



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E ELETRÔNICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Alejandro Javier Maldonado Rosa e Silva

PROJETO DE UMA FONTE CHAVEADA BASEADA NO CONVERSOR PUSH-PULL

Florianópolis
2021

Alejandro Javier Maldonado Rosa e Silva

PROJETO DE UMA FONTE CHAVEADA BASEADA NO CONVERTOR PUSH-PULL

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) submetido ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. André Luís Kirsten, Dr.

Florianópolis
2021

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Silva, Alejandro Javier Maldonado Rosa e
Projeto de uma fonte chaveada baseada no conversor push
pull / Alejandro Javier Maldonado Rosa e Silva ;
orientador, André Luís Kirsten, 2021.
124 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico,
Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2021.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Eletrônica de Potência. 3.
Projeto de Fontes Chaveadas. 4. Controle de Conversores
Estáticos. I. Kirsten, André Luís . II. Universidade
Federal de Santa Catarina. Graduação em Engenharia
Elétrica. III. Título.

Alejandro Javier Maldonado Rosa e Silva

PROJETO DE UMA FONTE CHAVEADA BASEADA NO CONVERSOR PUSH-PULL

Este Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) foi julgado adequado para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica e aprovado, em sua forma final, pela Banca Examinadora.

Florianópolis, 26 de maio de 2021



Documento assinado digitalmente
Jean Vianei Leite
Data: 28/05/2021 09:10:42-0300
CPF: 003.474.909-80
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Prof. Jean Vian Leite, Dr.
Coordenador do Curso de Graduação em
Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Documento assinado digitalmente
Andre Luis Kirsten
Data: 26/05/2021 15:22:34-0300
CPF: 013.272.690-40
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Prof. André Luís Kirsten, Dr.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente
Caio Guilherme da Silva Moraes
Data: 27/05/2021 13:27:07-0300
CPF: 417.490.878-80
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Caio Guilherme da Silva Moraes, Me. Eng.
Avaliador

Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente
Leandro Benhur Klinger Fisch
Data: 27/05/2021 10:10:29-0300
CPF: 032.502.580-08
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Leandro Benhur Klinger Fisch, Me. Eng.
Avaliador

Universidade Federal de Santa Catarina

Dedico este trabalho aos meus pais Maria Alejandra e Alécio que me apoiaram, educaram e se sacrificaram para que eu pudesse ter a oportunidade de estudar e adquirir uma profissão. Minha eterna gratidão, admiração e amor.

AGRADECIMENTOS

O planejamento, estudo e execução deste trabalho só foi possível graças às pessoas excepcionais com as quais eu convivi ao longo do curso de graduação. Primeiramente ao meus pais, cujo apoio, suporte e sacrifício foram essenciais para que eu tivesse a oportunidade de ir à universidade. A vocês a minha eterna gratidão, admiração e carinho.

Aos meus amigos, sou grato pela amizade, convivência, troca de ideias e apoio. Estudarmos juntos para provas, realizar trabalhos ou apenas tomar um café durante a tarde foram as melhores lembranças que tenho da minha experiência na universidade e as guardarei por toda a minha vida.

Meus agradecimentos ao meu orientador, André Luis Kirsten, pela compreensão, paciência, incentivo e compartilhamento de ideias. Foi por causa de uma de suas aulas de Laboratório de Eletrônica de Potência que eu descobri a motivação e vontade de estudar esta área do curso.

À Universidade Federal de Santa Catarina - Câmpus Florianópolis, ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, ao Instituto de Eletrônica de Potência e a todos os professores que contribuíram para a minha formação acadêmica e profissional.

“Educação é uma descoberta progressiva de nossa própria ignorância.”
(Voltaire, 1694-1778)

RESUMO

Este trabalho apresenta uma metodologia de projeto de fontes chaveadas baseadas no conversor *Push-Pull*. Além disso, exploram-se técnicas de controle com o intuito de garantir que as especificações de saída sejam satisfeitas. Desse modo, o trabalho é composto por três capítulos, os quais analisam os principais circuitos contidos neste projeto. Devido a simplicidade do circuito retificador, escolheu-se omiti-lo do texto, entretanto seu dimensionamento é apresentado no Apêndice A. No Capítulo 2 é analisado detalhadamente o circuito do conversor *Push-Pull*, cuja função é controlar o fluxo de energia entre a fonte e a carga. Ao longo do capítulo são descritas as etapas de operação, o equacionamento, as formas de onda das grandezas presentes no circuito e principalmente seus valores máximo, médio, eficaz. O conversor é dimensionado e todos estes valores são calculados. Por fim, para validar o dimensionamento, o conversor é simulado em malha aberta considerando todos os parâmetros calculados. No Capítulo 3, é feita a especificação de componentes. Ela consiste, essencialmente, em definir uma sugestão de quais componentes disponíveis no mercado poderiam utilizados para implementar um protótipo deste projeto. Para isso, será necessário realizar o cálculo de perdas e o cálculo térmico. No Capítulo 4, é realizado todo o projeto de controle do sistema. Além disso, é definida a estratégia de controle a ser utilizada para este sistema e principalmente qual topologia de controlador será empregada. A escolha da melhor estratégia de controle é um dos itens mais importantes do trabalho, pois proporciona algumas propriedades desejadas ao sistema, tais como, imunidade a perturbações na tensão de entrada, na tensão de referência e imunidades a variações de carga. Finalmente, no Capítulo 5 são realizadas as considerações finais do trabalho apresentando os pontos principais, as escolhas de projeto, suas vantagens e desvantagens, e possíveis melhorias a serem feitas.

Palavras-chave: Controle de corrente pelo seu valor de pico 1. Controle de corrente pelo seu valor médio 2. Conversor chaveado por largura de pulso 3. Controle de conversores estáticos 4.

ABSTRACT

This work presents a methodology for the design of a switched-mode power supply based on the *Push-Pull* power converter. In addition, control techniques are explored to ensure the output specifications. Thereby, this work is composed by three chapters and in each of them is analysed the main components of the block diagram that model the power supply. Due to the simplicity of the rectifier circuit, it was decided to omit it from the main text, although the calculations needed to design this circuit are presented in Appendix A. In Chapter 2, the *Push-Pull* power converter circuit is studied in detail, especially because of the main function of this circuit, which is to control the flow of energy between source and load. Throughout the chapter the stages of operation of the power converter, main equations and waveforms are presented in detail as is the peak, average and RMS values. The entire power converter is designed and all of these magnitudes are calculated. Next, to ensure that the power converter was analysed correctly, it is simulated in open loop conditions using the parameters previously calculated. In Chapter 3, is presented the specifications of the components that could be used in this project which is basically a suggestion of which components available in the market could be used to implement a prototype of this power supply. To achieve this, it is necessary to perform the power losses and thermal calculations. In Chapter 4, the control loop is closed and the compensator design calculations are done. At this stage, the main points addressed are defining a control loop strategy and mainly which compensator type is going to be designed. Choosing the best control loop strategy is the most important item of this text because the closed loop provides the entire power supply system some interesting properties like input voltage, output load and reference voltage perturbations rejection. At Chapter 5, the final considerations are presented as well as the benefits and disadvantages of the main design choices. Also, some possible improvements to the models and circuitry used are suggested.

Keywords: Peak current-mode control (PCM) 1. Pulsewidth modulated (PWM) power converters 2. Switch-mode power supply 3. Voltage loop control 4. Current loop control 5. Average current-mode control (ACMC) 6. Push-Pull power converter 7.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Conversor Didático.	26
Figura 2 – Diagrama de Blocos simplificado de uma Fonte Chaveada.	28
Figura 3 – Conversor <i>Push-Pull</i>	29
Figura 4 – Conversor <i>Push-Pull</i> redesenhado.	30
Figura 5 – Etapa I de operação do conversor <i>Push-Pull</i>	31
Figura 6 – Etapa II de operação do conversor <i>Push-Pull</i>	33
Figura 7 – Etapa III de operação do conversor <i>Push-Pull</i>	35
Figura 8 – Etapa IV de operação do conversor <i>Push-Pull</i>	37
Figura 9 – Tensões no conversor <i>Push-Pull</i>	38
Figura 10 – Correntes no conversor <i>Push-Pull</i>	39
Figura 11 – Grandezas no conversor considerando $D=1/4$	43
Figura 12 – Circuito simulado no <i>Power Eletronics Simulator</i> (PSIM).	48
Figura 13 – Formas de onda de extraídas da simulação.	48
Figura 14 – Formas de onda de extraídas da simulação.	49
Figura 15 – Formas de onda extraídas da simulação.	50
Figura 16 – Curvas de Corrente e Tensão no Diodo.	52
Figura 17 – Curvas de Corrente e Tensão no MOSFET.	55
Figura 18 – Circuito térmico equivalente.	57
Figura 19 – Circuito térmico equivalente considerando o dissipador.	58
Figura 20 – Circuito térmico equivalente.	59
Figura 21 – Visão interna do núcleo do Indutor.	63
Figura 22 – Estratégias de Controle.	74
Figura 23 – Circuito equivalente pequenos sinais.	76
Figura 24 – Modelo do Conversor em Funções de Transferência	78
Figura 25 – Validação das Funções de Transferência.	78
Figura 26 – Validação das Funções de Transferência.	79
Figura 27 – Modulador <i>Pulse Width Modulation</i> (PWM)	80
Figura 28 – Curvas de Bode da $F_{TLA_{cl}}$	83
Figura 29 – Curvas de Bode da $F_{TLF_{cl}}$	84
Figura 30 – Curvas de Bode da $F_{TLA_{cv}}$	86
Figura 31 – Modulador <i>Current Programmed Mode</i> (CPM)	87
Figura 32 – Diagrama de Blocos do CPM	88
Figura 33 – Curvas de Bode da $F_{TLA_{cv}}$	90
Figura 34 – Laços de controle <i>Average Current Mode Control</i> (ACMC) (em vermelho) e <i>Peak Current Mode Control</i> (PCMC) (em azul)	91
Figura 35 – ACMC (em vermelho) e PCMC (em azul)	92
Figura 36 – Curvas de Bode.	93

Figura 37 – Laço de controle PCMC utilizando o compensador Tipo-II	94
Figura 38 – Circuito Limitador de Corrente	94
Figura 39 – Formas de Onda do conversor usando o circuito Limitador de Corrente.	95
Figura 40 – Formas de Onda do Circuito Limitador de Corrente.	96

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros de entrada.	26
Tabela 2 – Especificações de Projeto da Fonte Chaveada.	27
Tabela 3 – Tabela comparativa com as principais topologias de conversores isolados.	28
Tabela 4 – Equações do transformador.	46
Tabela 5 – Valor calculado das grandezas do conversor <i>Push-Pull</i>	47
Tabela 6 – Parâmetros de simulação.	47
Tabela 7 – Grandezas nos diodos de saída.	59
Tabela 8 – Grandezas nas chaves.	60
Tabela 9 – Grandezas no capacitor de saída.	62
Tabela 10 – Especificação do Indutor de Saída.	67
Tabela 11 – Especificação do Transformador.	71
Tabela 12 – Perdas no circuito de potência.	71

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ACMC	<i>Average Current Mode Control</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
BJT	<i>Bipolar Junction Transistor</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CC-CC	Corrente Contínua para Corrente Contínua
CMC	<i>Current Mode Control</i>
CPM	<i>Current Programmed Mode</i>
HMC	<i>Hysteretic Mode Control</i>
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
INEP	<i>Instituto de Eletrônica de Potência</i>
LCK	<i>Lei das Correntes de Kirchhoff</i>
LTK	<i>Lei das Tensões de Kirchhoff</i>
MCC	<i>Modo de Condução Contínua</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PCMC	<i>Peak Current Mode Control</i>
PI	<i>Controlador Proporcional Integral</i>
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
PSIM	<i>Power Electronics Simulator</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RSE	Resistência Série Equivalente
VMC	<i>Voltage Mode Control</i>
VMQI	<i>Valor Médio Quase Instantâneo</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

D	Razão Cíclica Nominal
$FTLA_{cl}$	Função de Transferência de Laço Aberto compensada de Corrente
$FTLA_{cV}$	Função de Transferência de Laço Aberto compensada de Tensão
V_{ACnom}	Valor Nominal Eficaz da Tensão da Rede
$V_{ACmáx}$	Valor Máximo Eficaz da Tensão da Rede
$V_{ACmín}$	Valor Mínimo Eficaz da Tensão da Rede
P_o	Valor Nominal da Potência Ativa Média de Saída
V_o	Valor Médio Nominal da Tensão de Saída
I_o	Valor Médio Nominal da Corrente de Saída
$\Delta V_{omáx}$	Valor Percentual Máximo da Ondulação da Tensão de Saída
$\Delta I_{Lomáx}$	Valor Percentual Máximo da Ondulação da Corrente no Indutor de Saída
T_{amb}	Temperatura Ambiente
f_s	Frequência de Chaveamento
η	Rendimento Estimado
C_o	Capacitor de Saída
t_0	Instante de Tempo 0
t_1	Instante de Tempo 1
S_1	Chave 1
S_2	Chave 2
$i_{p1}(t)$	Corrente 1 no Primário do Transformador
D_{o3}	Diodo de Saída 3
D_{o4}	Diodo de Saída 4
N_{sp}	Relação de transformação entre o primário e secundário do Transformador
N_s	Número de voltas dos enrolamentos do secundário do Transformador
N_p	Número de voltas dos enrolamentos do primário do Transformador
$v_{p1}(t)$	Tensão 1 no Primário do Transformador
$v_{p2}(t)$	Tensão 2 no Primário do Transformador
$e(t)$	Tensão na Entrada do Conversor
$v_{sec1}(t)$	Tensão 1 no Secundário do Transformador
$v_{sec2}(t)$	Tensão 2 no Secundário do Transformador
$v_{S2}(t)$	Tensão na chave 2
$v_{Do3}(t)$	Tensão no Diodo de saída 3
$v_f(t)$	Tensão na Entrada do Filtro LC
$v_{Do4}(t)$	Tensão no Diodo de saída 4
$v_{Lo}(t)$	Tensão no Indutor de Saída
L_o	Indutor de Saída
$i_{Lo}(t)$	Corrente no Indutor de Saída
$I_{Lomín}$	Valor Mínimo de Corrente no Indutor de Saída

$I_{Lom\acute{a}x}$	Valor Máximo de Corrente no Indutor de Saıda
$i_{Co}(t)$	Corrente no Capacitor de Saıda
$i_{Do3}(t)$	Corrente no Diodo de Saıda 3
i_{sec1}	Corrente 1 no Secundário do Transformador
$i_{S1}(t)$	Corrente na Chave S_1
$i_e(t)$	Corrente de Entrada
t_2	Instante de Tempo 2
$v_{S1}(t)$	Tensão na chave 1
$i_{p2}(t)$	Corrente 2 no Primário do Transformador
$i_{S2}(t)$	Corrente no Chave S_2
$i_{Do4}(t)$	Corrente no Diodo de Saıda 4
i_{sec2}	Corrente 2 no Secundário do Transformador
t_3	Instante de Tempo 3
t_4	Instante de Tempo 4
T_s	Período de Chaveamento
t_{c1}	Intervalo tempo de Conduo das chaves S_1 e S_2
T_f	Período da Tensão $v_f(t)$
t_f	Intervalo de tempo em que a Tensão $v_f(t)$ é nula
t_a	Intervalo de tempo em que a chave S_1 permanece aberta
$v_o(t)$	Tensão de Saıda
E	Valor Médio Nominal da Tensão de Entrada
G_p	Ganho esttico do conversor
ΔI_{Lo}	Ondulao da Corrente no Indutor de Saıda
$I_{Lom\acute{e}d}$	Valor Médio da Corrente $i_{Lo}(t)$
I_{Loef}	Valor Eficaz da Corrente $i_{Lo}(t)$
$\Delta V_{Com\acute{a}x}$	Ondulao Máxima da Tensão do Capacitor de Saıda
$V_{Com\acute{a}x}$	Valor Máximo da Tensão no Capacitor de Saıda
ΔV_o	Ondulao da Tensão de Saıda
ΔV_{Co}	Ondulao da Tensão do Capacitor de Saıda
$V_{Com\acute{m}n}$	Valor Mínimo da Tensão no Capacitor de Saıda
$I_{Com\acute{e}d}$	Valor Médio da Corrente $i_{Co}(t)$
ΔI_{Co}	Ondulao da Corrente no Capacitor de Saıda
$\Delta V_{om\acute{a}x}$	Ondulao Máxima da Tensão de Saıda
$V_{Com\acute{e}d}$	Valor Médio da Tensão no Capacitor de Saıda
$I_{Com\acute{a}x}$	Valor Máximo da Corrente $i_{Co}(t)$
I_{Coef}	Valor Eficaz da Corrente $i_{Co}(t)$
$i_{Do}(t)$	Corrente nos Diodos de Saıda
$I_{Dom\acute{a}x}$	Valor Máximo da Corrente $i_{Do}(t)$
$I_{Dom\acute{e}d}$	Valor Médio da Corrente $i_{Do}(t)$

