histerese: $K_h = 4 \cdot 10^{-5}$
- Coeficiente de perdas por correntes parasitas: $K_f = 4 \cdot 10^{-10}$

1. Volume efetivo

$$V_e = l_{med} \cdot A_e = 14,24 \cdot 3,0105 = 42,87 \text{ cm}^3 \quad (6.55)$$

2. Perdas no cobre

$$R_{cobre_p} = \frac{\rho_{cobre} \cdot l_{chicotep}}{n_{cond_p}} = \frac{0,002256 \cdot 3,987}{13} = 0,069 \Omega \quad (6.56)$$

$$R_{cobre_s} = \frac{\rho_{cobre} \cdot l_{chicotes}}{n_{cond_s}} = \frac{0,002256 \cdot 5,126}{6} = 0,193 \Omega \quad (6.57)$$

$$P_{totalisCobre} = 3 \cdot \left(R_{cobre_p} \cdot I_{L_{pef}}^2 + R_{cobre_s} \cdot I_{L_{sef}}^2 \right) \quad (6.58)$$

$$P_{totalisCobre} = 3 \cdot \left(0,069 \cdot 4,618^2 + 0,193 \cdot 2,052^2 \right) = 6,86 \text{ W} \quad (6.59)$$

3. Perdas magnéticas

$$P_{totalisNucleo} = B_{max}^{2,4} \cdot \left(K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2 \right) \cdot V_e \quad (6.60)$$

$$P_{totalisNucleo} = 0,1^{2,4} \cdot \left(4 \cdot 10^{-5} \cdot 40000 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot 40000^2 \right) \cdot 42,87 = 0,382 \text{ W} \quad (6.61)$$

4. Perdas totais

$$P_{transformador} = P_{totalisCobre} + P_{totalisNucleo} = 7,243 \text{ W} \quad (6.62)$$

6.6.4. PERDAS NO INDUTOR

1. Perdas no cobre

a) Resistência do fio

$$R_{cobre_L} = \frac{\rho_{cobre} \cdot l_{chicotel}}{n_{cond_L}} = \frac{0,002256 \cdot 1,8}{40} = 0,01 \Omega \quad (6.63)$$

b) Perdas do cobre

$$P_{cobre_L} = R_{cobre_L} \cdot I_{LMAX}^2 = 0,01 \cdot 11,183^2 = 1,27W \quad (6.64)$$

2. Perdas magnéticas

$$P_{nucleo} = B_{max}^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_c + K_f \cdot f_c^2) \cdot V_{e_{ind}} \quad (6.65)$$

$$P_{nucleo} = 0,3^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 40000 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot 40000^2) \cdot 16,29 = 9,565W \quad (6.66)$$

3. Perdas totais

$$P_{indutor} = P_{cobre_L} + P_{nucleo} = 10,834W \quad (6.67)$$

4. Cálculo térmico

$$Rt_{núcleo_L} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 15,6^\circ C / W \quad (6.68)$$

$$\Delta T = Rt_{núcleo_L} \cdot P_{indutor} = 169,31^\circ C \quad (6.69)$$

6.7. CÁLCULO TÉRMICO

6.7.1. MOSFET

O cálculo térmico foi realizado para a temperatura de junção de 100°C e a temperatura ambiente de 40°C. O cálculo é feito considerando a chave inferior, por apresentar perda mais significativa.

1. Resistência térmica junção-ambiente máxima

$$R_{th_ja_max} = \frac{T_{j_desej} - T_a}{P_{s_inf}} = \frac{100^\circ C - 40^\circ C}{1,443W} = 41,567^\circ C / W \quad (6.70)$$

2. Escolha do dissipador

Embora o resultado encontrado seja um pouco maior que a resistência térmica junção-ambiente, optou-se pelo uso do dissipador.

$$R_{th_da_max} = R_{th_ja_max} - Rt_{th_jc} - R_{th_cd} \quad (6.71)$$

$$= 41,567^\circ C / W - 0,5^\circ C / W - 0,24^\circ C / W = 40,827^\circ C / W \quad (6.72)$$

Utilizando o dissipador KM108 TC TBrasil com resistência térmica de 0,3566°C/W, a temperatura final da junção pode ser calculada por (6.73).

$$\begin{aligned} T_{j_final} &= T_a + (R_{th_jc} + R_{th_cd} + R_{th_da}) \cdot P_{s_inf} \\ &= 40^\circ C + (0,5^\circ C / W + 0,24^\circ C / W + 0,3566^\circ C / W) \cdot 1,433W = 41,571^\circ C \end{aligned} \quad (6.73)$$

A temperatura da junção com o dissipador está dentro do limite estabelecido.

6.7.2. DIODO

O cálculo térmico foi realizado para a temperatura de junção de 150°C e a temperatura ambiente de 40°C.

1. Resistência térmica junção-ambiente máxima

$$R_{th_ja_max} = \frac{T_{j_desej} - T_a}{P_{scond} + P_{scom}} = \frac{150^\circ C - 40^\circ C}{2,56W} = 42,969^\circ C / W \quad (6.74)$$

Como o resultado anterior é menor do que a resistência junção ambiente do componente, o uso do dissipador é necessário.

2. Escolha do dissipador

$$R_{th_da_max} = R_{th_ja_max} - R_{th_jc} - R_{th_cd} \quad (6.75)$$

$$= 42,969^\circ C / W - 2^\circ C / W - 0,5^\circ C / W = 40,469^\circ C / W \quad (6.76)$$

Utilizando o dissipador KM108 TC TBrasil com resistência térmica de 0,3566°C/W, a temperatura final da junção pode ser calculada por (6.77).

$$\begin{aligned} T_{j_final} &= T_a + (R_{th_jc} + R_{th_cd} + R_{th_da}) \cdot P_{s_inf} \\ &= 40^\circ C + (2^\circ C / W + 0,3566^\circ C / W + 0,5^\circ C / W) \cdot 2,56W = 47,312^\circ C \end{aligned} \quad (6.77)$$

A temperatura da junção com o dissipador está dentro do limite estabelecido.

6.8. RENDIMENTO TEÓRICO

Somando todos os resultados, obtém-se 37,89 W de perdas nos componentes listados a seguir:

- MOSFETs das chaves superiores: 0,123W
- MOSFETs das chaves inferiores: 4,33 W
- Diodos: 15,36 W
- Transformador: 7,243W
- Indutor: 10,834 W

Uma vez com todos os componentes definidos e suas perdas calculadas, agora basta somá-las para obter o quanto de potência ativa será gasta no processo de conversão. Assim, o rendimento esperado do conversor pode ser calculado por (6.78).

$$\eta = 100 \cdot \frac{P_{saída}}{P_{saída} + Perdas} = 100 \cdot \frac{500}{(500 + 37,89)} = 92,95\% \quad (6.78)$$

6.9. PROJETO DOS CONTROLADORES ANALÓGICOS

6.9.1. CONTROLADOR DE CORRENTE NA PORTA 1

Especificações iniciais

- Onda dente de serra: $V_S = 15V$
- Zero: $f_{zi} = 1kHz$
- Polo: $f_{pi} = 0Hz$
- Frequência de cruzamento: $f_{ci} = 4kHz$
- Ganho do sensor de corrente: $G_{MI} = 0,1$
- Ganho de faixa plena: $G_{fp} = 1,948$

Parâmetros do controlador

- Ganho do modulador PWM

$$G_{PWM} = \frac{1}{V_S} = 0,067 \quad (6.79)$$

- Termo proporcional K_P

$$G_{ci}(s) = G_{fp} \cdot \left| \frac{s}{s + 2\pi \cdot f_{zi}} \right| \quad (6.80)$$

$$K_P = \left| G_{ci}(s(f_{ci})) \right| = 1,89 \quad (6.81)$$

- Termo integral K_I

$$K_I = 2\pi \cdot f_{zi} \cdot K_P = 11870 \quad (6.82)$$

- Corrente de referência

$$i_{ref} = 1,075mA \quad (6.83)$$

Código

```
static double Ki, Kp, erro, Vkp, Vout, I_ref;
static double Vki = 0.0;
```

$K_i = 11870.00;$

$K_p = 1.89;$

$I_ref = 1.075;$

$erro = I_ref - x1;$

$V_{ki} = V_{ki} + K_i \cdot \text{delt} \cdot \text{erro};$

$V_{kp} = K_p \cdot \text{erro};$

$V_{out} = V_{ki} + V_{kp};$

$y1 = V_{out};$

6.9.2. CONTROLADOR DE TENSÃO NA PORTA 1

Especificações iniciais

- Ganho do sensor de tensão: $G_{MV} = 0,01$
- Tensão de referência: $V_{IRef} = 0,5V$
- Frequência de cruzamento: $f_{cv} = 100Hz$
- Zero: $f_{zv} = 10Hz$
- Ganho do compensador de tensão: $K_{CV} = 63,885$

Parâmetros do controlador

- Termo proporcional K_{Pv1}

$$K_{Pv1} = K_{CV} = 63,885 \quad (6.84)$$

- Termo integral K_{Iv1}

$$K_{Iv1} = 2\pi \cdot f_{zv} \cdot K_{Pv1} = 4014 \quad (6.85)$$

Código

static double Ki, Kp, erro, Vkp, Vout, V_ref;

static double Vki = 0.0;

$K_i = 4014.00;$

$K_p = 63.885;$

$V_ref = 0.5;$

$erro = x1 - V_ref;$

$V_{ki} = V_{ki} + K_i \cdot \text{del}t \cdot \text{erro};$

$V_{kp} = K_p \cdot \text{erro};$

$V_{out} = V_{ki} + V_{kp};$

$y_1 = V_{out};$

6.9.3. CONTROLADOR DE TENSÃO NA PORTA 3

Especificações iniciais

- Ganho do sensor de tensão: $G_{MV} = 0,01$
- Tensão de referência: $V_{3Ref} = 2V$
- Zero: $f_{zv} = 80Hz$
- Ganho do compensador de tensão: $K_{CV} = 8,085$

Parâmetros do controlador

- Termo proporcional K_{Pv3}

$$K_{Pv1} = K_{CV} = 8,085 \quad (6.86)$$

- Termo integral K_{Iv3}

$$K_{Iv3} = 2\pi \cdot f_{zv} \cdot K_{Pv3} = 4063,96 \quad (6.87)$$

Código

static double Ki, Kp, erro, Vkp, Vout, V_ref;

static double Vki = 0.0;

Ki = 4063.96;

Kp = 8.085;

V_ref = 2;

erro = x1 - V_ref;

Vki = Vki + Ki*delat*erro;

Vkp = Kp*erro;

Vout = Vki + Vkp;

y1 = Vout;

6.10. DIAGRAMA DE BODE

Nas Figuras 18, 19 e 20 estão representados os diagramas de Bode de ganho e fase das funções de transferência em malha aberta do controle de corrente na porta 1, controle de tensão na porta 1 e controle de tensão na porta 3, respectivamente de acordo com as equações (5.0), (5.5) e (5.6) deduzidas anteriormente.

As frequências de cruzamento da malha de corrente, malha de tensão na porta 1 e malha de tensão na porta 3 são respectivamente 4kHz, 100 Hz e 800 Hz. Os valores de todos os ganhos de fase demonstram que o sistema é estável.