I_{Doef}	Valor Eficaz da Corrente $i_{Do}(t)$
V_{Domax}	Valor Máximo da Tensão Reversa sobre os Diodos da Saída.
$i_S(t)$	Corrente nas Chaves S
I_{Smax}	Valor Máximo da Corrente nas Chaves S
$I_{Sméd}$	Valor Médio da Corrente nas Chaves S
I_{Sef}	Valor Eficaz da Corrente nas Chaves S
V_{Smax}	Valor Máximo da Tensão nas chaves
$I_{secmáx}$	Valor Máximo da Corrente $i_{sec1}(t)$
I_{secmed}	Valor Médio da Corrente $i_{sec}(t)$
I_{secef}	Valor Eficaz da Corrente $i_{sec}(t)$
$V_{secmáx}$	Valor Máximo da Tensão $v_{sec}(t)$
$I_{pmáx}$	Valor Máximo da Corrente $i_{p1}(t)$
$I_{pméd}$	Valor Médio da Corrente $i_{p1}(t)$
I_{pef}	Valor Eficaz da Corrente $i_{p1}(t)$
I_{in}	Valor Nominal Médio da Corrente de Entrada
$V_{Lomáx}$	Valor Máximo da Tensão no Indutor de Saída
R_o	Valor Nominal da Resistência de Saída
$V_{pmáx}$	Valor Máximo da Tensão $v_p(t)$
$V_{Dretmáx}$	Valor Máximo da Tensão Reversa sobre os Diodos Retificadores.
$T_{push-pull}$	Transformador Push-Pull
V_{RRM}	Maximum Repetitive Peak Reverse Voltage
I_F	Maximum Average Forward Rectified Current
I_{FSM}	Peak Forward Surge Current
P_{cond}	Perdas por condução
V_F	Forward Voltage
r_D	Resistência Dinâmica do Diodo
$P_{entrada em condução}$	Perdas na entrada em condução
Q_{rr}	Carga de Recuperação Reversa
I_{RM}	Corrente Reversa Máxima
t_{rr}	Intervalo de tempo de Recuperação Reversa
$P_{bloqueio}$	Perdas no bloqueio
P_{com}	Perdas por comutação
r_{DS}	Resistência Dinâmica do Mosfet
C_{gd}	Capacitância intrínscica <i>gate-drain</i>
C_{gs}	Capacitância intrínscica <i>gate-source</i>
C_{ds}	Capacitância intrínscica <i>drain-source</i>
C_{iss}	Capacitância intrínscica de entrada
C_{oss}	Capacitância intrínscica de saída
C_{rSS}	Capacitância intrínscica reversa

$t_{d(on)}$	Intervalo de tempo de atraso na entrada em condução
t_{ri}	Intervalo de tempo de <i>rise</i> da corrente
t_{fv}	Intervalo de tempo de <i>fall</i> da tensão
$v_S(t)$	Tensão nas chaves
$t_{d(off)}$	Intervalo de tempo de atraso no bloqueio
t_{rv}	Intervalo de tempo de <i>rise</i> da tensão
t_{fi}	Intervalo de tempo de <i>fall</i> da corrente
T_j	Temperatura de Junção
R_{thja}	Resistência Térmica Junção-Ambiente
R_{thjc}	Resistência Térmica Junção-Encapsulamento
R_{thcd}	Resistência Térmica Encapsulamento-Dissipador
$I_{AC100Hz}$	Capacidade de Corrente no Capacitor a 100 Hz
$I_{AC100kHz}$	Capacidade de Corrente no Capacitor a 100 kHz
N_{Lo}	Número de voltas dos enrolamentos do Indutor de Saída
μ_0	Permeabilidade Magnética no Vácuo
A_e	Área da secção transversal do núcleo
$B_{máx}$	Indução Magnética Máxima
A_w	Área da janela do núcleo
$J_{máx}$	Densidade de Corrente Máxima
K_w	Fator de utilização da área da janela do núcleo
R_{total}	Relutância Magnética Total
$R_{entreferro}$	Relutância Magnética no Entreferro
δ_{Lo}	Comprimento do Entreferro no Indutor de Saída
$S_{Lomín}$	Área de Cobre mínima da secção transversal dos condutor
S_{Lo}	Área de Cobre da secção transversal dos condutor escolhido
n_{Lo}	Número de condutores em paralelo nos enrolamentos do Indutor de Saída
$A_{Wmín}$	Área mínima da janela do núcleo
$S_{Loisolamento}$	Área total da secção transversal dos condutor escolhido
$Exec_{Lo}$	Fator de execução do Indutor de Saída
I_{Eef}	Valor Eficaz da Corrente de Entrada
A_{cu}	Área de Cobre da secção transversal dos enrolamentos
K_{wt}	Fator de utilização da área da janela do núcleo do transformador
K_{pt}	Fator de utilização da área da janela do enrolamento primário do transformador
$I_{Eméd}$	Valor Médio da Corrente de Entrada
P_{in}	Valor Nominal da Potência Ativa Média de Entrada
$S_{pmín}$	Área de Cobre mínima da secção transversal do condutor do enrolamentos primários do transformador

$S_{smín}$	Área de Cobre mínima da secção transversal do condutor do enrolamentos secundários do transformador
n_P	Número de condutores em paralelo nos enrolamentos primários do Transformador
S_p	Área de Cobre da secção transversal do condutor do enrolamentos primários do transformador
n_S	Número de condutores em paralelo nos enrolamentos secundários do Transformador
S_s	Área de Cobre da secção transversal do condutor do enrolamentos secundários do transformador
$S_{pisolamento}$	Área total da secção transversal dos condutor escolhido para os enrolamentos primários
$S_{sisolamento}$	Área total da secção transversal dos condutor escolhido para os enrolamentos secundários
$Exec_T$	Fator de execução do Transformador
$d(t)$	Razão Cíclica como função do tempo
I_e	Valor Médio Nominal da Corrente de Entrada
$G_{vd}(s)$	Ganho da razão cíclica para tensão de saída
$\tilde{v}_o(s)$	Perturbação da Tensão de Saída
$\tilde{d}(s)$	Perturbação na Razão Cíclica
$G_{id}(s)$	Ganho da razão cíclica para corrente no indutor
$\tilde{i}_L(s)$	Perturbação da Corrente do Indutor
$Z_o(s)$	Ganho da Impedância de Saída do Conversor
$G_{ve}(s)$	Ganho de linha para tensão de saída
$G_{ie}(s)$	Ganho de linha para corrente no indutor
K_V	Ganho do Sensor de Tensão
K_I	Ganho do Sensor de Corrente
V_{Ptri}	Valor de pico da forma de onda triangular
K_{pwm}	Ganho do Modulador PWM
$\tilde{e}(s)$	Perturbação Tensão na Entrada do Conversor
$C_I(s)$	Função de Transferência do Compensador de Corrente
$C_V(s)$	Função de Transferência do Compensador de Tensão
F_{TLF}_{ncl}	Função de Transferência de Laço Fechado não-compensada de Corrente
F_{TLA}_{ncl}	Função de Transferência de Laço Aberto não-compensada de Corrente
F_{TLF}_{cl}	Função de Transferência de Laço Fechado compensada de Corrente
K_{cl}	Constante de ganho do Compensador de Corrente
ω_{zI}	Frequência do zero do Compensador de Corrente
$M_{\Phi I}$	Margem de Fase dda malha de corrente compensada
ω_{cl}	Frequência de cruzamento da malha de corrente compensada

$F_{TLF_{ncV}}$	Função de Transferência de Laço Fechado não-compensada de Tensão
$F_{TLA_{ncV}}$	Função de Transferência de Laço Aberto não-compensada de Tensão
$F_{TLF_{cV}}$	Função de Transferência de Laço Fechado compensada de Tensão
K_{cV}	Constante de ganho do Compensador de Tensão
ω_{zV}	Frequência do zero do Compensador de Tensão
$M_{\phi V}$	Margem de Fase da malha de tensão compensada
ω_{cV}	Frequência de cruzamento da malha de tensão compensada
f_f	Frequência da Tensão $v_f(t)$

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	23
1.1	MOTIVAÇÃO	23
1.2	OBJETIVOS	24
1.2.1	Objetivo Geral	24
1.2.2	Objetivos Específicos	24
1.3	METODOLOGIA	24
1.4	REVISÃO DO ESTADO DA ARTE	25
2	O CONVERSOR <i>PUSH-PULL</i>	29
2.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	29
2.2	ETAPAS DE OPERAÇÃO	29
2.2.1	Etapa I	30
2.2.1.1	Equacionamento da etapa I	31
2.2.2	Etapa II	33
2.2.2.1	Equacionamento da etapa II	33
2.2.3	Etapa III	35
2.2.3.1	Equacionamento da etapa III	35
2.2.4	Etapa IV	37
2.2.4.1	Equacionamento da etapa IV	37
2.3	FORMAS DE ONDA DAS GRANDEZAS PRESENTES NO CONVERSOR	38
2.4	ANÁLISE MATEMÁTICA DO CONVERSOR	40
2.4.1	Parâmetros do indutor de saída	40
2.4.2	Parâmetros do capacitor de saída	42
2.4.2.1	Ondulação da tensão no capacitor	42
2.4.2.2	Valor máximo da tensão no capacitor	44
2.4.2.3	Valor máximo da corrente no capacitor	44
2.4.2.4	Valor eficaz da corrente no capacitor	45
2.4.3	Parâmetros dos diodos de saída	45
2.4.4	Parâmetros das Chaves	45
2.4.5	Parâmetros do Transformador	46
2.5	DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR	46
2.6	SIMULAÇÃO	47
3	ESPECIFICAÇÃO DE COMPONENTES DO CIRCUITO DE POTÊNCIA	51
3.1	OS DIODOS	51
3.1.1	Cálculo de Perdas	51
3.1.1.1	Perdas por Condução	51

3.1.1.2	Perdas por Comutação	52
3.1.1.2.1	<i>Perdas na Entrada de Condução</i>	52
3.1.1.2.2	<i>Perdas no Bloqueio</i>	53
3.2	OS INTERRUPTORES	54
3.2.1	Perdas no MOSFET	54
3.2.1.1	Perdas por Condução	55
3.2.1.2	Perdas por Comutação	55
3.2.1.2.1	<i>Perdas na Entrada em Condução</i>	56
3.2.1.2.2	<i>Perdas no Bloqueio</i>	56
3.3	CÁLCULO TÉRMICO	57
3.3.1	Necessidade de um dissipador	57
3.3.2	Dimensionamento do Dissipador	58
3.3.3	Especificação dos Diodos de Saída	58
3.3.4	Especificação dos MOSFETs	59
3.4	CAPACITORES	60
3.4.1	Crítérios de seleção	60
3.4.1.0.1	<i>Capacidade de corrente no capacitor</i>	61
3.4.1.0.2	<i>Resistência Série Equivalente</i>	61
3.4.2	Cálculo de Perdas	61
3.4.3	Especificação do Capacitor de Saída	61
3.5	INDUTOR DE SAÍDA	62
3.5.1	Escolha do Núcleo	62
3.5.2	Número de Espiras	64
3.5.3	Entreferro	64
3.5.4	Bitola do Condutor	64
3.5.4.1	Diâmetro Mínimo de Cobre	64
3.5.4.2	Diâmetro Máximo do Cobre	65
3.5.5	Número de Condutores em Paralelo	65
3.5.6	Possibilidade de Execução	65
3.5.7	Cálculo de Perdas	65
3.5.7.1	Perdas no Cobre	66
3.5.7.2	Perdas no Ferro	66
3.5.8	Cálculo de elevação de temperatura	66
3.5.9	Especificação do Indutor de Saída	66
3.6	TRANSFORMADOR <i>PUSH-PULL</i>	67
3.6.1	Escolha do Núcleo	67
3.6.2	Número de Espiras	69
3.6.3	Bitola do Condutor	69
3.6.4	Número de Condutores em Paralelo	69

3.6.5	Possibilidade de Execução	69
3.6.6	Cálculo de Perdas	70
3.6.6.1	Perdas no Cobre	70
3.6.6.2	Perdas no Ferro	70
3.6.7	Cálculo de elevação de temperatura	70
3.6.8	Especificação do Transformador	71
3.7	ESTIMATIVA DO RENDIMENTO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA	71
4	PROJETO DE CONTROLE	72
4.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	72
4.2	ESTRATÉGIAS DE CONTROLE	72
4.2.1	Modo de Controle de Corrente	72
4.3	DETERMINAÇÃO DA PLANTA	73
4.3.1	Valor Médio Quase Instantâneo	74
4.3.2	Linearização	75
4.3.3	Relação da Perturbação da Tensão de Saída com relação à perturbação da Razão Cíclica	76
4.3.4	Relação da Perturbação da Corrente no Indutor com relação à perturbação da Razão Cíclica	77
4.3.5	Relação da Perturbação da Tensão de Saída com relação à Perturbação na Corrente no Indutor	77
4.3.6	Relação da Perturbação da Tensão de Saída com relação à Perturbação na Tensão de Entrada	77
4.3.7	Relação da Perturbação da Corrente no Indutor com relação à Perturbação na Tensão de Entrada	77
4.3.8	Validação das relações por simulação	78
4.4	SENSORES	79
4.5	SISTEMA DE CONTROLE ACMC	79
4.5.1	Modulador PWM	80
4.5.2	Tensão de Referência	81
4.5.3	Corrente de Referência	81
4.5.4	Projeto dos Compensadores	81
4.5.4.1	Malha de Corrente - Sistema Não Compensado em Laço Aberto	82
4.5.4.2	Malha de Corrente - Equação Característica	82
4.5.4.3	Controlador de Corrente	83
4.5.4.4	Malha de Corrente - Sistema Compensado em Laço Aberto	83
4.5.4.5	Malha de Corrente - Sistema Compensado em Laço Fechado	84
4.5.4.6	Malha de Tensão - Sistema Não Compensado em Laço Aberto	84
4.5.4.7	Malha de Tensão - Equação Característica	85
4.5.4.8	Controlador de Tensão	85

4.5.4.9	Malha de Tensão - Sistema Compensado em Laço Aberto	86
4.6	SISTEMA DE CONTROLE PCMC	86
4.6.1	Oscilação subharmônica	86
4.6.2	Modulador por corrente de pico	87
4.6.3	Projeto do Compensador	89
4.6.3.1	Malha de Tensão - Sistema Não Compensado em Laço Aberto . . .	89
4.6.3.2	Malha de Tensão - Sistema Compensado em Laço Fechado	89
4.6.3.3	Controlador de Tensão	90
4.6.3.4	Malha de Tensão - Sistema Compensado em Laço Aberto	90
4.7	SIMULAÇÃO DOS SISTEMAS DE CONTROLE	90
4.8	LIMITAÇÃO DE CORRENTE EM PCMC	92
5	CONCLUSÃO	97
	REFERÊNCIAS	99
	APÊNDICE A – DIMENSIONAMENTO RETIFICADOR	102
	APÊNDICE B – DIMENSIONAMENTO CONVERSOR <i>PUSH-PULL</i>	103
	APÊNDICE C – ESPECIFICAÇÃO DOS DIODOS RETIFICADORES	106
	APÊNDICE D – ESPECIFICAÇÃO DOS DIODOS DE SAÍDA	107
	APÊNDICE E – ESPECIFICAÇÃO DO CAPACITOR DE FILTRAGEM	108
	APÊNDICE F – ESPECIFICAÇÃO DO CAPACITOR DE SAÍDA	109
	APÊNDICE G – ESPECIFICAÇÃO DOS MOSFETS	110
	APÊNDICE H – ESPECIFICAÇÃO DO INDUTOR DE SAÍDA	111
	APÊNDICE I – ESPECIFICAÇÃO DO TRANSFORMADOR	113
	APÊNDICE J – PROJETO DE CONTROLE - ACMC	116
	APÊNDICE K – PROJETO DE CONTROLE - PCMC	121

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

A rede elétrica brasileira de distribuição de energia fornece tensão alternada com valor eficaz de 127 V ou 220 V, dependendo da região do país. Por outro lado, dispositivos eletrônicos, em geral, utilizam tensão contínua. Dessa maneira, faz-se necessário converter a tensão vinda da rede CA para CC utilizada nesses sistemas e adaptá-la para o nível de tensão desejado. Os dispositivos que normalmente realizam essa conversão são os retificadores que convertem CA em CC e o Conversor Estático de Corrente Contínua para Corrente Contínua (CC-CC), o qual adequa o nível de tensão. Ambos são subsistemas que compõem uma fonte de alimentação regulada por chaveamento (MELLO, 2011).

As fontes chaveadas foram desenvolvidas na década de 1960 com o intuito de substituir as fontes lineares convencionais, sendo mais compactas e com maior rendimento (BARBI, 2014; VENTORINI, 2007). Inicialmente estes dispositivos eram aplicados em programas espaciais e, mais tarde em computadores, equipamentos médicos, aviões, fontes de notebooks, celulares, televisores, monitores, fontes de alimentação para bancadas laboratoriais, entre outros.

Há duas características das fontes chaveadas que tornam seu uso mais vantajoso em relação às fontes lineares: rendimento e volume. Por outro, elas possuem algumas desvantagens, uma vez que: requerem mais componentes, introduzem interferência eletromagnética, apresentam ruído de chaveamento, ondulação da tensão de saída e, principalmente, uma resposta transitória mais lenta. Além disso, por operarem em alta frequência, os componentes armazenadores de energia podem se comportar de maneira não convencional, por exemplo: apresentando o efeito de reatâncias parasitas (BARBI, 2014).

Dependendo dos parâmetros de projeto como: potência, correntes, tensões, frequência de chaveamento, e tecnologias dos interruptores utilizados, é possível garantir uma eficiência na faixa de 90%-99%. Ou seja, em comparação com as fontes com regulação linear, uma fonte chaveada é significativamente mais eficiente (BARBI, 2014).