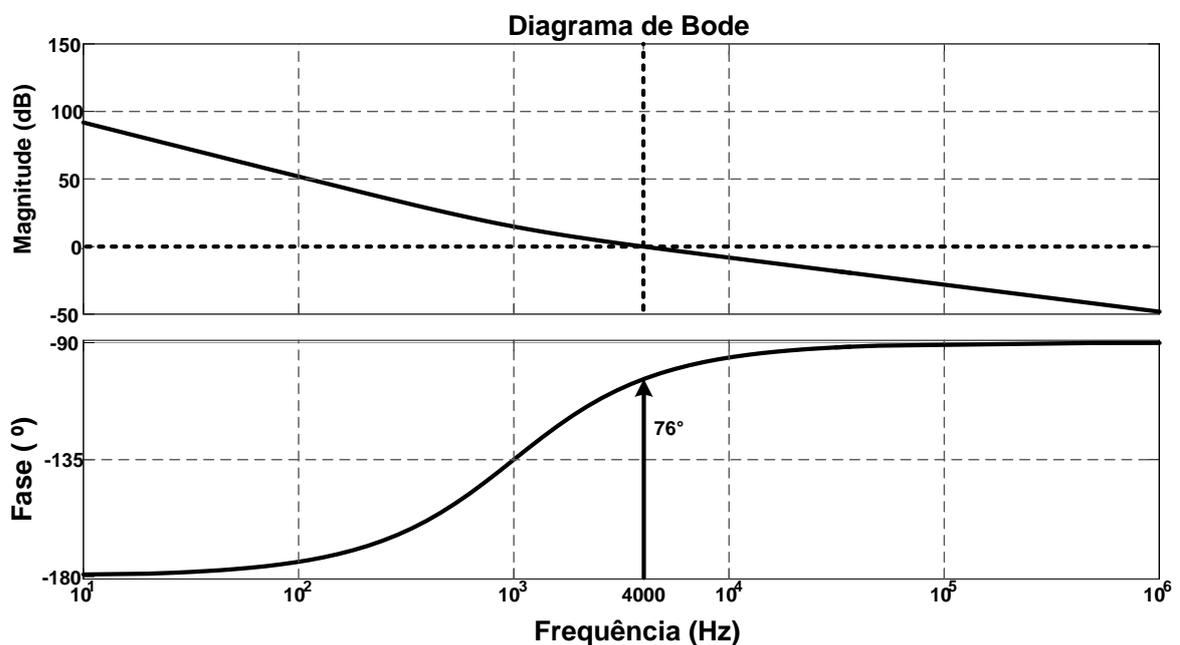


FIGURA 18 - DIAGRAMA DE BODE DE FASE E GANHO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA EM MALHA ABERTA DO CONTROLE DE CORRENTE NA PORTA 1.

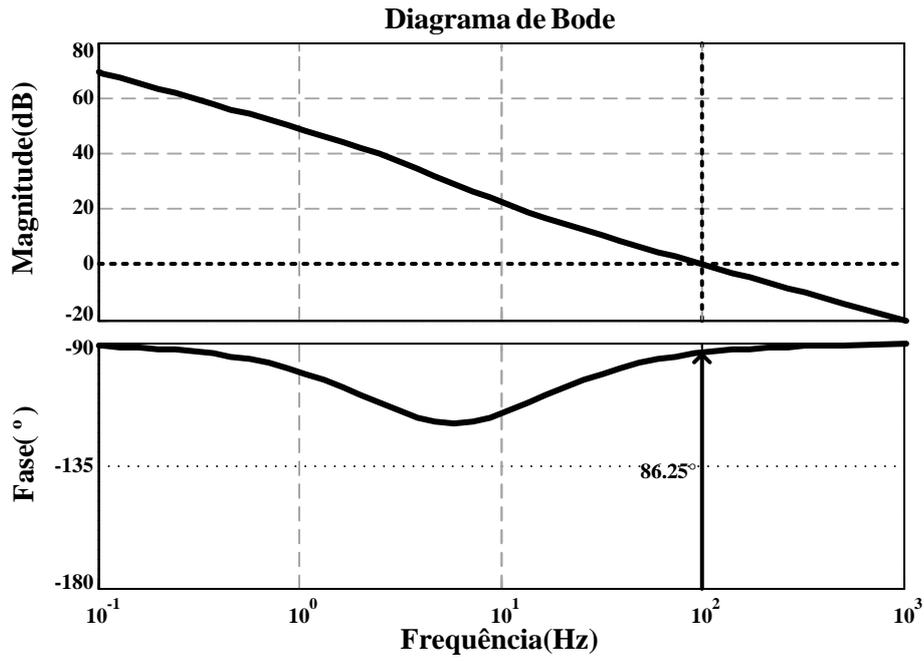


FIGURA 19 - DIAGRAMA DE BODE DE FASE E GANHO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA EM MALHA ABERTA DO CONTROLE DE TENSÃO NA PORTA 1.

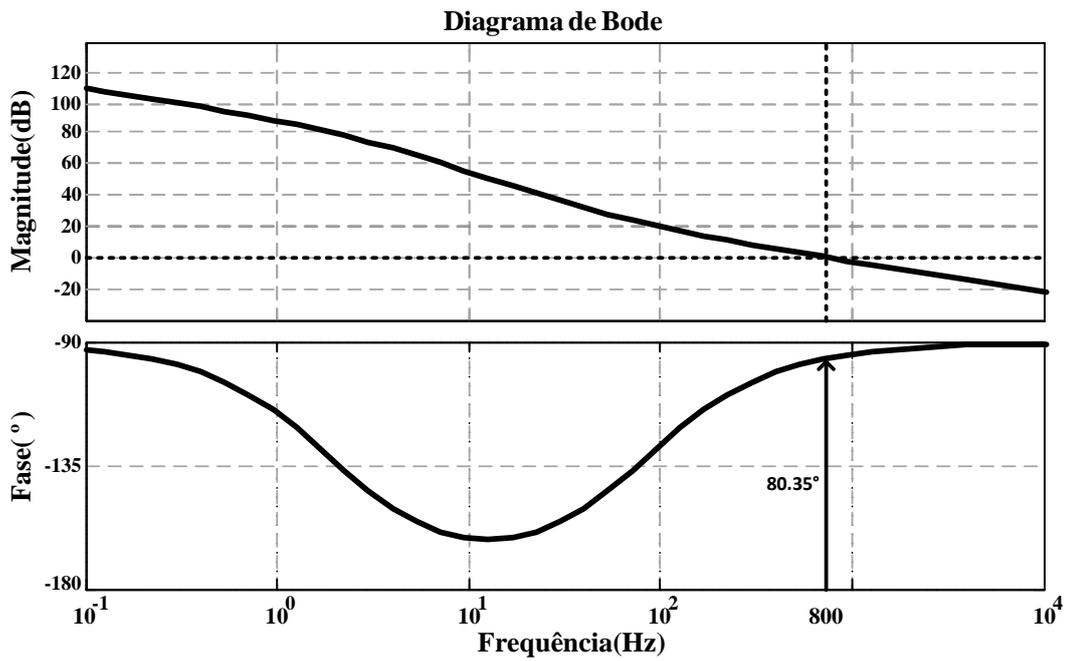


FIGURA 20 - DIAGRAMA DE BODE DE FASE E GANHO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA EM MALHA ABERTA DO CONTROLE DE TENSÃO NA PORTA 3.