Assim, este trabalho tem como principal motivação o desenvolvimento de um projeto de uma fonte de alimentação de bancada que utilize os conhecimentos obtidos ao longo do curso e recursos do próprio laboratório. Prioriza-se a simplicidade do projeto e disponibilidade dos componentes no *Instituto de Eletrônica de Potência* (INEP). Com isso, conclui-se que há a necessidade da compreensão clara sobre as etapas de projeto de fontes chaveadas e estratégias para contornar suas principais desvantagens.

1.2 OBJETIVOS

A principal motivação deste trabalho é atingir os seguintes objetivos.

1.2.1 Objetivo Geral

Este trabalho tem como objetivo principal analisar e descrever uma metodologia de projeto de fontes chaveadas com base no conversor *Push-Pull*. Além disso, exploram-se técnicas de controle com o intuito de garantir que as especificações de saída sejam satisfeitas.

1.2.2 Objetivos Específicos

Já como objetivos secundários têm-se:

1. Definir as especificações da fonte de alimentação, tais como: potência nominal, eficiência, número de saídas, nível de tensão e corrente de cada saída, ondulação máxima de tensão e corrente de cada saída, níveis nominais, máximos e mínimos de tensão na entrada da fonte de alimentação, nível de tensão contínua na entrada do conversor CC-CC, frequência da rede de alimentação, frequência de chaveamento dos interruptores e temperatura de operação da fonte.
2. Realizar uma revisão bibliográfica de conversores estáticos isolados aplicados a fontes chaveadas. Dentre as topologias pesquisadas escolher uma que tenha maior potencial de aplicação e realizar seu dimensionamento.
3. Realizar uma revisão bibliográfica de estratégias de controle aplicadas a fontes chaveadas, escolher as duas mais proeminentes e analisá-las.
4. A partir das duas estratégias escolhidas no item anterior, escolher qual mais se adequa aos critérios de projeto e implementar o controlador discretizado equivalente.
5. Simular individualmente cada subcircuito que compõem a fonte chaveada analisando formas de onda e níveis de tensão e corrente. E com isso, garantir que as especificações de projeto foram satisfeitas.

1.3 METODOLOGIA

Como o desenvolvimento e construção de uma fonte chaveada é um processo longo e complexo será utilizada uma abordagem sistemática para facilitar projeto da fonte escolhida para este trabalho. Toda fonte chaveada é composta de vários subcircuitos que em conjunto realizam o funcionamento da fonte. Para os principais subcircuitos será seguido o mesmo procedimento: uma revisão teórica dos conceitos básicos para

o seu funcionamento, o dimensionamento de todos os componentes e, por fim, são realizadas simulações observando as principais grandezas e suas formas de onda.

1.4 REVISÃO DO ESTADO DA ARTE

O assunto tratado neste trabalho, fontes chaveadas, é bem estabelecido na literatura nacional e internacional. Há vários livros, artigos, dissertações e teses que tratam da análise e métodos práticos de projeto de uma fonte de alimentação deste tipo. A seguir será apresentada a definição de fonte chaveada de acordo com as principais referências utilizadas ao longo do desenvolvimento deste projeto.

De acordo com as referências, entende-se que uma fonte chaveada é um dispositivo composto por semicondutores de potência e elementos passivos, indutores e capacitores, e sua principal função é realizar o processamento de energia (BARBI, 2014). A fonte é composta de várias estruturas, dentre elas:

- O Retificador de entrada com filtro capacitivo: converte a tensão CA em, aproximadamente, CC.
- Filtro de Interferência Eletromagnética: remove, em sua maioria, a interferência eletromagnética presente na corrente de entrada da fonte.
- Conversor CC-CC: É o circuito mais importante que compõe a fonte sendo responsável por processar energia provinda do retificador e adequar os níveis de tensão e corrente de acordo com as especificações da carga.
- Circuitos de Controle: Ao fechar a malha da fonte, estes circuitos tem o trabalho de determinar os tempos corretos para o acionamento das chaves presentes no Conversor CC-CC rejeitando perturbações e garantindo seguimento a referência conforme as diretrizes de projeto.
- Circuitos Auxiliares: realizam funções secundárias, porém importantes para o funcionamento principal da fonte como circuitos de proteção, comando, fonte auxiliar, entre outros.

Com o intuito de simplificar a análise desenvolvida neste trabalho, algumas estruturas descritas acima serão omitidas sem perda de funcionalidade da fonte chaveada, são elas: filtro de interferência eletromagnética e os circuitos auxiliares. Tendo em vista o exposto, para iniciar o desenvolvimento deste projeto é preciso definir suas especificações, conforme descritas a seguir:

As variações de tensão de alimentação são determinadas pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), de acordo com o módulo 8 – Qualidade de Energia Elétrica dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico

Tabela 1 – Parâmetros de entrada.

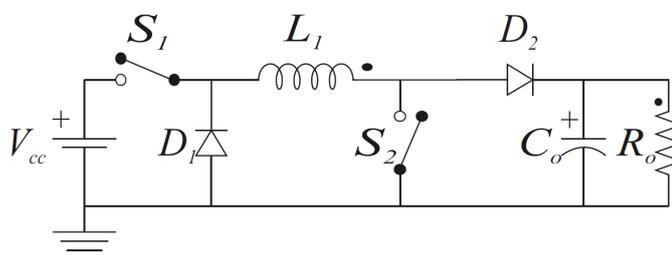
Nome da grandeza	Grandeza	Valor
Valor Nominal Eficaz da Tensão da Rede	V_{ACnom}	220 V
Valor Máximo Eficaz da Tensão da Rede	$V_{ACmáx}$	231 V
Valor Mínimo Eficaz da Tensão da Rede	$V_{ACmín}$	202 V

Fonte – **Elaborado pelo Autor.**

Nacional (PRODIST). Estes procedimentos definem na tabela 4 de seu respectivo anexo I as variações de tensão na rede elétrica. Neste trabalho será considerada a qualidade da rede elétrica como adequada tal que as variações de tensão eficaz da rede estejam no intervalo de 202 V até 231 V.

Além disso, é necessário destacar que a motivação deste trabalho é desenvolver uma fonte de alimentação que tenha como carga o conversor didático apresentado na Figura 1. Este conversor pode operar como o conversor *Buck*, *Boost* ou *Buck-Boost* dependendo de como as chaves S_1 e S_2 forem comandadas. Outra característica necessária na fonte de alimentação é que deverá ser controlada em tensão e limitada em corrente.

Figura 1 – Conversor Didático.



Fonte – **Elaborado pelo Autor.**

Tendo em vista a motivação deste trabalho, em conjunto com o professor orientador, foram definidas as especificações desta fonte de acordo com a Tabela 2. Estas foram definidas considerando valores de tensão comerciais e níveis de corrente que possam ser suportados por componentes presentes no laboratório.

Com isso, é possível realizar a escolha da topologia do conversor CC-CC a ser utilizado no projeto da fonte chaveada. É preciso destacar que o projeto escolhido exige 252 W de potência de saída, portanto é preciso selecionar uma topologia que permita reduzir ao máximo as perdas no conversor.

Como será apresentado a seguir, existem diversas topologias de conversores que podem ser escolhidas. Neste trabalho, por simplicidade, serão exploradas apenas as topologias básicas. Estas podem ser classificadas como isoladas, com transformador operando em alta frequência, ou não isoladas, sem o transformador. Na classe

Tabela 2 – Especificações de Projeto da Fonte Chaveada.

Nome da Grandeza	Grandeza	Valor
Valor Nominal da Potência Ativa Média de Saída	P_o	252 W
Valor Médio Nominal da Tensão de Saída	V_o	48 V
Valor Médio Nominal da Corrente de Saída	I_o	5,26 A
Valor Percentual Máximo da Ondulação da Tensão de Saída	$\Delta V_{om\acute{a}x}$	1%
Valor Percentual Máximo da Ondulação da Corrente no Indutor	$\Delta I_{Lom\acute{a}x}$	15%
Temperatura Ambiente	T_{amb}	40°C
Frequência de Chaveamento	f_s	80 kHz
Rendimento estimado	η	94%

Fonte – **Elaborado pelo Autor.**

de conversores básicos não isolados existem as seguintes topologias: *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Cúk*, *Sepic* e *Zeta* (MARTINS; BARBI, 2011). Já na dos básicos isolados existem: *Flyback*, *Forward*, *Half-Bridge*, *Full-Bridge* e *Push-Pull* (MARTINS, 2018a).

Escolhem-se as topologias isoladas, por três principais motivos. Primeiramente, o isolamento galvânico permite separar as referências da rede elétrica com relação aos circuitos de saída. O segundo motivo é em função do desempenho da fonte devido à diferença dos níveis de tensão da entrada com relação à saída. Ao escolher corretamente o número de espiras nos enrolamentos do primário e do secundário do transformador, é possível atingir níveis de tensão de saída desejados. Por fim, o terceiro motivo é a possibilidade de incluir outras saídas a fonte adicionando ao secundário do transformador mais enrolamentos. O que permite, a partir deste projeto, expandir a funcionalidade da fonte para alimentar várias cargas.

O uso de topologias de conversores CC-CC isolados implica em algumas dificuldades como: o dimensionamento do transformador operando em alta frequência, a presença de indutância magnetizante e a de dispersão, perdas no cobre dos enrolamentos primário e secundário, perdas por histerese e a possibilidade de saturação do núcleo. Outro ponto a ser observado é que as topologias *Flyback* e *Forward* não aproveitam o núcleo do transformador de modo tão eficiente quanto às topologias *Half-Bridge*, *Full-Bridge* e *Push-Pull*, pois operam no primeiro quadrante da curva característica BxH do núcleo magnético enquanto outros conversores operam no primeiro e terceiro quadrantes.

Além disso, para os conversores *Half-Bridge*, *Full-Bridge* e *Push-Pull*, a tensão no secundário do transformador possui ondulações em frequência igual ao dobro da frequência de chaveamento facilitando o projeto e construção do filtro de saída. Quanto maior a frequência de corte do filtro, menor será a dimensão dos componentes a serem utilizados. Diante disso, é preciso observar o número de chaves presente na topologia escolhida, pois quanto mais chaves o conversor apresentar, mais complexo será seu o comando e controle.

A Tabela 3 apresenta as principais características a serem avaliadas entre as

topologias de conversores isolados. As potências recomendadas para cada conversor são apresentadas nas seguintes referências, (MARTINS, 2018a), (BARBI, 2014) e (MELLO, 2011) .

Tabela 3 – Tabela comparativa com as principais topologias de conversores isolados.

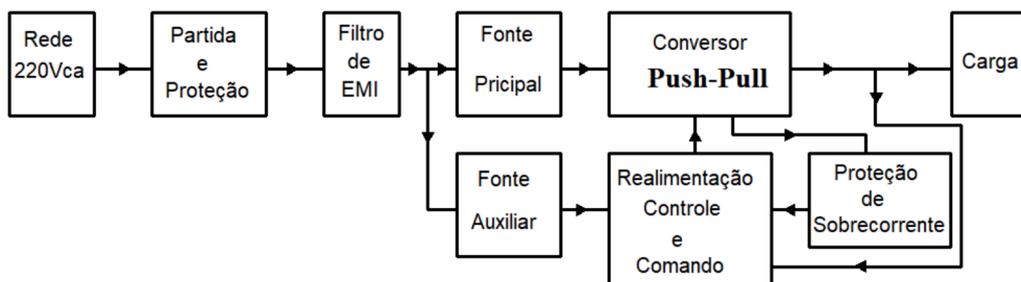
Topologias	Potência Recomendada	Número de Chaves	Valor Máximo da Tensão sobre cada Chave	Valor eficaz da corrente sobre cada Chave	Comandos Isolados
<i>Flyback</i> (MCD)	< 100 W	1	$V_{in} + V_o \frac{N_p}{N_s}$	$\frac{V_{in}}{f_s L} \sqrt{\frac{D^3}{3}}$	Não
<i>Forward</i>	80 W - 400 W	1	$2V_{in}$	$\frac{N_s}{N_p} \sqrt{DI_o^2 + \frac{DV_o^2(1-D)^2}{12L_o^2 f_s^2}}$	Não
<i>Half-Bridge</i>	200 W - 500 W	2	V_{in}	$\sqrt{D \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 \left(I_o^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}\right)}$	Sim
<i>Push-Pull</i>	300 W - 2 kW	2	$2V_{in}$	$\sqrt{D \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 \left(I_o^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}\right)}$	Não
<i>Full-Bridge</i>	1 kW - 10kW	4	V_{in}	$\sqrt{D \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 \left(I_o^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}\right)}$	Sim

Fonte – **Elaborado pelo Autor.**

Desse modo, de acordo com o explicitado anteriormente e apesar do projeto estar fora da faixa de potência recomendada, o número de interruptores e a complexidade dos circuitos de comando e a complexidade do projeto de controle, a topologia de conversor CC-CC escolhida é a *Push-Pull*.

Na Figura 2, é apresentado um diagrama de blocos simplificado da estrutura de uma fonte chaveada. Este será estudado ao longo de todo o trabalho.

Figura 2 – Diagrama de Blocos simplificado de uma Fonte Chaveada.



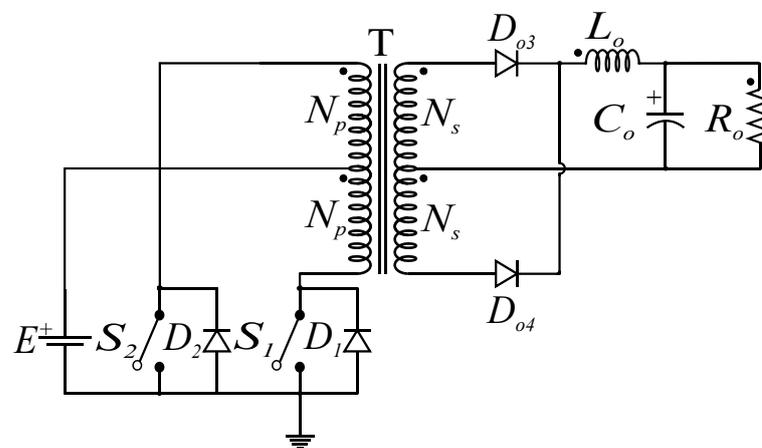
Fonte – **Adaptado de Barbi, 2014, p.5**

2 O CONVERSOR *PUSH-PULL*

2.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

O circuito principal a ser analisado neste trabalho é o conversor CC-CC *Push-Pull*. Como apresentado no Capítulo 1, o conversor *Push-Pull* engloba várias vantagens. Entretanto é necessário atentar-se às desvantagens para mitigá-las, como: os níveis de tensão nas chaves e a saturação do núcleo do transformador. Escolhe-se a configuração do conversor *Push-Pull* alimentado em tensão com retificador monofásico de onda completa com ponto médio apresentado na Figura 3.

Figura 3 – Conversor *Push-Pull*.



Fonte – Adaptado de Martins, 2018, p.248

Em sequência, é necessário escolher o tipo de circuito retificador conectado ao enrolamento secundário do transformador. Existem duas configurações básicas normalmente utilizadas: o retificador em ponte e o retificador com ponto médio. Escolhe-se o retificador com ponto médio, pois há menos componentes presentes no circuito, apenas dois diodos, desse modo é possível reduzir as perdas e preservar o rendimento do conversor. Entretanto, é necessário atentar-se que a construção do transformador a ser utilizado será significativamente mais trabalhosa. De acordo com a Figura 3, o conversor apresenta dois pares de enrolamentos iguais entre si. Isto garante que o conversor é simétrico e reduz a possibilidade de saturação do núcleo ferromagnético.

2.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO

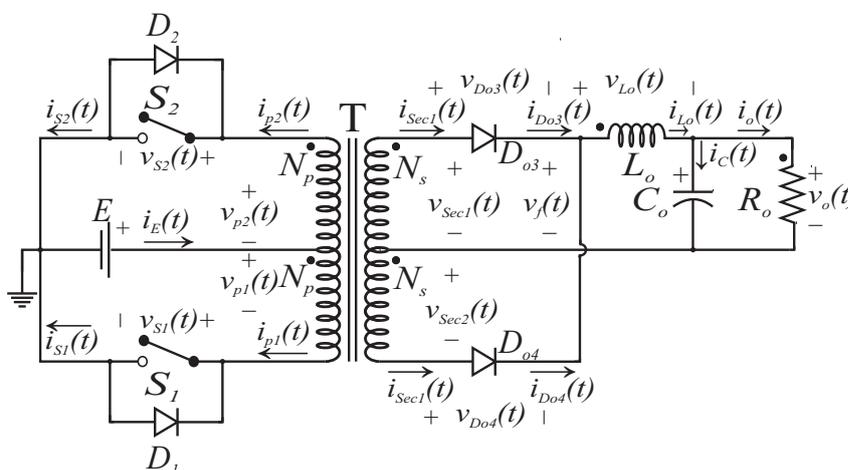
Com o intuito de simplificar a análise e equacionamento do conversor, serão consideradas algumas hipóteses simplificativas:

- O conversor opera em regime permanente e no Modo de Condução Contínua;

- b) As chaves controladas e os diodos são considerados ideais, assim como os componentes passivos são considerados lineares, invariantes no tempo, independentes da frequência e da temperatura, ou seja também ideais;
- c) As indutâncias de dispersão e as resistências do transformador são desprezadas;
- d) Considera-se que o transformador possui uma indutância magnetizante de alto valor, ou seja, a corrente magnetizante é praticamente desprezível;
- e) Utiliza-se uma fonte de tensão contínua ideal para alimentar o conversor;
- f) Considera-se que os enrolamentos do primário são iguais entre si, assim como os enrolamentos do secundário, portanto o circuito é simétrico;
- g) O capacitor de saída, C_o , é grande o suficiente para manter constante a tensão de saída V_o ;

O circuito apresentado na Figura 3 é redesenhado de modo conveniente na Figura 4, observe que são destacadas todas as tensões e correntes relevantes a este circuito.

Figura 4 – Conversor *Push-Pull* redesenhado.



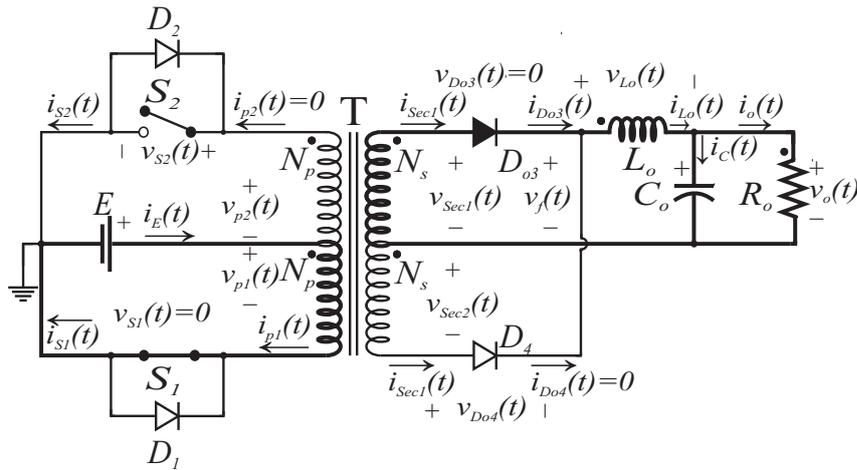
Fonte – Adaptado de Martins, 2018, p.248

2.2.1 Etapa I

Nesta etapa de operação, com $t_0 \leq t \leq t_1$, a chave S_1 está conduzindo e a chave S_2 está bloqueada. Isto implica que a única corrente que circula pelo primário

do transformador é a corrente $i_{p1}(t)$. Em função do acoplamento indutivo e da configuração das tensões no secundário do transformador, observa-se que o diodo D_{o3} está conduzindo e permitindo a transferência de energia da fonte de alimentação Corrente Contínua (CC) para a carga. Pelo mesmo motivo o diodo D_{o4} encontra-se bloqueado. Esta etapa de operação é representada pela Figura 5.

Figura 5 – Etapa I de operação do conversor *Push-Pull*.



Fonte – Adaptado de Martins, 2018, p.251

2.2.1.1 Equacionamento da etapa I

A partir da Figura 5 é possível determinar as seguintes relações entre as grandezas presentes no circuito durante a Etapa I de operação. Primeiramente, analisam-se as tensões presentes no circuito, tem-se (1) e (2).

$$N_{sp} = \frac{N_s}{N_p} \quad (1)$$

$$v_{p1}(t) = v_{p2}(t) = e(t) = +E \quad (2)$$

$$v_{sec1}(t) = v_{sec2}(t) = v_{p1}(t) \frac{N_s}{N_p} \quad (3)$$

Portanto, tem-se o resultado apresentado em (4).

$$v_{sec1}(t) = v_{sec2}(t) = +E \frac{N_s}{N_p} \quad (4)$$

Aplicando a *Lei das Tensões de Kirchhoff* (LTK) no circuito conectado ao primário do transformador, encontra-se (5).

$$v_{S2}(t) = +E + v_{p2}(t) = +E + E = 2E \quad (5)$$

Observe que a tensão na chave S_2 é duas vezes a tensão da fonte de alimentação CC. Desse modo, (5) demonstra que o conversor *Push-Pull* naturalmente apresenta estresse de tensão nos terminais de suas chaves. A partir destas equações, é possível determinar as tensões no secundário do transformador. Pela regra do ponto de indução de corrente, sabe-se que o diodo D_{o3} conduz, assim $v_{D_{o3}}(t) = 0$. Assim, é possível aplicar a LTK no laço que envolve $v_f(t)$, $v_{D_{o3}}(t)$, $v_{sec1}(t)$ e encontrar $v_f(t) = +E \frac{N_s}{N_p}$. Por outro lado, aplicando a LTK no laço que envolve $v_{sec2}(t)$, $v_f(t)$ e $v_{D_{o4}}(t)$ tem-se que a demonstração de que o diodo D_{o4} está reversamente polarizado e bloqueado de acordo com $v_{D_{o4}}(t) = -2E \frac{N_s}{N_p}$.

Por fim, determina-se a tensão sobre o indutor de saída, $v_{L_o}(t)$, aplicando-se a LTK no laço que envolve $v_f(t)$, $v_{L_o}(t)$ e V_o de acordo com a equação $v_{L_o}(t) = +E \frac{N_s}{N_p} - V_o$. Em seguida, são analisadas as correntes presentes no circuito durante esta etapa de operação. Em (6) descreve-se as relações no indutor de saída, L_o .

$$v_{L_o}(t) = \frac{di_{L_o}(t)}{dt} L_o \quad (6)$$

A partir de (6), é possível determinar (7).

$$\frac{di_{L_o}(t)}{dt} = (v_f(t) - V_o) \cdot \frac{1}{L_o} = \left(+E \frac{N_s}{N_p} - V_o \right) \cdot \frac{1}{L_o} \quad (7)$$

Observa-se que a derivada de corrente no indutor L_o é positiva, isto implica que a corrente é crescente e de modo linear de $I_{L_{o\text{mín}}}$ a $I_{L_{o\text{máx}}}$. Aplicando a *Lei das Correntes de Kirchhoff* (LCK) no nó de saída tem-se (8).

$$i_{C_o}(t) = i_{L_o}(t) - I_o \quad (8)$$

Por fim, por inspeção da Figura 5 definem-se (9), (10) e (11).

$$i_{D_{o3}}(t) = i_{sec1} = i_{L_o}(t) \quad (9)$$

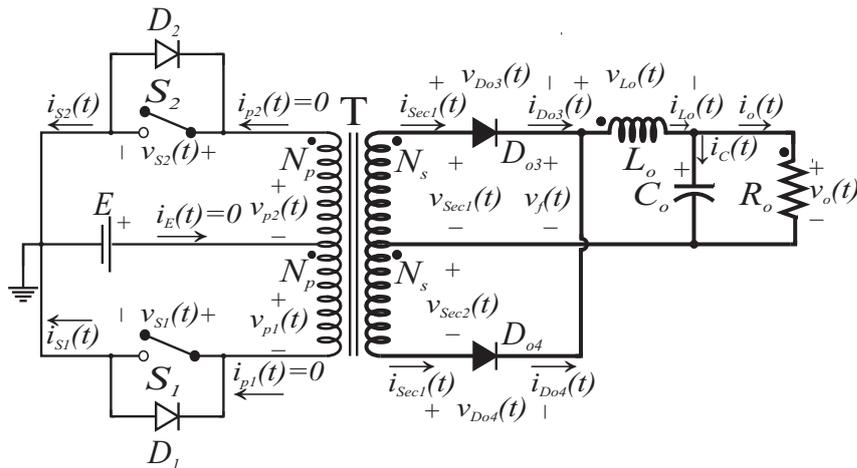
$$i_{p1}(t) = \frac{N_s}{N_p} i_{sec1} \quad (10)$$

$$i_{S1}(t) = i_{p1}(t) = i_e(t) = \frac{N_s}{N_p} i_{L_o}(t) \quad (11)$$

2.2.2 Etapa II

Nesta etapa de operação, com $t_1 < t \leq t_2$, tanto a chave S_1 quanto a chave S_2 estão bloqueadas, isto implica que não há circulação de corrente no primário nem indução de tensão no transformador. O diodo D_{o3} continua conduzindo, sendo que sua corrente não se anula neste intervalo de tempo. Paralelamente, observa-se que no enrolamento secundário conectado ao diodo D_{o4} há indução de corrente no sentido apresentado pela Figura 6, seguindo a regra do ponto. Em função disso, o diodo D_{o4} está polarizado diretamente e conduzindo de modo a garantir a continuidade de corrente no indutor L_o . Assim, metade da corrente total do indutor L_o é suprida por cada um dos diodos D_{o3} e D_{o4} os quais realizam a função de roda livre. Nesta etapa, a qual é representada na Figura 6, a fonte de alimentação está desacoplada da carga e não fornece energia a ela.

Figura 6 – Etapa II de operação do conversor *Push-Pull*.



Fonte – Adaptado de Martins, 2018, p.251

Durante a operação em roda livre, como o transformador é considerado ideal, presume-se que não há tensões induzidas no transformador, nem no primário nem no secundário. Isto implica que a tensão na entrada do filtro $L_o C_o$, $v_i(t)$, também é nula.

2.2.2.1 Equacionamento da etapa II

A partir da Figura 6 é possível determinar as seguintes relações entre as grandezas presentes no circuito durante a etapa II de operação. Primeiramente, analisam-se as tensões presentes no circuito. Tem-se, (12) e (13).

$$v_{S1}(t) = v_{S2}(t) = +E \quad (12)$$

$$v_{p1}(t) = v_{p2}(t) = v_{sec1}(t) = v_{sec2}(t) = v_f(t) = v_{D03}(t) = v_{D04}(t) = 0 \quad (13)$$

Portanto, aplicando a LTK no filtro de saída encontra-se (14).

$$v_{L_o}(t) = -V_o \quad (14)$$

Em seguida, são analisadas as correntes presentes no circuito nesta etapa de operação. Inicia-se por (15) que descreve primeiras relações avaliadas por inspeção da Figura 6.

$$i_e(t) = i_{p1}(t) = i_{p2}(t) = i_{S1}(t) = i_{S2}(t) = 0 \quad (15)$$

Aplicando a LCK no nó de entrada do filtro $L_o C_o$ encontra-se (16).

$$i_{L_o}(t) = i_{D03}(t) + i_{D04}(t) \quad (16)$$

Presume-se que $i_{D03}(t)$ e $i_{D04}(t)$ são iguais, logo tem-se a relação apresentada em (17).

$$i_{D03}(t) = i_{D04}(t) = \frac{i_{L_o}(t)}{2} = i_{sec1} = i_{sec2} \quad (17)$$

Observa-se que nesta etapa há a transferência de energia armazenada no transformador para a carga por meio das correntes $i_{D03}(t)$ e $i_{D04}(t)$ as quais desmagnetizam o núcleo. Faz-se necessário destacar que apesar de existirem correntes nos enrolamentos secundários do transformador, elas circulam em sentidos opostos gerando um fluxo magnético resultante nulo. Isto implica que não haverá indução de tensão nos enrolamentos primários e secundários do transformador. Em seguida, aplica-se a LCK no nó de saída tem-se (18).

$$i_{C_o}(t) = i_{L_o}(t) - I_o \quad (18)$$

Por fim, é analisada a forma de onda de corrente no indutor, $i_{L_o}(t)$. Com base em (6) e (14) é possível determinar (19).

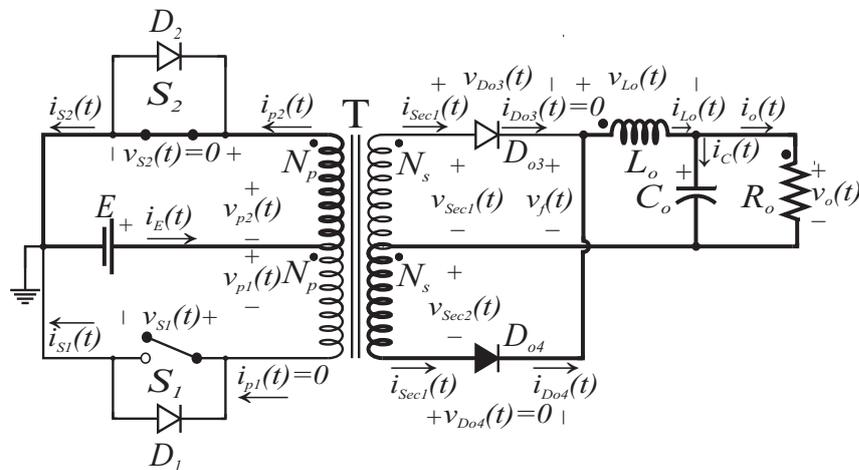
$$\frac{di_{L_o}(t)}{dt} = -\frac{V_o}{L_o} \quad (19)$$

Observa-se que a derivada de corrente no indutor L_o é negativa, isto implica que a corrente é decrescente e de modo linear de $I_{Lomáx}$ a $I_{Lomín}$. A partir deste equacionamento é possível determinar as formas de onda das grandezas presentes no circuito durante esta etapa de operação.

2.2.3 Etapa III

Nesta etapa de operação, com $t_2 < t \leq t_3$, a chave S_2 está conduzindo e a chave S_1 está bloqueada. Isto implica que a única corrente que circula pelo primário do transformador é a corrente $i_{p2}(t)$. Em função do acoplamento indutivo e da configuração das tensões no secundário do transformador, observa-se que o diodo D_{o4} está conduzindo e permitindo a transferência de energia da fonte de alimentação CC para a carga. Pelo mesmo motivo o diodo D_{o3} encontra-se bloqueado. Esta etapa de operação é representada pela Figura 7.

Figura 7 – Etapa III de operação do conversor *Push-Pull*.



Fonte – Adaptado de Martins, 2018, p.251

2.2.3.1 Equacionamento da etapa III

A partir da Figura 7 é possível determinar as seguintes relações entre as grandezas presentes no circuito durante a etapa III de operação. Primeiramente, analisam-se as tensões presentes no circuito, tem-se (20).

$$v_{p2}(t) = v_{p1}(t) = -e(t) = -E \quad (20)$$

Em função do acoplamento indutivo, tem-se que a (21).

$$v_{sec1}(t) = v_{sec2}(t) = v_{p2}(t) \frac{N_s}{N_p} = -E \frac{N_s}{N_p} \quad (21)$$

Esta etapa de operação, *priori*, é análoga a etapa I, entretanto a partir de (20) observa-se que a polaridade das tensões $v_{p1}(t)$, $v_{p2}(t)$, $v_{sec1}(t)$ e $v_{sec2}(t)$ é invertida.

Aplicando a LTK no circuito conectado ao primário do transformador, encontra-se (22).

$$v_{S1}(t) = +E - v_{p1}(t) = +E - (-E) = +2E \quad (22)$$

Demonstrou-se que a tensão na chave S_1 é duas vezes a tensão da fonte de alimentação CC. Novamente, observa-se que o conversor *Push-Pull* naturalmente apresenta estresse de tensão nos terminais de suas chaves. A partir destas equações, é possível determinar as tensões no secundário do transformador. Pela regra do ponto de indução de corrente sabe-se que o diodo D_{o4} conduz, assim tem-se $v_{D_{o4}}(t) = 0$. Desse modo, é possível aplicar a LTK no laço que envolve $v_f(t)$, $v_{D_{o4}}(t)$, $v_{sec2}(t)$ e encontrar (23).

$$v_f(t) = -v_{D_{o4}}(t) - v_{sec2}(t) = 0 - \left(-E \frac{N_s}{N_p}\right) = +E \frac{N_s}{N_p} \quad (23)$$

Uma conclusão importante advém de (23), apesar da inversão das polaridades das tensões no transformador, a tensão na entrada do filtro $L_o C_o$, $v_f(t)$, se manteve com a mesma polaridade. Isto ocorre devido a retificação realizada pelos diodos D_{o3} e D_{o4} . A implicação disto para o filtro é que, não há distinção entre a etapa I e a etapa III, entretanto para o transformador há operação no primeiro e terceiro quadrantes da curva *B-H*. Em seguida, ao aplicar a LTK no laço que envolve $v_{sec1}(t)$, $v_f(t)$ e $v_{D_{o3}}(t)$ tem-se que o diodo D_{o3} está reversamente polarizado e bloqueado de acordo com (24).

$$v_{D_{o3}}(t) = v_{sec1}(t) - v_f(t) = -E \frac{N_s}{N_p} - E \frac{N_s}{N_p} = -2E \frac{N_s}{N_p} \quad (24)$$

Por fim, determina-se a tensão sobre o indutor de saída, $v_{L_o}(t)$, aplicando-se a LTK no laço que envolve $v_f(t)$, e V_o de acordo com (25).

$$v_{L_o}(t) = v_f(t) - V_o = +E \frac{N_s}{N_p} - V_o \quad (25)$$

Em seguida, são analisadas as correntes presentes no circuito nesta etapa de operação. A partir de (6) e (25) que descrevem as relações no indutor de saída, L_o , é possível determinar (26).

$$\frac{di_{L_o}(t)}{dt} = (v_f(t) - V_o) \cdot \frac{1}{L_o} = \left(+E \frac{N_s}{N_p} - V_o\right) \cdot \frac{1}{L_o} \quad (26)$$

Observa-se que a derivada de corrente no indutor L_o é positiva, isto implica que a corrente é crescente e de modo linear de $I_{L_{omáx}}$ a $I_{L_{omín}}$.