7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

7. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção serão apresentados os resultados das simulações utilizando os controles de tensão e corrente, demonstrando que o conversor funciona como desejado.

7.1. CONTROLE DE CORRENTE NA PORTA 1

Inicialmente foi realizada uma simulação utilizando apenas o controle de corrente. Como esperado I_L é 10,7A. Foi realizada uma simulação utilizando uma fonte de tensão V_2 com um filtro L_2C_2 em substituição do capacitor de grampeamento utilizado inicialmente. Com essa configuração, obteve-se o mesmo resultado anterior, como mostrado na Figura 21.

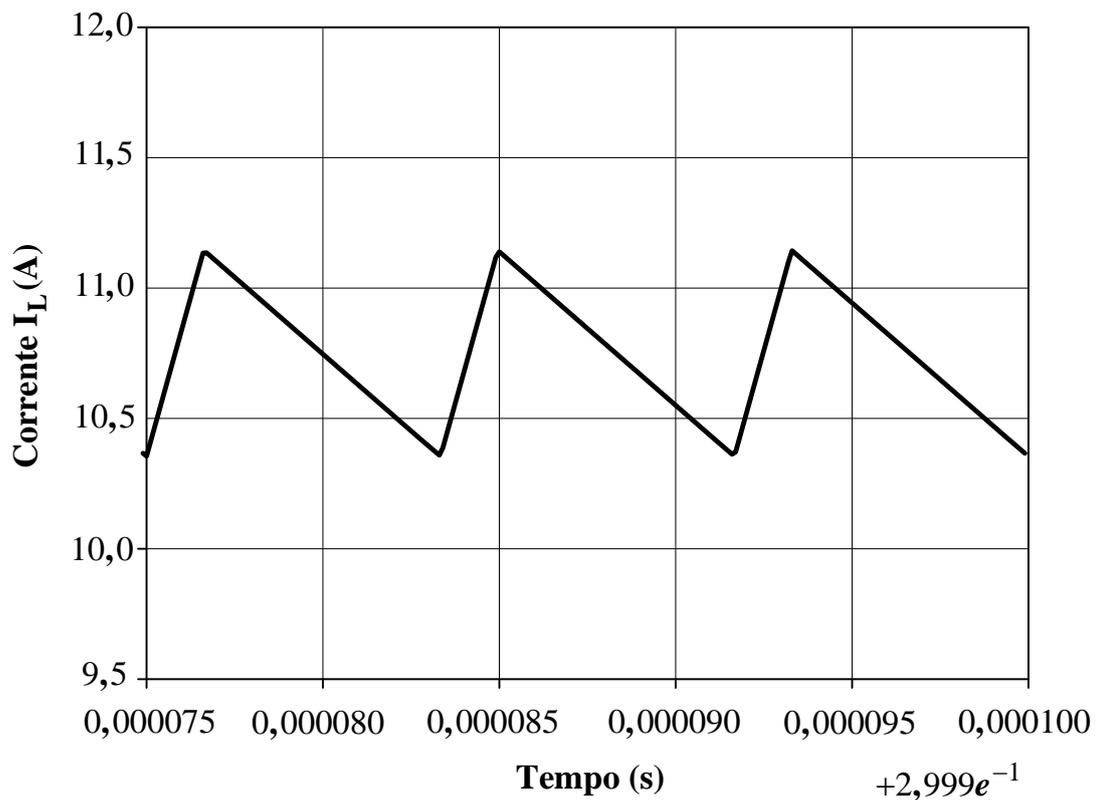


FIGURA 21 – CORRENTE I_L UTILIZANDO O CONTROLE DE CORRENTE.

Durante a operação do circuito foi realizada uma mudança na referência de corrente, como pode ser observado na Figura 22. Além disso, é possível inverter o fluxo de corrente que passa pelo indutor L , cujo valor médio obtido é -10,7 A. Nesse caso, a fonte de tensão V_2 atua injetando corrente e potência na fonte V_1 . Esse resultado indica a bidirecionalidade na porta 1.