Aplicando a LCK no nó de saída tem-se (27).

$$i_{C_o}(t) = i_{L_o}(t) - I_o \quad (27)$$

Por fim, por inspeção da Figura 7 definem-se (28) e (29).

$$i_{D_{o4}}(t) = i_{sec2} = i_{L_o}(t) \quad (28)$$

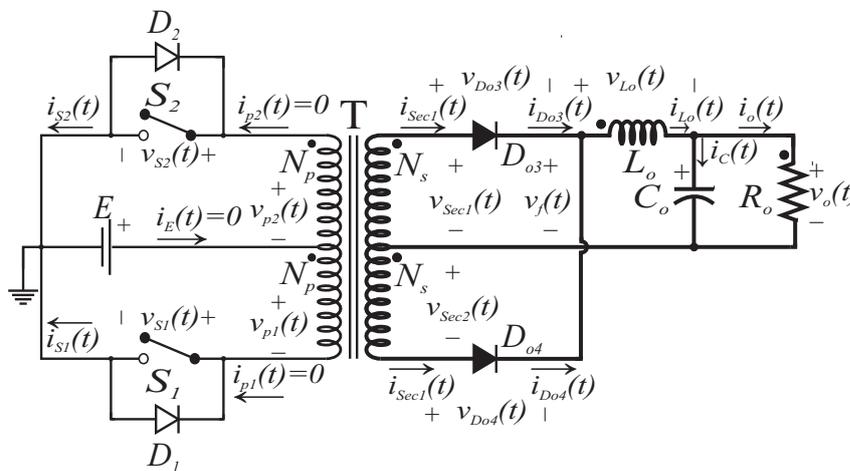
$$i_{S_2}(t) = i_{p2}(t) = i_e(t) = \frac{N_s}{N_p} i_{L_o}(t) \quad (29)$$

A partir deste equacionamento é possível determinar as formas de onda das grandezas presentes no circuito durante esta etapa de operação. Observa-se que tanto nesta etapa quanto na etapa I, para processar a energia para a carga, utiliza-se metade dos enrolamentos presentes no transformador.

2.2.4 Etapa IV

Nesta etapa de operação, com $t_3 \leq t \leq t_4$, tanto a chave S_1 quanto a chave S_2 estão novamente ambas bloqueadas, esta etapa é idêntica a etapa II, ou seja, repete-se a operação em roda livre. Nesta etapa, a qual é representada na Figura 6, a fonte de alimentação está desacoplada da carga e não fornece energia a ela.

Figura 8 – Etapa IV de operação do conversor *Push-Pull*.



Fonte – Adaptado de Martins, 2018, p.251

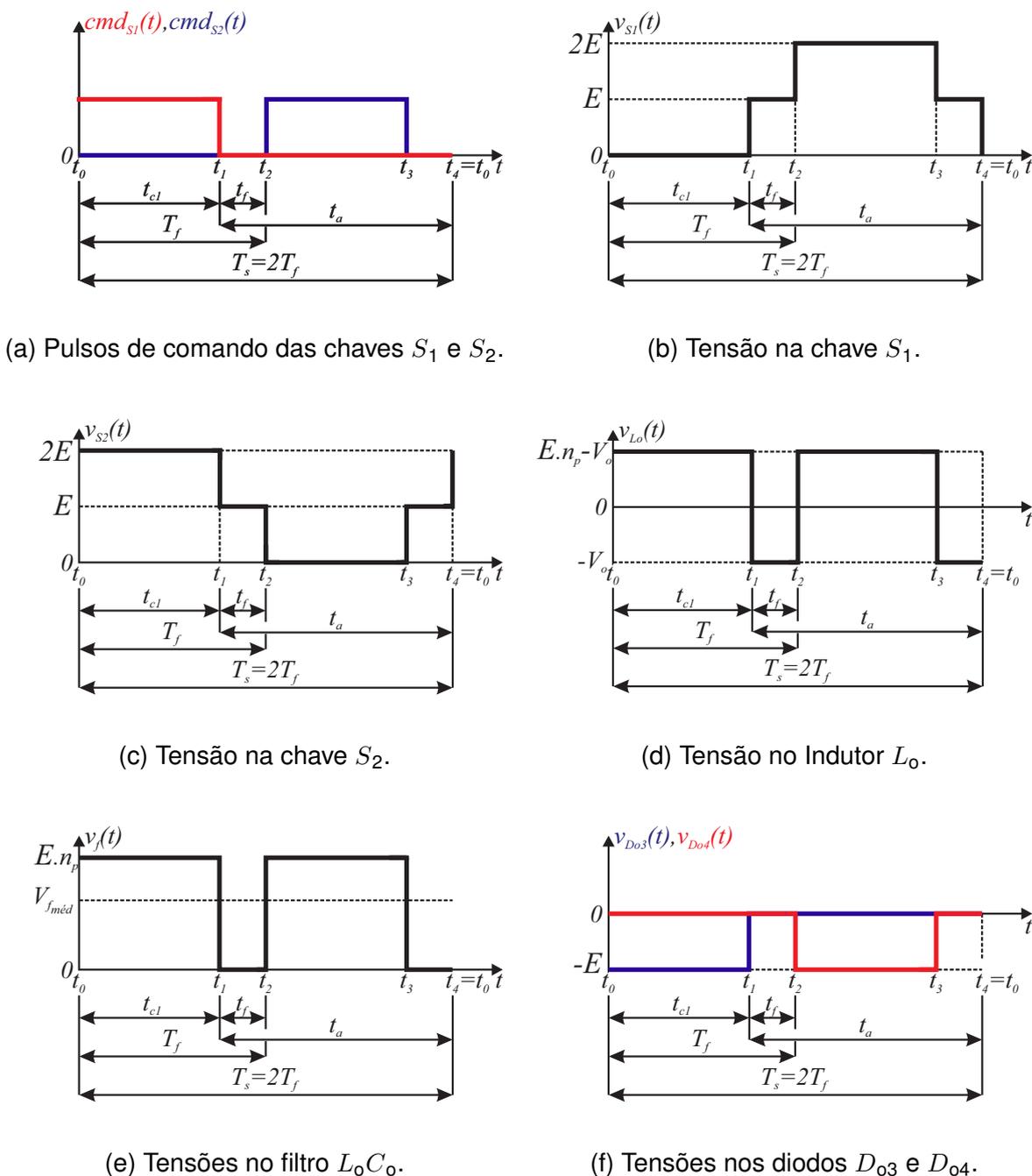
2.2.4.1 Equacionamento da etapa IV

Este equacionamento é idêntico ao desenvolvido na Seção 2.2.2, por isso é omitido.

2.3 FORMAS DE ONDA DAS GRANDEZAS PRESENTES NO CONVERSOR

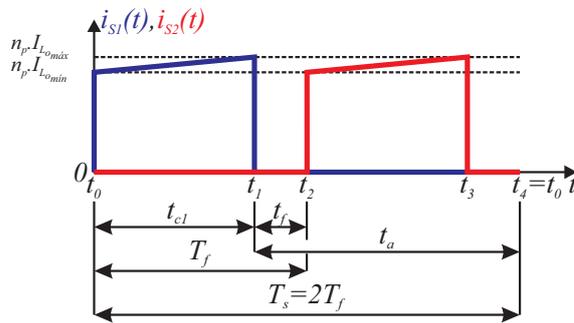
Combinando os equacionamentos de todas as etapas de operação, é possível construir o comportamento das grandezas presentes no circuito ao longo de todo o período de chaveamento, T_s . No total há doze tensões e doze correntes presentes no circuito. Na Figura 9 e Figura 10 são apresentadas as formas de onda das principais grandezas contidas no conversor.

Figura 9 – Tensões no conversor *Push-Pull*.

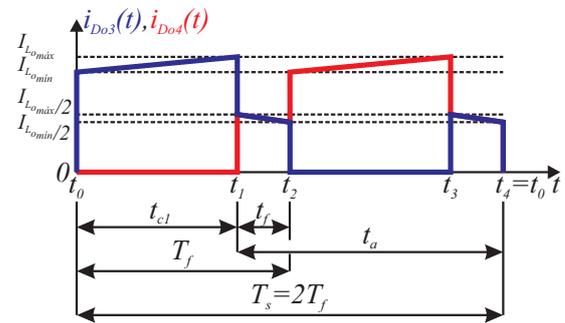


Fonte – Elaborado pelo autor.

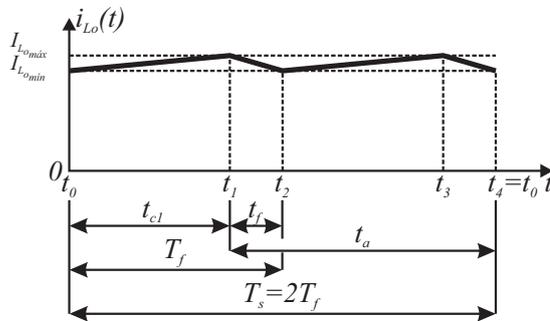
Figura 10 – Correntes no conversor Push-Pull.



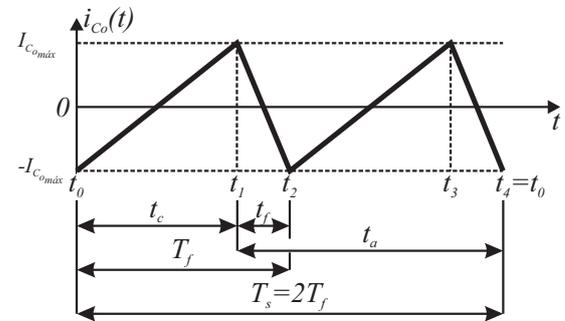
(a) Correntes nas chaves S_1 e S_2 .



(b) Correntes nos diodos D_{03} e D_{04} .



(c) Corrente no Indutor L_0 .



(d) Corrente no capacitor C_0 , $i_{C_0}(t)$.

Fonte – Elaborado pelo autor.

A partir do apresentado, faz-se necessário definir mais algumas grandezas, como:

$$D = \frac{t_{c1}}{T_s} \quad (30)$$

$$T_f = \frac{1}{f_f} \quad (31)$$

$$T_f = t_{c1} + t_f \quad (32)$$

Em (30) está definida a razão cíclica a qual é a razão entre o tempo de condução das chaves, t_{c1} , e o período de chaveamento do conversor, T_s . Em seguida, define-se a grandeza T_f por (31) a qual descreve o período da tensão $v_f(t)$, apresentada na Figura 9e. Observando esta figura é possível determinar (33).

$$T_s = 2T_f \quad (33)$$

Além disso, são definidas as grandezas: t_f a qual representa o tempo no qual a tensão $v_f(t)$ se mantém nula e t_a a qual representa o tempo em que a chave S_1 permanece aberta. Utilizando-se (30), (32) e (33) encontra-se (34).

$$t_f = \left(\frac{1}{2} - D \right) T_s \quad (34)$$

A partir de (33) e a Figura 9e observa-se que a frequência da tensão na saída do filtro L_oC_o é o dobro da frequência de chaveamento. Esta é uma das grandes vantagens da topologia *Push-Pull*, pois permite que o filtro de saída seja menos seletivo, facilitando seu projeto.

2.4 ANÁLISE MATEMÁTICA DO CONVERSOR

A partir das formas de onda apresentadas na Figura 9 e Figura 10 é possível calcular alguns parâmetros de interesse com relação ao conversor como: valores eficaz, médio, máximo e mínimo de algumas destas grandezas, ganho estático do conversor, critérios de dimensionamento do elementos passivos, entre outros parâmetros.

Como apresentado na Seção 2.3, o filtro L_oC_o remove os componentes harmônicos de alta ordem preservando apenas o valor médio da tensão $v_f(t)$. Assim, pode-se concluir que a tensão $v_o(t)$ será apenas o valor médio da tensão $v_f(t)$. De acordo com o apresentado e utilizando-se da Figura 9e tem-se (35).

$$V_o = V_{fmed} \triangleq \frac{1}{T_f} \int_0^{T_f} v_f(t) \cdot dt = \frac{2}{T_s} \int_0^{t_{c1}} N_{sp} E \cdot dt = \frac{2}{T_s} N_{sp} E t_{c1} = 2DN_{sp}E \quad (35)$$

Rearranjando os termos de (35), é possível encontrar (36). A qual, por definição, é o ganho estático do conversor. Ou seja, é a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada, considerando operação em regime permanente.

$$G_p \triangleq \frac{V_o}{E} = 2DN_{sp} \quad (36)$$

2.4.1 Parâmetros do indutor de saída

Para definir adequadamente a ondulação de corrente, ΔI_{L_o} , é necessário determinar as equações que descrevem a corrente no indutor, L_o , durante o período de chaveamento. A primeira equação pode ser obtida revendo a etapa I de operação do conversor descrita na Seção 2.2.1. A partir de (7) e integrando é possível determinar (37).

$$\int_{I_{Lomin}}^{i_{L_o}(t)} di_{L_o}(t) = \int_0^t \left(E \frac{N_s}{N_p} - V_o \right) \frac{1}{L_o} \cdot dt \quad (37)$$

Com isso, encontra-se (38), com $0 \leq t \leq t_{c1}$.

$$i_{L_o}(t) = (EN_{sp} - V_o) \frac{1}{L_o} \cdot t + I_{L_{omín}} \quad (38)$$

É necessário destacar que (38) é capaz de descrever a corrente no indutor L_o durante as etapas de operação I e III do conversor. Em seguida, revendo-se a etapa II de operação do conversor descrita na Seção 2.2.2 é possível obter a segunda equação. A partir de (19) integrando é possível determinar a (39).

$$\int_{I_{L_{omáx}}}^{i_{L_o}(t)} di_{L_o}(t) = \int_0^t -\frac{V_o}{L_o} \cdot dt \quad (39)$$

Com isso, encontra-se (40), com $0 \leq t \leq t_f$.

$$i_{L_o}(t) = -\frac{V_o}{L_o}t + I_{L_{omáx}} \quad (40)$$

Com estes resultados, utiliza-se (38) avaliada em $t=t_{c1}$ para encontrar (41).

$$I_{L_{omáx}} \triangleq (EN_{sp} - V_o) \frac{1}{L_o} \cdot t_{c1} + I_{L_{omín}} \quad (41)$$

Definindo-se a ondulação de corrente por (42) e substituindo em (41), encontra-se (43).

$$\Delta I_{L_o} \triangleq I_{L_{omáx}} - I_{L_{omín}} \quad (42)$$

$$\Delta I_{L_o} = (EN_{sp} - V_o) \frac{1}{L_o} \cdot t_{c1} \quad (43)$$

Substituindo (30) e (36) em (43) tem-se a (44).

$$\Delta I_{L_o} = \frac{EN_{sp}}{f_s L_o} D(1 - 2D) \quad (44)$$

Para determinar-se qual valor de D em que $\Delta I_{L_{omáx}}$, deriva-se a (44) em relação à D . Desse modo, ΔI_{L_o} atinge seu valor máximo quando $D = 1/4$, o que resulta em (45).

$$\Delta I_{L_{omáx}} = \frac{EN_{sp}}{8f_s L_o} \quad (45)$$

Rearranjando (45), determina-se (46) a qual é utilizada como critério de dimensionamento do indutor de saída L_o , ou seja, para uma dada especificação de ondulação de corrente máxima, $\Delta I_{L_{omáx}}$, tem-se um valor de indutância, L_o .

$$L_o = \frac{EN_{sp}}{8f_s \Delta I_{L_{omáx}}} \quad (46)$$

A partir da descrição da $i_{L_o}(t)$ apresentada em (38) e (40) e a forma de onda apresentada pela Figura 10c, observa-se que o valor médio da corrente no indutor é descrita pela integral apresentada em (47).

$$I_{L_{oméd}} \triangleq \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_o}(t) \cdot dt = \frac{I_{L_{omáx}} + I_{L_{omín}}}{2} = I_o \quad (47)$$

Em (47) apresenta-se o valor médio da corrente no indutor de saída o qual é igual ao valor médio da corrente de carga. A justificativa deste resultado será apresentada posteriormente na Seção 2.4.2.1.

Substituindo o resultado de (47) em (42) para $I_{L_{omáx}}$ e para $I_{L_{omín}}$ encontram-se (48) e (49) que definem os valores máximo e mínimo de corrente no indutor de saída, respectivamente.

$$I_{L_{omáx}} \triangleq I_{L_{oméd}} + \frac{\Delta I_{L_o}}{2} = I_o + \frac{EN_{sp}}{2f_s L_o} D(1 - 2D) \quad (48)$$

$$I_{L_{omín}} \triangleq I_{L_{oméd}} - \frac{\Delta I_{L_o}}{2} = I_o - \frac{EN_{sp}}{2f_s L_o} D(1 - 2D) \quad (49)$$

O último parâmetro da corrente no indutor a ser dimensionado é o seu valor eficaz o qual é obtido pela integral apresentada em (50).

$$I_{L_{oef}} \triangleq \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_o}^2(t) \cdot dt} = \sqrt{I_o^2 + \frac{\Delta I_{L_o}^2}{12}} \quad (50)$$

2.4.2 Parâmetros do capacitor de saída

Para o capacitor de saída, é necessário determinar o valor médio, eficaz e máximo de sua corrente. Além disso determinam-se o valor máximo da ondulação de tensão no capacitor de saída, $\Delta V_{Comáx}$ e o valor máximo da tensão no capacitor de saída, $V_{Comáx}$.

2.4.2.1 Ondulação da tensão no capacitor

Primeiramente, observa-se que a ondulação da tensão de carga, ΔV_o , é a mesma ondulação da tensão no capacitor de saída ΔV_{Co} . Para que seja possível quantificar esta grandeza, define-se a tensão no capacitor em função de sua corrente durante o período de chaveamento de acordo com (51).

$$\Delta V_o = \Delta V_{Co} = V_{Comáx} - V_{Comín} \triangleq \frac{1}{C_o} \int_{t_a}^{t_b} i_{Co}(t) \cdot dt \quad (51)$$

Além disso, com base na Figura 4 e nas formas de onda na Figura 10c e na Figura 10d conclui-se que o valor médio da corrente $i_{L_o}(t)$ é transmitido a carga, ao

passo que as ondulações em alta frequência são retidas pelo capacitor. Tanto (52), (53) e (54) demonstram esse resultado.