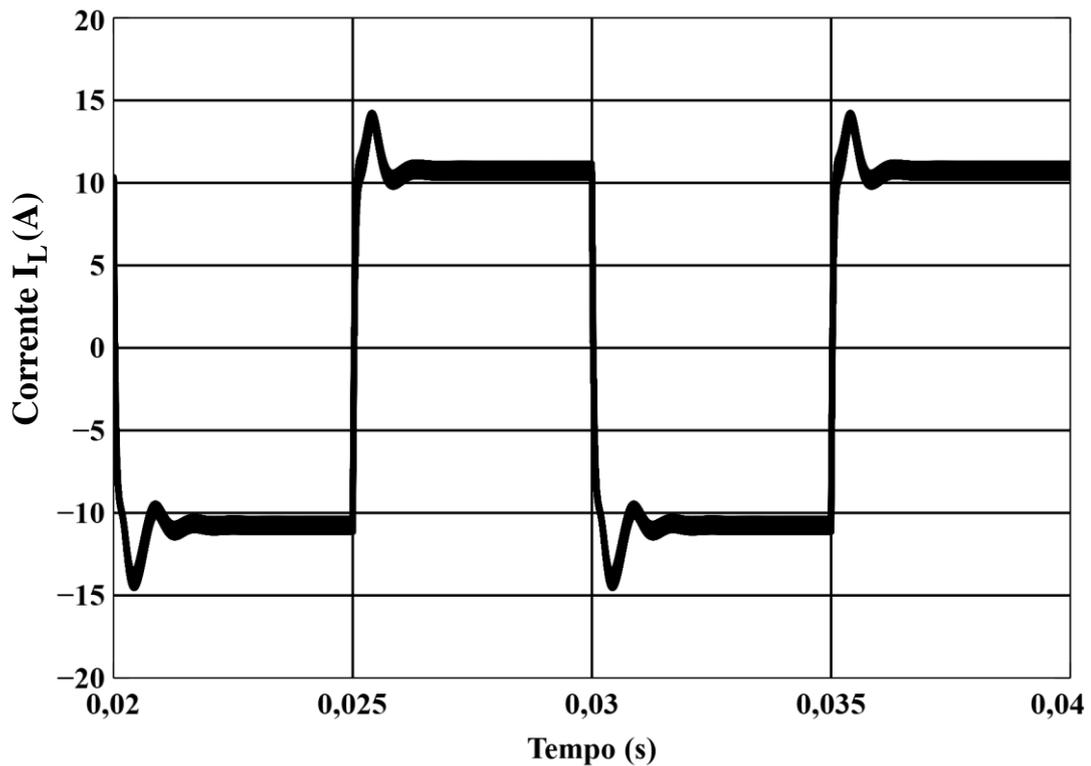


FIGURA 22 – CORRENTE I_L COM FLUXO INVERTIDO E V_2 COMO FONTE PRINCIPAL.

7.2. CONTROLE DE TENSÃO E CORRENTE NA PORTA 1

Simulou-se o conversor utilizando os dois controles de tensão e corrente na porta 1, como deduzido teoricamente o valor médio da corrente I_1 , I_2 , tensão V_1 (quando não ocorre variação na carga) e tensão V_3 (sem controle de tensão nessa porta) são respectivamente 10,7A; 5,56A; 49,95 V e 199,6V. Durante a operação do circuito foi aplicado um degrau de carga na carga da porta 1, nos tempos de 1s e 1,6s. Para visualização do comportamento da estrutura quando submetidas a transitórios de carga.

O controle de tensão mantém o valor de V_1 mesmo quando há variação de carga, como comprovado na Figura 23, o comportamento da corrente na porta 1 é demonstrado nessa mesma figura. Na Figura 24 é mostrado o comportamento da corrente na porta 2 quando há uma variação de carga na porta 1. O controle proposto também é capaz de manter a tensão na porta 3.

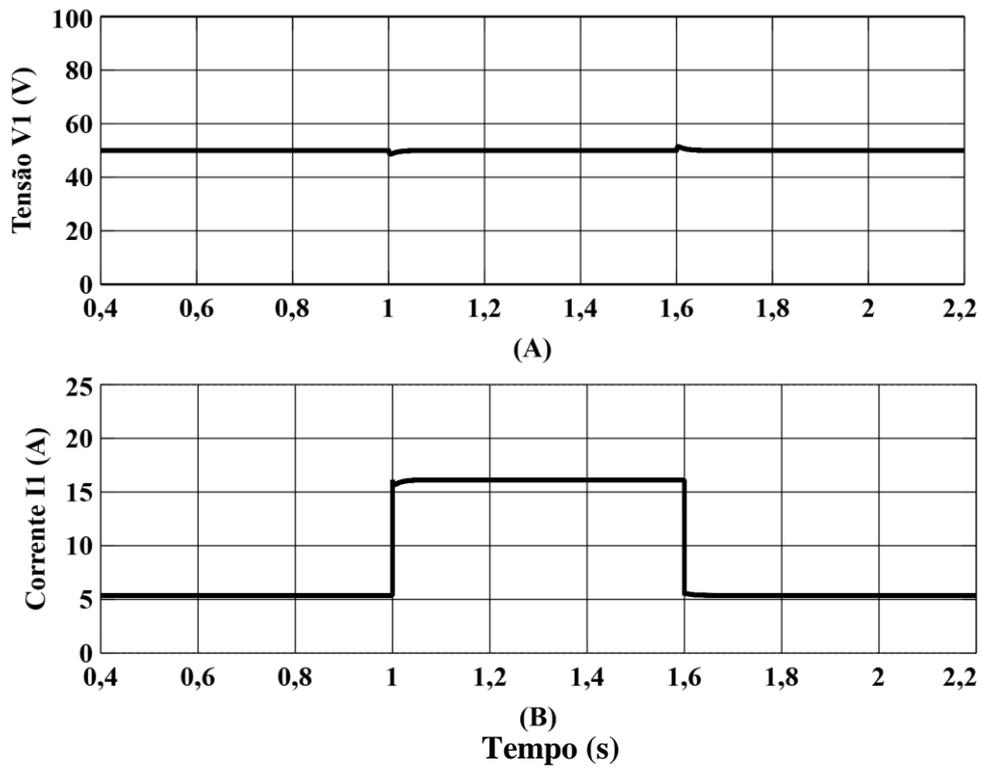


FIGURA 23 – FORMAS DE ONDA DA SIMULAÇÃO COM UM DEGRAU DE CARGA NA PORTA 1. A) TENSÃO V_1 . B) CORRENTE I_1 .