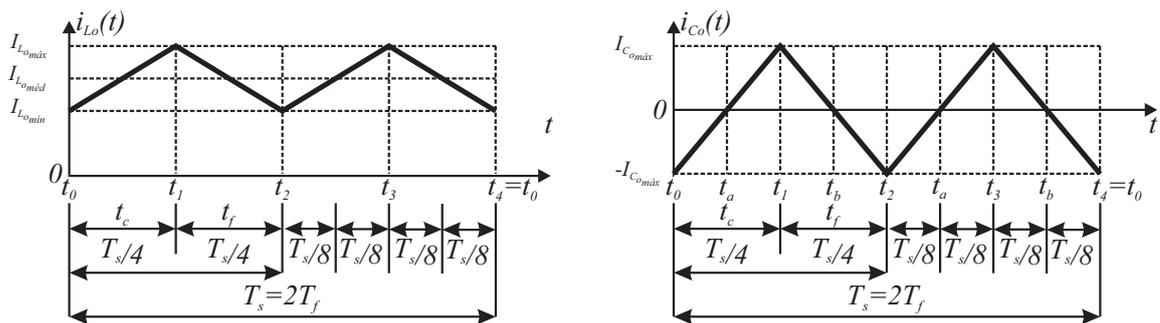
$$i_{L_o}(t) = i_{C_o}(t) + I_o \quad (52)$$

$$I_{L_o\text{méd}} = I_{C_o\text{méd}} + I_o = 0 + I_o = I_o \quad (53)$$

$$\Delta I_{C_o} = \Delta I_{L_o} \quad (54)$$

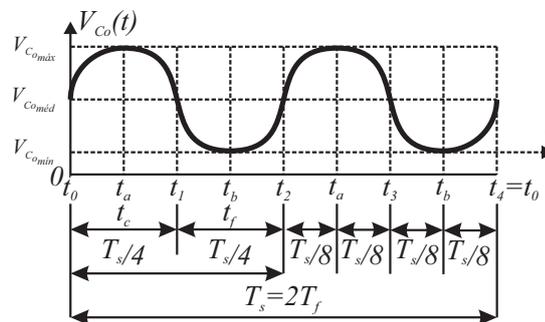
Em conjunto a isso, como apresentado na ??, o conversor apresenta ondulação máxima de corrente para $D=1/4$ o que, por sua vez, implica em uma ondulação máxima da tensão de saída. Para avaliar adequadamente esta consideração, as formas de onda na Figura 10d e na Figura 10c são rerepresentadas na Figura 11, considerando que o conversor opere com $D=1/4$.

Figura 11 – Grandezas no conversor considerando $D=1/4$.



(a) Corrente no Indutor L_o , $i_{L_o}(t)$.

(b) Corrente no capacitor C_o , $i_{C_o}(t)$.



(c) Tensão na Carga, $v_o(t)$.

Fonte – Elaborado pelo autor.

Para que seja possível realizar a integral apresentada em (51) faz-se necessário descrever a corrente $i_{C_o}(t)$ ao longo de todo o período de chaveamento. Utilizando

a Figura 11b definem-se: (55), com $-\frac{T_s}{8} \leq t \leq \frac{T_s}{8}$, válida para as etapas I e III de operação e (56), com $0 \leq t \leq \frac{T_s}{4}$, válida para as etapas II e IV.

$$i_{Co}(t) = 4 \frac{\Delta I_{Lo}}{T_s} t \quad (55)$$

$$i_{Co}(t) = -4 \frac{\Delta I_{Lo}}{T_s} t + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \quad (56)$$

Desse modo, utilizam-se (55) e (56) em (51) para obter (57).

$$\Delta V_o \triangleq \frac{1}{C_o} \int_{t_a}^{t_b} i_{Co}(t) \cdot dt = \frac{\Delta I_{Lo}}{16 f_s C_o} \quad (57)$$

No pior caso, tem-se (58).

$$\Delta V_{om\acute{a}x} = \frac{\Delta I_{Lom\acute{a}x}}{16 f_s C_o} = \frac{EN_{sp}}{128 f_s^2 L_o C_o} \quad (58)$$

Rearranjando os termos obtém-se (59) a qual é utilizada para dimensionar o capacitor de saída, C_o .

$$C_o = \frac{EN_{sp}}{128 f_s^2 L_o \Delta V_{om\acute{a}x}} \quad (59)$$

2.4.2.2 Valor máximo da tensão no capacitor

Utilizando-se das considerações apresentadas na Seção 2.4.2.1, (51) e a Figura 11c é possível determinar o valor máximo da tensão no capacitor de saída. Sabe-se que, por definição, $V_{Coméd} \triangleq V_o$, portanto obtém-se a relação apresentada em (60).

$$V_{Com\acute{a}x} = V_{Coméd} + \frac{\Delta V_{Com\acute{a}x}}{2} = V_o + \frac{\Delta V_{Com\acute{a}x}}{2} \quad (60)$$

2.4.2.3 Valor máximo da corrente no capacitor

Novamente, utilizando-se das considerações apresentadas na Seção 2.4.2.1, (51) e a Figura 11b é possível determinar o valor máximo da corrente no capacitor de saída. Basta utilizar uma das equações e avaliá-las, de modo conveniente, no instante de tempo $t = t_1$. Em (61) e (62) é apresentado este resultado.

$$I_{Com\acute{a}x} = 4 \frac{\Delta I_{Lo}}{T_s} \frac{T_s}{8} = \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \quad (61)$$

$$I_{Com\acute{a}x} = -4 \frac{\Delta I_{Lo}}{T_s} \cdot 0 + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} = \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \quad (62)$$

Ou ainda, pode-se definir $I_{Com\acute{a}x}$ por (63).

$$I_{Com\acute{a}x} = I_{Lom\acute{a}x} - I_o = I_o + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} - I_o = \frac{\Delta I_{Lo}}{2} \quad (63)$$

2.4.2.4 Valor eficaz da corrente no capacitor

Com base na Figura 11b, em (55) e em (56) é possível determinar o valor eficaz da corrente no capacitor de saída. Para isso, faz-se necessário resolver a integral apresentada em (64).

$$I_{\text{Coef}} \triangleq \sqrt{\frac{1}{T_f} \int_0^{T_f} i_{C_o}^2(t) \cdot dt} = \sqrt{\frac{\Delta I_{\text{Lomáx}}^2}{12}} \quad (64)$$

2.4.3 Parâmetros dos diodos de saída

Para avaliar o valor máximo da corrente nos diodos é necessário definir a equação que descreve essa corrente ao longo do período de chaveamento. Utilizando-se do equacionamento apresentado nas Seção 2.2.1, na Seção 2.2.2, em especial (9) e (17), em conjunto com (38), (40) e a forma de onda apresentada Figura 10b, pode-se definir de modo conveniente (65), válida para os intervalos de tempo $0 \leq t \leq t_{c1}$ e (66) válida para os intervalos de tempo $0 \leq t \leq t_f$.

$$i_{\text{Do}}(t) = (EN_{\text{sp}} - V_o) \frac{1}{L_o} \cdot t + I_{\text{Lomín}} \quad (65)$$

$$i_{\text{Do}}(t) = -\frac{V_o}{L_o} t + I_{\text{Lomáx}} \quad (66)$$

Com isso, avaliando ambas as equações apresentadas para $t = t_{c1}$, obtém-se (67) e (68).

$$I_{\text{Domáx}} = (EN_{\text{sp}} - V_o) \frac{1}{L_o} \cdot t_{c1} + I_{\text{Lomín}} \triangleq I_{\text{Lomáx}} \quad (67)$$

$$I_{\text{Domáx}} = -\frac{V_o}{L_o} \cdot 0 + I_{\text{Lomáx}} = I_{\text{Lomáx}} \quad (68)$$

O valor médio pode ser calculado resolvendo a integral apresentada em (69).

$$I_{\text{Doméd}} \triangleq \frac{1}{T_s} \int_0^{t_f} i_{\text{Do}}(t) \cdot dt = \frac{I_o}{2} \quad (69)$$

O valor eficaz pode ser calculado resolvendo a integral apresentada em (70).

$$I_{\text{Doef}} \triangleq \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_f} i_{\text{Do}}^2(t) \cdot dt} = \sqrt{(1 + 2D) \left(\frac{I_o^2}{4} + \frac{\Delta I_{\text{Lo}}^2}{48} \right)} \quad (70)$$

Reverendo a Figura 9f e (23) pode-se determinar $V_{\text{Domáx}} = -2EN_{\text{sp}}$.

2.4.4 Parâmetros das Chaves

Para avaliar o valor da corrente nas chaves é necessário definir a equação que descreve essa corrente ao longo do período de chaveamento. Utilizando-se do

equacionamento apresentado nas Seção 2.2.1, na Seção 2.2.2, em especial (11) e (15) e a forma de onda apresentada Figura 10a, pode-se definir de modo conveniente (71), válida para os intervalos de tempo $0 \leq t \leq t_{c1}$.

$$i_S(t) \triangleq N_{sp} \left[(EN_{sp} - V_o) \frac{1}{L_o} \cdot t + I_{Lomín} \right] \quad (71)$$

Com isso, avaliando a equação apresentada para $t = t_{c1}$, obtém-se (72).

$$I_{Smáx} \triangleq N_{sp} \left[(EN_{sp} - V_o) \frac{1}{L_o} \cdot t_{c1} + I_{Lomín} \right] = N_{sp} I_{Lomáx} \quad (72)$$

O valor médio pode ser calculado resolvendo a integral apresentada em (73).

$$I_{Sméd} \triangleq \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_S(t) \cdot dt = DI_o N_{sp} \quad (73)$$

O valor eficaz pode ser calculado resolvendo a integral apresentada em (74).

$$I_{Sef} \triangleq \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_f} i_S^2(t) \cdot dt} = \sqrt{DN_{sp}^2 \left(I_o^2 + \frac{\Delta I_{L_o}^2}{12} \right)} \quad (74)$$

Ainda explorando a simetria do conversor, observa-se que as tensões $v_{S1}(t)$ e $v_{S2}(t)$ possuem a mesma forma, assim todas as conclusões definidas para uma tensão são válidas para a outra. Revendo a Figura 9b e a Figura 9c, em conjunto com (12) pode-se determinar $V_{Smáx} = 2E$.

2.4.5 Parâmetros do Transformador

Para o transformador, tem-se resumidamente as relações apresentadas na Tabela 4.

Tabela 4 – Equações do transformador.

Transformador	Equações equivalentes
$I_{secmáx}$	$I_{Lomáx}$
I_{secmed}	$I_{Doméd}$
I_{secef}	I_{Doef}
$V_{secmáx}$	EN_{sp}
$I_{pmáx}$	$I_{Smáx}$
$I_{pméd}$	$I_{Sméd}$
I_{pef}	I_{Sef}

Fonte – **Elaborado pelo autor.**

2.5 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR

Dimensiona-se o conversor *Push-Pull* a partir de todas as equações obtidas na Seção 2.4. Estes cálculos são apresentados de modo detalhado no Apêndice B. Segue

na Tabela 5 um resumo dos valores calculados das grandezas do conversor usando a Tabela 2 de especificações como parâmetros de projeto.

Tabela 5 – Valor calculado das grandezas do conversor *Push-Pull*

Parâmetros Gerais		Transformador		Indutor de Saída		Capacitor de Saída	
Grandeza	Valor	Grandeza	Valor	Grandeza	Valor	Grandeza	Valor
I_{in}	0,9180 A	$I_{secmáx}$	5,5820 A	ΔI_{Lo}	0,6640 A	ΔV_{Co}	0,4050 V
t_{c1}	4,3640 μs	I_{secmed}	2,6250 A	$I_{Lomáx}$	5,5820 A	$I_{Comáx}$	0,3320 A
t_a	8,1360 μs	I_{secef}	3,4230 A	$I_{Loméd}$	5,2500 A	$I_{Coméd}$	0,0000 A
t_f	1,8860 μs	$V_{secmáx}$	68,735 V	I_{Loef}	5,2530 A	I_{Coef}	0,1920 A
L_o	136,41 μH	$I_{pmáx}$	1,3955 A	$V_{Lomáx}$	48,000 V	$V_{Comáx}$	48,203 V
C_o	1,2820 μF	$I_{pméd}$	0,4580 A				
R_o	9,125 Ω	I_{pef}	0,7760 A				
G_p	0,1750	$V_{pmáx}$	275,00 V				
Chaves				Diodos de Saída			
Grandeza	Valor	Grandeza	Valor	Grandeza	Valor	Grandezas	Valor
$I_{Smáx}$	1,3955 A	I_{Sef}	0,7760 A	$I_{Domáx}$	5,5820 A	I_{Doef}	3,4230 A
$I_{Sméd}$	0,4580 A	$V_{Smáx}$	550,00 V	$I_{Doméd}$	2,6250 A	$V_{Dretmáx}$	137,50 V

Fonte – Elaborado pelo autor.

2.6 SIMULAÇÃO

Com o intuito de validar o projeto do conversor, foi realizada uma simulação, apresentada na Figura 12, no *software* PSIM. Para isso, considera-se a hipótese simplificada de que a carga é resistiva. Na Tabela 6 são apresentados resumidamente todos os parâmetros estabelecidos para desenvolver a simulação. O passo de cálculo foi definido de modo a representar fielmente toda a dinâmica do conversor e garantir um bom desempenho de simulação.

Tabela 6 – Parâmetros de simulação.

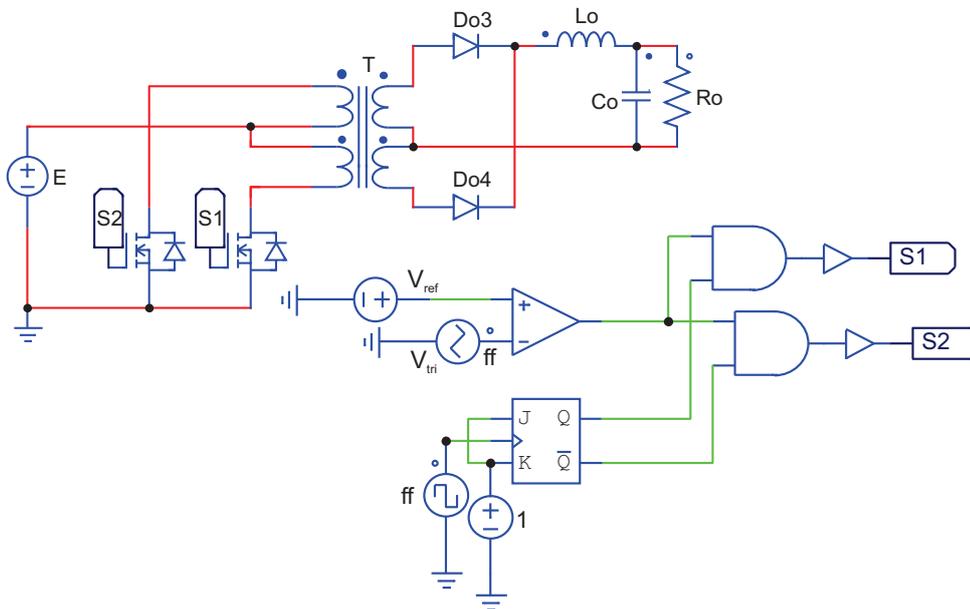
Nome da Grandeza	Grandeza	Valor
Tensão de Alimentação	E	275 V
Razão Cíclica	D	0,349
Frequência de Chaveamento	f_s	80 kHz
N° de Voltas no Primário	N_p	32
N° de Voltas no Secundário	N_s	8
Indutor de Saída	L_o	136,409 μH
Capacitor de Saída	C_o	1,282 μF
Resistor de Carga	R_o	9,125 Ω
Tempo de Simulação	$T_{simulação}$	1 ms
Passo de Cálculo	T_{step}	20 ns

Fonte – Elaborado pelo autor.

Para definir a tensão de alimentação no conversor, E , é preciso considerar que ele está conectado a um circuito retificador. No projeto deste circuito, considera-se

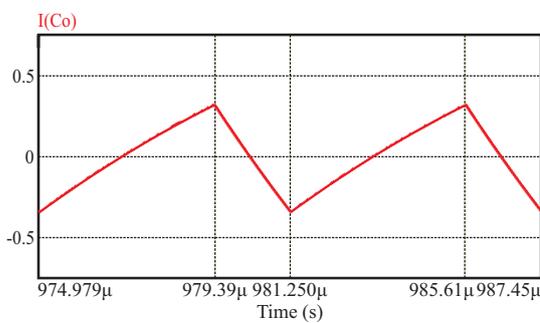
que a tensão no capacitor de filtragem apresenta ondulações. Assim, de acordo com o projeto apresentado no Apêndice A, o valor mínimo da tensão fornecida ao conversor é de 275V. Sendo este o pior caso, escolhe-se este valor de tensão. Na Figura 13, Figura 14 e Figura 15 são apresentadas as formas de onda encontradas via simulação. Comparando estas formas de onda com as apresentadas na Figura 9 e Figura 10 observa-se que são de acordo com o esperado. Ou seja, o estudo do conversor é valido e as equações obtidas descrevem os principais parâmetros deste circuito.

Figura 12 – Circuito simulado no PSIM.