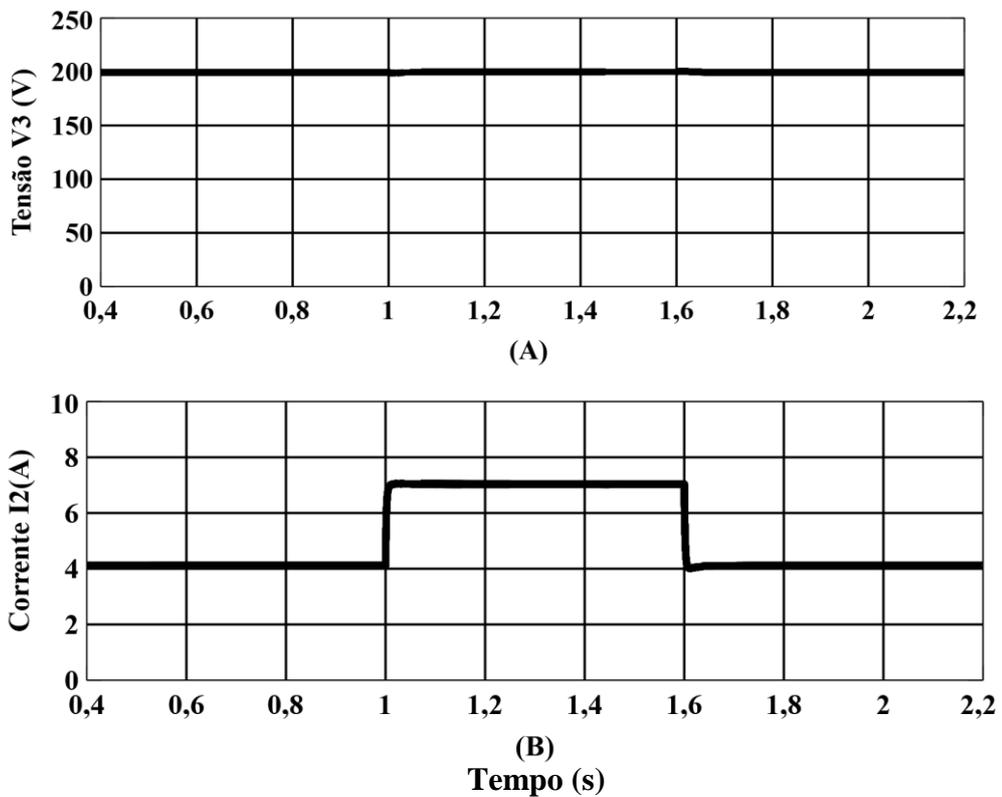


FIGURA 24 - FORMAS DE ONDA DA SIMULAÇÃO COM UM DEGRAU DE CARGA NA PORTA 1. A) TENSÃO V_3 . B) CORRENTE I_2 .

7.3. CONTROLE DE TENSÃO E CORRENTE NA PORTA 3

Ao utilizar o controle de corrente e o de tensão na porta 3, o comportamento da corrente I_L é o mesmo demonstrado na seção anterior. O valor médio da tensão na porta 3 é 200V. Durante a operação do circuito foi aplicado um degrau de carga na porta 3, nos tempos de 1s e 1,6s, para verificar o comportamento da estrutura quando submetido a transitórios de carga. Como existe um controle de tensão, V_3 é regulada como mostrado na Figura 25. Além disso, nessa figura é apresentado o comportamento da corrente I_L e tensão V_2 quando submetidos a transitórios de carga.

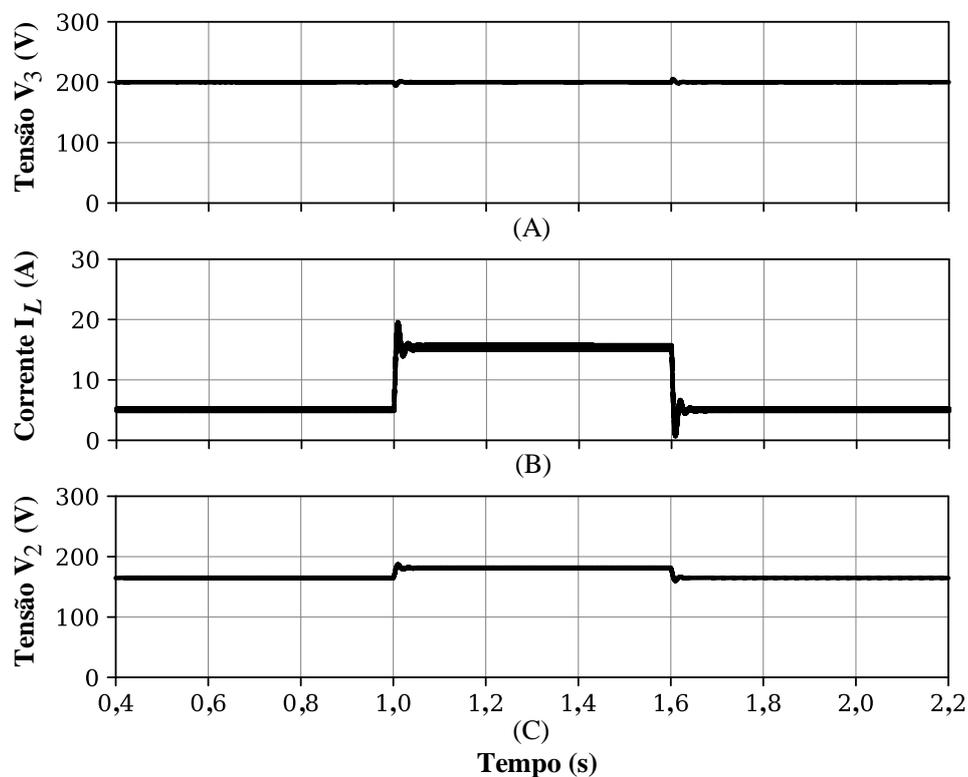


FIGURA 25 - FORMAS DE ONDA DA SIMULAÇÃO COM UM DEGRAU DE CARGA NA PORTA 3. A) TENSÃO V_3 . B) CORRENTE I_L . C) TENSÃO V_2 .

7.4. CARREGAMENTO DA BATERIA

Como exemplo dos controles propostos aplicados a um sistema que inclui um banco de baterias pode ser mencionado métodos de carregamento de bateria.

O método utilizado nesse trabalho é corrente constante e tensão constante, que consiste em manter a corrente do banco de bateria em um valor constante até que a tensão atinja um valor de equalização maior do que a tensão nominal na porta 1 (50 V, como definido anteriormente).

Cada bateria tem um valor de equalização definido nas especificações técnicas, na simulação realizada em software, o parâmetro escolhido para definir qual seria esse valor foi que esse seria um pouco maior que a tensão nominal na porta 1, dessa forma o valor de equalização foi escolhido como 60 V, como a tensão na porta 1 é menor que esse valor, o controle de corrente atua sozinho e o valor da corrente de referência é fixado em 10,753 A que é o valor nominal especificado para essa porta.

Após a tensão da bateria atingir 60V, o controle de tensão atua mantendo a tensão nesse valor e gerando a referência para o controle de corrente, então a corrente gradualmente decresce para zero. A medida que a corrente I_1 decresce, a corrente I_2 também decresce, portanto, a tensão na porta 3 não é regulada durante o processo de carregamento e a tensão é menor do que o valor nominal.

Finalmente, quando a bateria está carregada e não há fonte de tensão na porta 2, o banco de bateria fornece energia para a carga na porta 3, de modo que o controle de tensão na porta 3 gera a referência para a corrente no indutor L.

É possível observar na Fig. 26 que quando a bateria está carregando, a corrente é positiva e após 0,4 segundos a bateria começa a fornecer energia a corrente torna-se negativa e a tensão começa a decrescer, porque está descarregando.

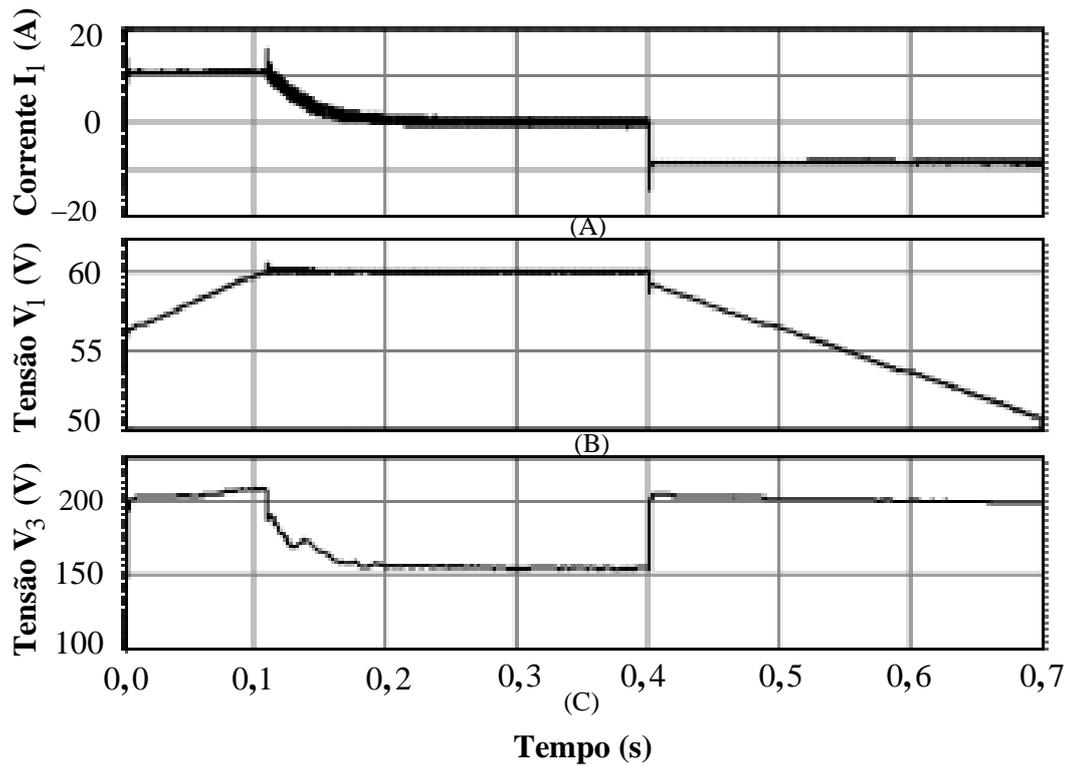


FIGURA 26 – MÉTODO CORRENTE CONSTANTE E TENSÃO CONSTANTE PARA CARREGAMENTO DE BATERIA.

7.5. CONCLUSÕES SOBRE AS SIMULAÇÕES REALIZADAS

Neste capítulo foram abordadas simulações dos controles propostos neste trabalho, abrangendo várias características que também antecedem o futuro protótipo.

Como apresentado em cada seção deste capítulo, observou-se a boa resposta do conversor em várias situações de teste, a exemplo dos degraus de carga e inversão do fluxo de potência e manipulação na referência de corrente.

8 CONCLUSÕES

8. CONCLUSÕES

Nesse trabalho foi desenvolvido um controle de tensão e corrente para o conversor ZVS-PWM CC-CC trifásico bidirecional três portas push pull alimentado em corrente. Foi demonstrada a modelagem de conversor para a planta de corrente e tensão para a porta 1 e 3. Demonstrou-se as estruturas das malhas de controle de corrente na porta 1, tensão na porta 1 e tensão na porta 3, apresentando o diagrama de blocos de cada malha com os respectivos ganhos, função de transferência e diagrama de Bode de ganho e fase.

Mostrou-se o dimensionamento do conversor, apresentando os parâmetros iniciais, as especificações de projeto dos MOSFETs, diodos, indutor, transformador, capacitor de comutação, cálculo térmico, as perdas para cada um desses componentes e o rendimento esperado.

Uma aplicação utilizando o controle de tensão e corrente foi o carregamento de bateria, pelo método corrente constante e tensão constante. Foi empregado um banco de baterias na porta 1, cujo carregamento foi com energia provinda da fonte de tensão na porta 2. Após a conclusão do carregamento e quando não existir a fonte V_2 , o banco de baterias irá suprir a carga alocada na porta 3.