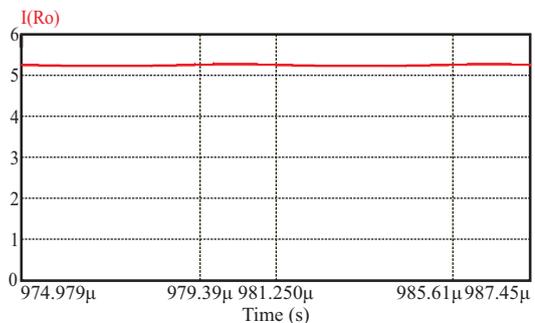


Fonte – Elaborado pelo autor.

Figura 13 – Formas de onda de extraídas da simulação.



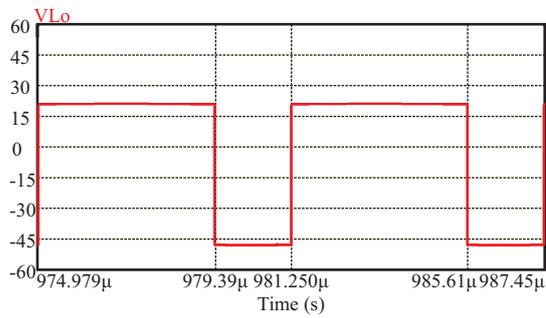
(a) Corrente no capacitor C_o .



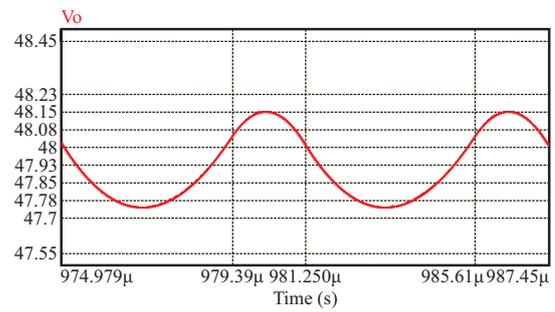
(b) Corrente de Saída.

Fonte – Elaborado pelo autor.

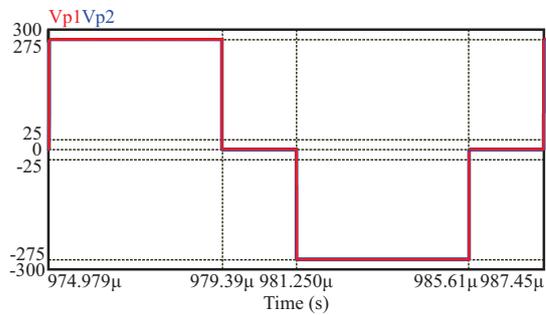
Figura 14 – Formas de onda de extraídas da simulação.



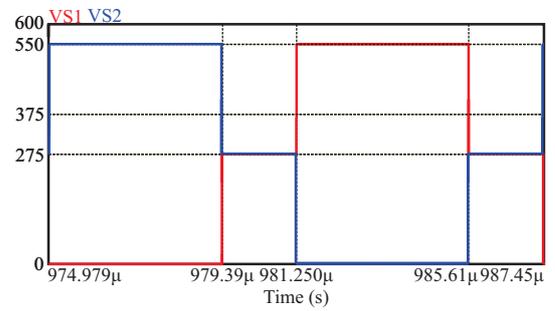
(a) Tensões no indutor L_o .



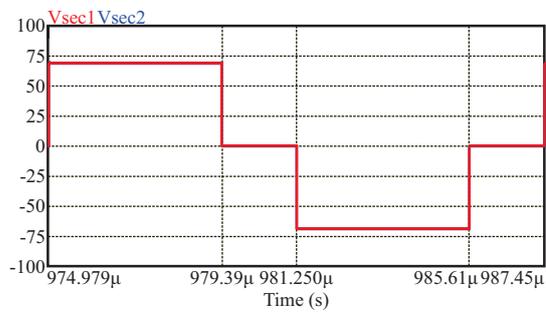
(b) Tensão na Carga em detalhe.



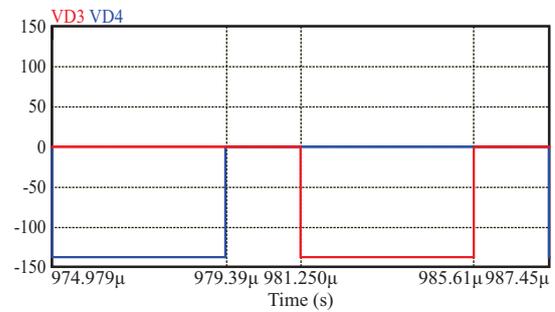
(c) Tensões no primário do transformador.



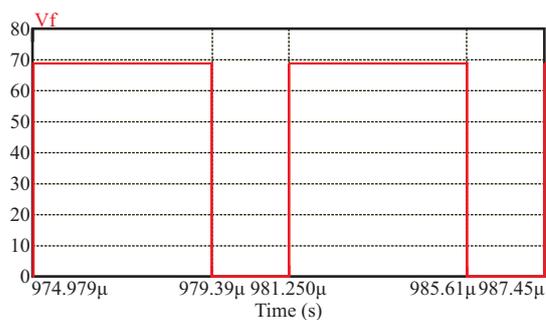
(d) Tensão na chave S_1 e S_2 .



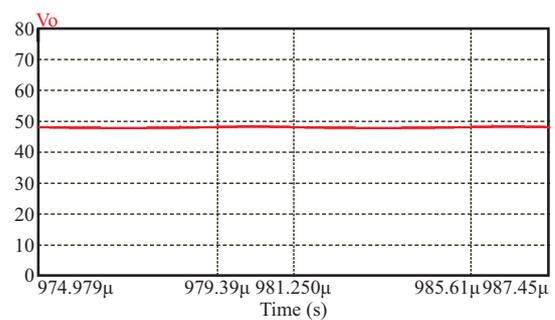
(e) Tensões no secundário do transformador.



(f) Tensões nos diodos D_{o3} e D_{o4} .

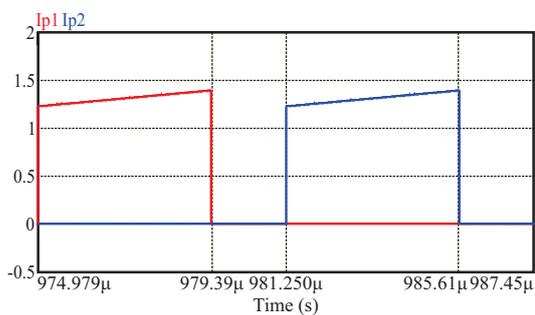


(g) Tensões na entrada do filtro L_oC_o .

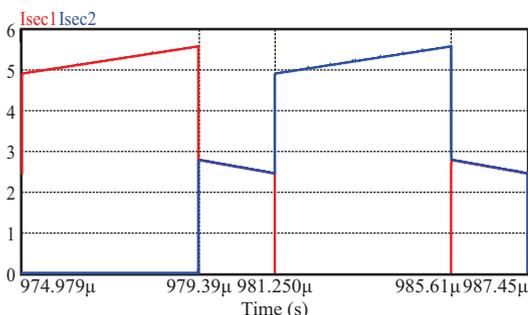


(h) Tensão na Carga.

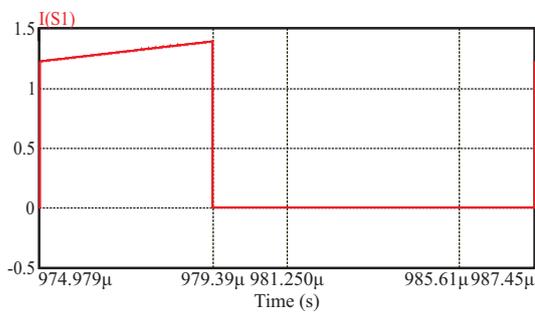
Figura 15 – Formas de onda extraídas da simulação.



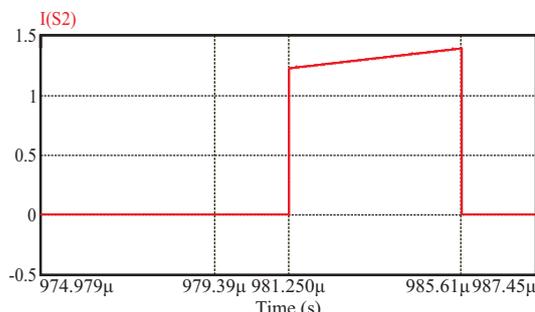
(a) Correntes no primário do transformador.



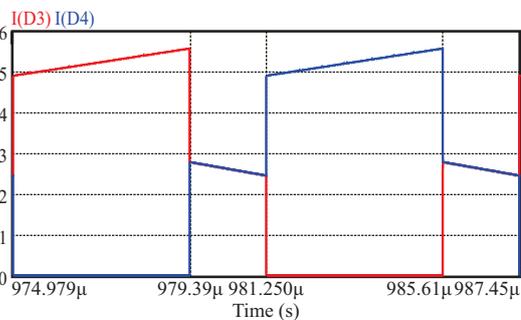
(b) Correntes no secundário do transformador.



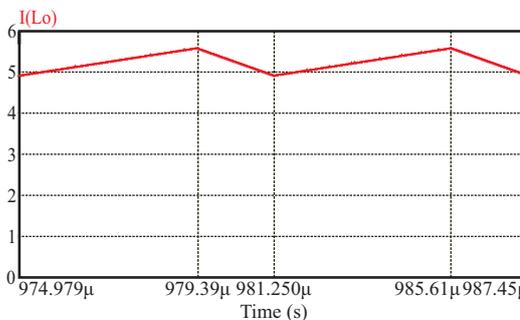
(c) Correntes nas chaves S_1 .



(d) Correntes nas chaves S_2 .



(e) Correntes nos diodos D_{o3} e D_{o4} .



(f) Corrente no indutor L_o .

Fonte – Elaborado pelo autor.

3 ESPECIFICAÇÃO DE COMPONENTES DO CIRCUITO DE POTÊNCIA

A especificação de componentes consiste em definir quais serão utilizados para implementar o protótipo deste projeto. Definem-se tipo, marca e modelo de cada componente. Para isso, será necessário realizar o cálculo de perdas e o cálculo térmico. As perdas representam potência transformada em calor devido as não idealidades dos componentes a serem implementados. No retificador, há cinco componentes que representam as principais fontes de perdas: quatro diodos retificadores e o capacitor de filtragem. No conversor *Push-Pull* há sete componentes que representam as principais fontes de perdas: o indutor L_o , o transformador $T_{push-pull}$, as chaves S_1 e S_2 , os diodos D_{o3} e D_{o4} e o capacitor C_o .

Já o cálculo térmico, objetiva definir a temperatura de junção dos componentes semicondutores e, se for necessário, especificar o dissipador a ser utilizado. O processo de escolha é iterativo, ou seja, inicialmente arbitra-se um componente, em seguida calculam-se as perdas e por fim realiza-se o cálculo térmico. Caso o componente escolhido não seja satisfatório escolhe-se outro componente e realizam-se os cálculos novamente. O objetivo é escolher um componente que gere a menor quantidade de perdas, a menor elevação de temperatura e exija o dissipador de menor tamanho.

3.1 OS DIODOS

Inicialmente, realiza-se a seleção destes componentes com base nos valores nominais de tensão e corrente. Recomenda-se escolher diodos que no mínimo tenham $2|V_{Dmax}| \leq V_{RRM}$, $I_{Dmed} \leq I_F$ e $I_{Dmax} \leq I_{FSM}$. Além disso, deve-se escolher componentes com uma margem de tolerância com relação à estes valores (RASHID, 2016). Isto pode ser observado na especificação de componentes sugeridos neste trabalho. Outro ponto importante é que em função das perdas por comutação, as quais serão apresentadas posteriormente, pode-se utilizar diodos de potência lentos ou rápidos.

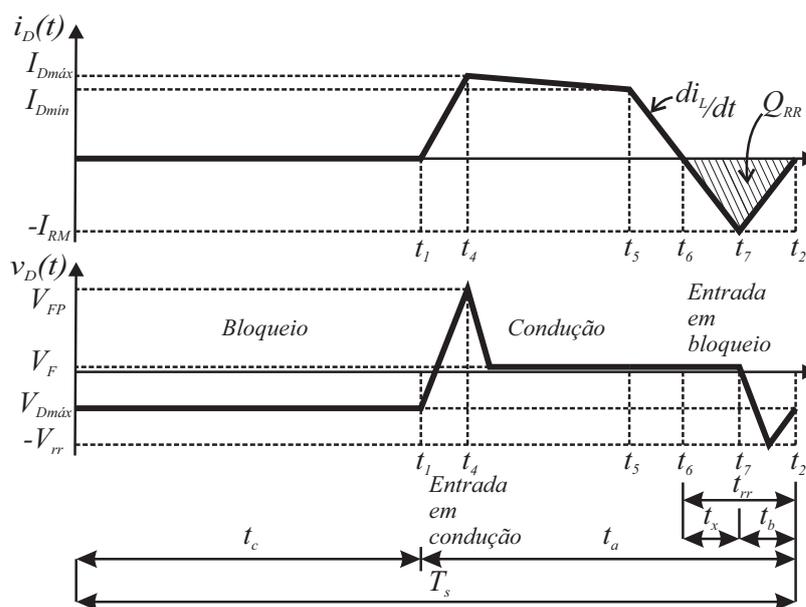
3.1.1 Cálculo de Perdas

Os diodos apresentam os dois tipos de perdas: por condução e por comutação (BIMBHRA, 1999). A Figura 16 apresenta de forma ilustrativa as formas de onda de tensão e corrente instantâneas no diodo durante um o período de chaveamento.

3.1.1.1 Perdas por Condução

Para dimensionar o valor da potência perdida, será utilizado o circuito equivalente fonte de tensão mais resistência do diodo.

Figura 16 – Curvas de Corrente e Tensão no Diodo.



Fonte – Adaptado de Barbi, 2006, p.6

Com base neste modelo, calcula-se a potência perdida na fonte de tensão e na resistência com a seguinte expressão.

$$P_{\text{cond}} = V_F \cdot I_{D\text{med}} + r_D \cdot I_{D\text{ef}}^2 \tag{75}$$

O valor de V_F está contido na folha de dados do componente, já o valor de r_D precisa ser estimado utilizando a curva característica I_D vs V_D . Para isso, escolhem-se dois pontos e a partir deles calcula-se o valor de r_D com a equação:

$$r_D = \left(\frac{v_2 - v_1}{i_2 - i_1} \right) \tag{76}$$

3.1.1.2 Perdas por Comutação

As perdas por comutação ocorrem durante a entrada e saída de condução do diodo.

3.1.1.2.1 Perdas na Entrada de Condução

O valor das perdas por entrada em condução, em geral, não são significativas, além disso este cálculo é complexo de modo que pode ser desprezado (BARBI, 2006). Assim, será considerado que:

$$P_{\text{entrada em condução}} \approx 0 \tag{77}$$

3.1.1.2.2 Perdas no Bloqueio

O bloqueio do diodo é ilustrado pelas curvas na Figura 16, a corrente que passa através do diodo decresce, por hipótese, linearmente com fator $\left|\frac{di_D}{dt}\right|$. Idealmente, o bloqueio deveria ocorrer quando a corrente no diodo for nula, porém na realidade o bloqueio ocorre quando a carga de recuperação reversa, Q_{rr} , for removida da capacitância intrínseca do diodo (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2004). Para remover esta carga, a corrente no diodo se torna negativa e atinge o pico negativo $-I_{RM}$ quando a corrente voltar a zero toda a carga Q_{rr} será removida e o diodo estará bloqueado. Com base na Figura 16, define-se de modo genérico Q_{rr} de acordo com (78):

$$Q_{rr} \doteq - \int_0^{t_{rr}} i_D(t) \cdot dt \approx \frac{1}{2} \cdot I_{RM} t_{rr} \quad (78)$$

Além disso, tem-se que:

$$t_{rr} \doteq t_x + t_b \quad (79)$$

$$-I_{RM} \doteq - \frac{di_D(t)}{dt} \cdot t_x \quad (80)$$

Usando (78) em (80) tem-se (81):

$$2Q_{rr} \doteq t_x \cdot t_{rr} \cdot I_{RM} \frac{di_D(t)}{dt} \quad (81)$$

Em geral, pode-se considerar que $t_x \approx \frac{2}{3}t_{rr}$ e que $t_b \approx \frac{1}{3}t_{rr}$. Para o caso de diodos ultra-rápidos $t_x \gg t_b$ tal que $t_x \approx t_{rr}$ (RASHID, 1999). Com isso, usando (81), as aproximações e isolando para t_{rr} e para I_{RM} tem-se (82) e (83), respectivamente.

$$t_{rr} \approx \sqrt{\frac{2Q_{rr}}{\left|\frac{di_D}{dt}\right|}} \quad (82)$$

$$I_{RM} \approx \sqrt{2Q_{rr} \left|\frac{di_D}{dt}\right|} \quad (83)$$

Caso a folha de dados do componente escolhido não apresente o valor de Q_{rr} , é possível estimá-lo rearranjando (82). Porém, é preciso que o valor de t_{rr} seja apresentado na folha de dados.

$$Q_{rr} \approx \frac{t_{rr}^2}{2} \cdot \left|\frac{di_D}{dt}\right| \quad (84)$$

Em seguida, calcula-se o valor da corrente reversa máxima para as condições de operação deste circuito, usando (83) de modo a garantir que o valor calculado de I_{RM} seja menor que o valor estipulado na folha de dados do componente escolhido. Com estes parâmetros, é possível calcular as perdas por comutação.