As simulações foram feitas no software PSIM, inicialmente foi realizada uma simulação apenas com a malha de corrente, o resultado obtido está de acordo com calculado teoricamente. É possível impor o valor de corrente para o indutor na porta 1, além de reverter o fluxo de potência, nesse caso a fonte de tensão V_2 atua injetando corrente e potência na fonte V_1 , tal resultado demonstra a bidirecionalidade do conversor. Quando se usa a malha de controle de tensão é possível controlar a tensão da porta 1 e na porta 3, mesmo quando existe variações de carga.

Consoante com os valores obtidos pela simulação constata-se que o conversor funciona como esperado teoricamente, sendo possível a aplicabilidade do mesmo em sistema de armazenamento de energia.

9. REFERÊNCIAS

- [1] ANDERSEN, R. L.; BARBI, I. **A ZVS-PWM Three-Phase Current-Fed Push-Pull DC-DC Converter**. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 3, p. 838–847, 2013.
- [2] ZENG, J.; QIAO, W.; QU, L. **An Isolated Three-Port Bidirectional DC-DC Converter for Photovoltaic Systems with Energy Storage**. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 4, p. 3493–3503, 2015.
- [3] CHEN, Y. M.; LIU, Y. C.; WU, F. Y. **Multi-Input DC/DC Converter Based on the Multiwinding Transformer for Renewable Energy Applications**. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 38, n. 4, p. 1096–1104, 2002.
- [4] SOUZA, E. V.; BARBI, I. **Bidirectional Current-fed Flyback-Push-Pull DC-DC Converter**. Federal University of Santa Catarina – UFSC. In: *IEEE*, p. 8–13, 2011.
- [5] WU, Y. E.; CHEN, C. **Novel Integrated Three-Port Bidirectional DC/DC Converter for Energy Storage System**. In: *IEEE*, v. 7, p. 104601–104612, 2019.
- [6] MAZZA, L. C. S.; OLIVEIRA JR, D. S. O.; ANTUNES, F. L. M.; ALVES, D. B. S.; SOUZA, J. J. S. **A Soft Switching Bidirectional DC-DC Converter with High Frequency Isolation**. In: *IEEE*, 2015.
- [7] HILTUNEN, J.; VAISANEN, V.; SILVENTOINEN, P. **A Bidirectional Current-Fed Resonant Push-pull Converter for Low Voltage, High Current Applications**. In: *IEEE*, p. 4770–4774, 2013.
- [8] BAL, S.; RATHORE, A. K.; SRINIVADAN, D. **Naturally Clamped Snubberless Soft-Switching Bidirectional Current-Fed Three-Phase Push-Pull DC/DC Converter for DC Microgrid Application**. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 2, p. 1577–1587, 2016.
- [9] KATTEL, M. B. E.; MAYER, R.; POSSAMAI, M. D.; OLIVEIRA, S. V. G. **Conversor CC-CC Bidirecional Push-Pull/Flyback**. In: *Eletrônica Potência, Joinville*, v. 24, p. 485–94, 2019.
- [10] GARRIDO, D. O.; STIERLI, V. M.; PIRIS-BOTALLA, L. E.; OGGIER, G. G.; GARCIA, G. O. **Implementation and Experimental Validation of a Bidirectional Three-Port DC-DC Converter for Hybrid Electric Systems Applications**. In: *IEEE, Argentine Conference on Automatic Control (AADECA)*, 2018.
- [11] SANTHI, M.; RAJARAM, R.; RAJ, I. G. C. **A ZVSC LC-Resonant Push-Pull Power Converter Circuit for Battery-fuel Cell Hybrid Systems**. In: *IEEE*, p. 1–6, 2006.
- [12] DUARTE, J. L.; HENDRIX, M.; SIMÕES, M. G. **Three-Port Bidirectional Converter for Hybrid Fuel Cell Systems**. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 22, n. 2, p. 480–487, 2007.

- [13] JIN, K.; YANG, M.; RUAN, X.; XU, M. **Three-Level Bidirectional Converter for Fuel-Cell/Battery Hybrid Power System**. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 6, p. 1976–1986, 2010.
- [14] GANJAVI, A.; GHOREISHY, H.; AHMAD, A. A.; ZHANG, Z. **A Three-Level Three-port Bidirectional DC-DC Converter**. In: *IEEE*, 2018.
- [15] YAMAMOTO, K.; HIRAKI, E.; TANAKA, T.; NAKAOKA, M.; MISHIMA, T. **Bidirectional DC-DC Converter with Full-bridge / Push-pull circuit for Automobile Electric Power Systems**. In: *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006
- [16] NI, F. M.; LEE, T. L. **Implementation of a Bidirectional Three-Phase Dual-Active-Bridge DC Converter with hybrid modulation for Electric Vehicle Applications**. In: *IEEE, International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG)*, 2014.
- [17] NI, F. M.; LEE, T. L. **Implementation of a Bidirectional Three-Phase Dual-Active-Bridge DC Converter for Electric Vehicle Applications**. In: *IEEE*, p. 271–276, 2013.
- [18] ANDERSEN, R. L. **Conversores Push-Pull PWM Trifásicos Alimentados em Corrente**. Tese de Doutorado – Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, 2010.
- [19] TRIGUEIRO, H. O. **Conversor CC-CC Push-Pull Trifásico Bidirecional**. Tese de Mestrado – Universidade Federal da Paraíba (UFPB), João Pessoa, 2018.
- [20] ALBUQUERQUE, L. L. O.; DE SÁ, M. V. D.; OLIVEIRA, F. A. L.; FREITAS, I. S.; ANDERSEN, R. L. **Dynamic Modeling and Control of a Three Port ZVS PWM Three Phase Push Pull DC DC Converter**. In: *5th IEEE Southern Power Electronics Conference (IEEE SPEC'19) joint with 15th Brazilian Power Electronics Conference – (COBEP'19)*, 2019.
- [21] ALBUQUERQUE, L. L. O.; ANDERSEN, R. L. **Interleaved association of ZVS-PWM three-phase current-fed push-pull DC-DC converters with series output connection**. In: *IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 2015.