No caso do conversor *Push-Pull* a derivada de corrente é $\left| \frac{di_D}{dt} \right| = \frac{V_{sec}}{L_s}$, além disso a forma de onda da corrente nos diodos de saída apresenta dois ciclos de comutação por período de chaveamento, ou seja, entra em condução e bloqueia duas vezes durante T_s . A partir de (85) calculam-se as perdas de bloqueio no diodo.

$$P_{\text{bloqueio}} \doteq \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{rr1}} v_D(t) i_D(t) + \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{rr2}} v_D(t) i_D(t) \cdot dt \quad (85)$$

Presumindo que as características do circuito são iguais durante os dois bloqueios do diodo, ou seja, mesma Q_{rr} , t_{rr} e derivada de corrente, pode-se escrever a integral de perdas de acordo com (86).

$$P_{\text{bloqueio}} \doteq \frac{2}{T_s} \int_0^{t_{rr}} v_D(t) i_D(t) \cdot dt \quad (86)$$

$$P_{\text{bloqueio}} \approx \frac{2}{T_s} \int_0^{t_x} -|V_{Dmax}| \left(\frac{-I_{RM}}{t_x} t \right) \cdot dt + \frac{2}{T_s} \int_0^{t_b} -|V_{Dmax}| \left(\frac{I_{RM}}{t_b} t - I_{RM} \right) \cdot dt \quad (87)$$

$$P_{\text{bloqueio}} \approx 2Q_{rr} \cdot |V_{Dmax}| \cdot f_s \quad (88)$$

Desse modo, tem-se calculados todos os itens que compõem as perdas por comutação de acordo com a equação $P_{\text{com}} = P_{\text{entrada em condução}} + P_{\text{bloqueio}}$. Por fim, com as perdas de condução e de comutação é possível calcular as perdas totais no diodo com $P_{TD} = P_{\text{cond}} + P_{\text{com}}$.

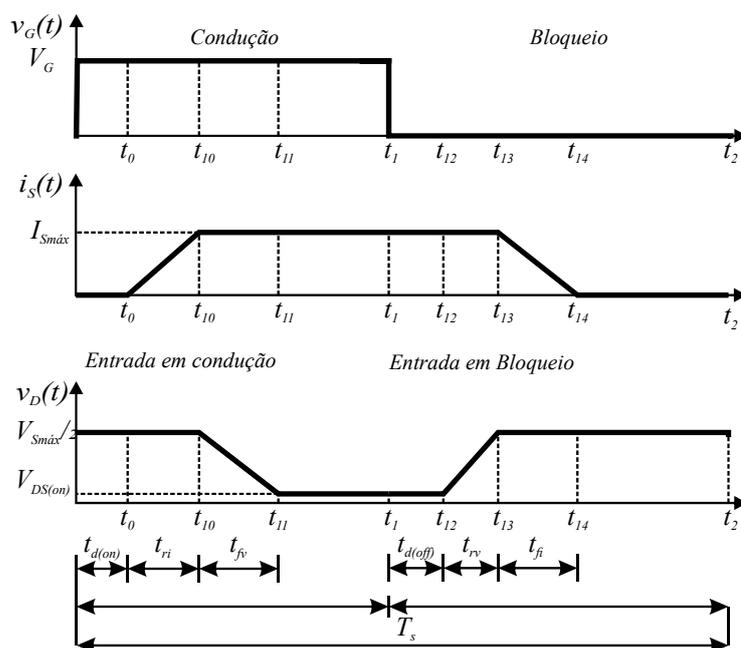
3.2 OS INTERRUPTORES

Para implementar a função das chaves S, escolhe-se utilizar um transistor. Neste caso, existem três possibilidades disponíveis, são elas: *Bipolar Junction Transistor* (BJT), *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET) e *Insulated-Gate Bipolar Transistor* (IGBT). Para esta aplicação escolhe-se o transistor MOSFET de potência canal-N. Este tipo de transistor possui algumas características vantajosas, como: tempos de comutação curtos, terminal de *gate* com alta impedância e acionamento por tensão.

3.2.1 Perdas no MOSFET

O MOSFET apresenta dois tipos de perdas: por condução e por comutação (MARTINS, 2018b). A Figura 17 ilustra as formas de onda de tensão e corrente instantâneas na chave durante todo o período de chaveamento. Nesta análise, considera-se que este circuito apresenta fortes características indutivas.

Figura 17 – Curvas de Corrente e Tensão no MOSFET.



Fonte – Adaptado de Martins, 2018, p.161

3.2.1.1 Perdas por Condução

Durante o intervalo de tempo t_{c1} , a chave está conduzindo e transformando parte da potência processada em calor. Para dimensionar o valor da potência perdida, será utilizado o circuito equivalente resistência do transistor. Com base neste modelo, calcula-se a potência perdida na resistência com a seguinte equação $P_{cond} = r_{DS} \cdot I_{Se1}^2$. O valor de r_{DS} está contido no datasheet do componente.

3.2.1.2 Perdas por Comutação

As perdas por comutação ocorrem durante a entrada em condução e bloqueio da chave, cada uma destas condições são compostas por quatro etapas. Cada etapa depende da característica dinâmica do componente, assim estas serão analisadas com base no modelo dinâmico simplificado do MOSFET (MARTINS, 2018b). Os componentes presentes neste modelo são as capacitâncias C_{gd} , C_{gs} e C_{ds} , porém em geral, os fabricantes de componentes fornecem as seguintes informações: C_{iss} , Capacitância intrínseca de entrada, C_{oss} , Capacitância intrínseca de saída, C_{rss} Capacitância intrínseca de transferência reversa. Este trabalho não tem como objetivo explicar os detalhes das etapas de comutação do MOSFET, assim será apresentado de modo resumido o comportamento do componente ao longo do período de chaveamento.

3.2.1.2.1 Perdas na Entrada em Condução

O período de entrada de condução é composto por: $t_{d(on)}$, t_{ri} e t_{fv} . Durante $t_{d(on)}$, o circuito de comando de *gate* carrega a capacitância de entrada, C_{iss} , até que a tensão $v_{gs}(t)$ seja maior que a tensão de *threshold*. A corrente na chave se mantém nula e a tensão é igual a $\frac{V_{Smáx}}{2}$. No intervalo de tempo t_{ri} , o circuito de comando de *gate* continua carregando a capacitância de entrada, C_{iss} , já a corrente $i_S(t)$ cresce até $I_{Smáx}$ e a tensão $v_D(t)$ se mantém.

Por fim, durante t_{fv} a capacitância de saída, C_{oss} se descarrega de $\frac{V_{Smáx}}{2}$ até $V_{DS(on)}$, já a corrente $i_S(t)$ se mantém em $I_{Smáx}$. Com isso, o cálculo das perdas de potência durante a entrada de condução se resume a resolver a integral apresentada em (89).

$$P_{\text{entrada em condução}} \doteq \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_{11}} v_S(t) \cdot i_S(t) \cdot dt = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_{10}} \frac{V_{Smáx}}{2} \cdot i_S(t) \cdot dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_{10}}^{t_{11}} v_S(t) \cdot I_{Smáx} \cdot dt \quad (89)$$

O resultado é a expressão (90).

$$P_{\text{entrada em condução}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{Smáx}}{2} \cdot I_{Smáx} (t_{ri} + t_{fv}) f_s \quad (90)$$

3.2.1.2.2 Perdas no Bloqueio

O período de bloqueio é composto por: $t_{d(off)}$, t_{rv} e t_{fi} . Durante $t_{d(off)}$, o circuito de comando de *gate* descarrega a capacitância de entrada, C_{iss} e a capacitância de saída C_{oss} se carrega. No intervalo de tempo t_{rv} , a capacitância de saída C_{oss} termina de se carregar até o valor $\frac{V_{Smáx}}{2}$, já a corrente $i_S(t)$ se mantém em $I_{Smáx}$. Por fim, durante t_{fi} a capacitância de entrada, C_{iss} se descarrega completamente, a corrente $i_S(t)$ se torna nula e a tensão na chave se mantém em $\frac{V_{Smáx}}{2}$. O cálculo das perdas de potência durante o bloqueio se resume a resolver a integral apresentada em (91).

$$P_{\text{bloqueio}} \doteq \frac{1}{T_s} \int_{t_{12}}^{t_{14}} v_S(t) \cdot i_S(t) \cdot dt = \frac{1}{T_s} \int_{t_{12}}^{t_{13}} v_S(t) \cdot I_{Smáx} \cdot dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_{13}}^{t_{14}} \frac{V_{Smáx}}{2} \cdot i_S(t) \cdot dt \quad (91)$$

$$P_{\text{bloqueio}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{Smáx}}{2} \cdot I_{Smáx} (t_{rv} + t_{fi}) f_s \quad (92)$$

Desse modo, tem-se que as perdas por comutação podem ser calculadas somando (90) e (92) resultando em (93).

$$P_{\text{com}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{Smáx}}{2} \cdot I_{Smáx} (t_{rv} + t_{fi} + t_{ri} + t_{fv}) f_s \quad (93)$$

Utiliza-se a hipótese simplificativa de que os tempos de *rise* da tensão e corrente são iguais entre si e que os tempos de *fall* também são iguais entre si. Assim, tem-se (94).

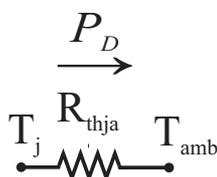
$$P_{\text{com}} = \frac{1}{4} V_{\text{Smáx}} \cdot I_{\text{Smáx}} (t_r + t_f) f_s \quad (94)$$

Os tempos t_r e t_f são fornecidos pelo *folha de dados* do fabricante do componente.

3.3 CÁLCULO TÉRMICO

Em todos os componentes do circuito de potência, há uma elevação da temperatura interna causada pelas perdas totais nos dispositivos. No caso dos semicondutores, tem-se como principal objetivo garantir que a temperatura de junção não exceda o máximo definido em projeto. Em geral, arbitra-se a temperatura de junção como sendo 80% da temperatura máxima de junção definida pelo fabricante do componente, porém neste projeto utiliza-se o valor de 50%. A análise do problema inicia-se pelo modelo de circuito térmico equivalente apresentado na Figura 18, a qual consiste em definir se há a necessidade de um dissipador de calor ou não.

Figura 18 – Circuito térmico equivalente.



Fonte – **Elaborado pelo autor.**

Na Figura 18 são apresentadas as grandezas relevantes ao cálculo térmico, como: T_j , T_{amb} e R_{thja} .

3.3.1 Necessidade de um dissipador

Inicialmente, determina-se se é necessário utilizar um dissipador de calor. Para isso, calcula-se a resistência térmica junção-ambiente máxima admitida, $R_{\text{thjamaxcalculada}}$, considerando apenas o componente escolhido e as perdas totais já calculadas de acordo com (95).

$$R_{\text{thjamaxcalculada}} = \frac{(T_j - T_{\text{amb}})}{P_{TD}} \quad (95)$$

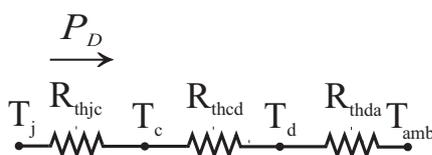
Caso este valor calculado seja maior que o valor disponibilizado pelo *folha de dados* do fabricante, R_{thja} , não é necessário o uso de um dissipador de calor. Em função disso, calcula-se a temperatura de operação da junção com a equação $T_j =$

$R_{thja} \cdot P_{TD} + T_{amb}$. Caso o valor calculado seja maior que o valor disponibilizado pelo folha de dados do fabricante, R_{thja} , é necessário o uso de um dissipador de calor.

3.3.2 Dimensionamento do Dissipador

Para dimensionar um dissipador, calcula-se o valor máximo de sua resistência térmica, para isso analisa-se o circuito térmico equivalente apresentado na Figura 19.

Figura 19 – Circuito térmico equivalente considerando o dissipador.



Fonte – **Elaborado pelo autor.**

Na Figura 19 são apresentadas algumas grandezas relevantes ao cálculo térmico.

Usando (96), calcula-se a resistência térmica máxima do dissipador.

$$R_{thdamax} = R_{thjamacalculada} - R_{thjc} - R_{thcd} \quad (96)$$

Com este valor calculado, é possível escolher um dissipador comercial, neste projeto escolheu-se utilizar o catálogo da HS Dissipadores (HS DISSIPADORES, s.d.). Neste catálogo são apresentados vários tipos diferentes de dissipador com suas respectivas resistências térmicas. Além disso, o catálogo contém uma tabela com fatores de correção da resistência térmica do dissipador em função de seu comprimento. Todos estes critérios foram utilizados para a escolha de um dissipador de calor.

3.3.3 Especificação dos Diodos de Saída

Novamente, utilizam-se as definições apresentadas na Seção 3.1 e para isso necessário calcular os níveis de tensão e corrente nestes diodos. Isto foi realizado no Capítulo 2, as grandezas relevantes são apresentadas resumidamente na Tabela 7.

Ao contrario dos diodos retificadores, estes diodos operam em alta frequência, na ordem de kHz. Isto implica que as perdas por comutação são significativas e para minimizá-las recomenda-se o uso de um diodo de potência ultra-rápido. Com isso, de acordo com o apresentado seleciona-se o diodo MUR1530 com encapsulamento TO220A. Os detalhes do cálculo de perdas e o cálculo térmico são apresentados

Tabela 7 – Grandezas nos diodos de saída.

Nome da Grandeza	Grandeza	Valor
Valor de Pico da Corrente	$I_{Domáx}$	5,5820 A
Valor Médio da Corrente	$I_{Doméd}$	2,6250 A
Valor Eficaz da Corrente	I_{Doef}	3,4230 A
Valor Máximo da Tensão Reversa	$V_{Domáx}$	137,50 V

Fonte – **Elaborado pelo autor.**

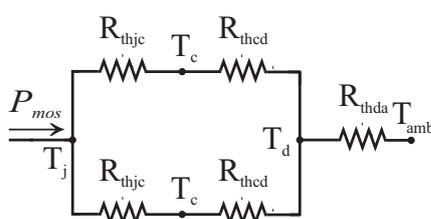
no Apêndice D. A partir deles, conclui-se que as perdas em um diodo de saída são $P_{TDo} = 3,502W$ e que será necessário o uso de um dissipador de calor.

O dissipador escolhido foi o HS4225 de 40 mm acoplado ao diodo com pasta térmica e isolador de mica. Utiliza-se o isolador de mica para evitar que o encapsulamento, o qual está conectado ao cátodo, esteja eletricamente conectado ao dissipador de calor. Desse modo, é possível reduzir as chances de um curto-circuito indesejado entre o diodo e outro ponto do circuito.

3.3.4 Especificação dos MOSFETs

Para o cálculo térmico aplicado ao MOSFET, utiliza-se a mesma metodologia de projeto apresentada na Seção 3.3, porém, neste caso, serão acoplados os dois transistores em um único dissipador. A Figura 20 apresenta o circuito térmico equivalente utilizado. Considera-se que os dois transistores escolhidos possuem as mesmas características térmicas e dissipam a mesma potência.

Figura 20 – Circuito térmico equivalente.

Fonte – **Elaborado pelo autor.**

Inicialmente, realiza-se a seleção do componente com base nos valores nominais de tensão e corrente sob a chave, apresentados resumidamente na Tabela 8. Recomenda-se escolher uma chave que $2|V_{Smáx}| \leq V_{DS}$, $I_{Smáx} \leq I_D$. Porém, para utilizar as definições apresentadas é necessário calcular os níveis de tensão e corrente nas chaves.

A escolha deste componente é justificada por dois motivos, primeiramente o valor de resistência de canal do transistor, a qual deseja-se que seja a menor pos-

Tabela 8 – Grandezas nas chaves.

Nome da Grandeza	Grandeza	Valor
Valor de Pico da Corrente	$I_{Sm\acute{a}x}$	1,3955 A
Valor de Médio da Corrente	$I_{Sm\acute{e}d}$	0,4580 A
Valor de Eficaz da Corrente	$I_{Se\acute{f}}$	0,7760 A
Valor Máximo da Tensão	$V_{Sm\acute{a}x}$	550,00 V

Fonte – **Elaborado pelo autor.**

sível para reduzir as perdas por condução. Além disso, é preciso levar em conta a disponibilidade do componente, sendo que o laboratório o possui é preferível utilizá-lo ao invés de comprar um outro componente. Com isso, de acordo com o apresentado seleciona-se o MOSFET SPP24N60C3 com encapsulamento TO220.

Os detalhes do cálculo de perdas e o cálculo térmico são apresentados no Apêndice G. A partir deles, conclui-se que as perdas em um MOSFET são de acordo com o apresentado na equação $P_{Tmos} = P_{cond} + P_{com} \approx 0,635W$ e que será necessário o uso de um dissipador de calor neste componente. O dissipador escolhido foi o HS4225 de 40 mm acoplado aos dois transistores com pasta térmica e isolador de mica para cada um.

3.4 CAPACITORES

Inicialmente, realiza-se a seleção do componente com base nos valores nominais de tensão e capacitância. Além disso, recomenda-se escolher um capacitor em que $2|V_{Cmax}| \leq V_{DC}$, $C_{calculado} \leq C_{comercial}$, baixa Resistência Série Equivalente (RSE) e a capacidade de corrente do componente comporte as exigências do circuito (TDK ELECTRONICS, s.d.). Para o retificador, pode-se utilizar um capacitor de alumínio de uso genérico para baixas frequências, mas para o capacitor de saída recomenda-se utilizar um capacitor de alumínio projetado para operar em alta frequência (BARBI, 2014).

3.4.1 Critérios de seleção

Há quatro critérios principais na seleção de um capacitor: capacitância, tensão máxima suportada, capacidade de corrente e a RSE. Os dois primeiros são critérios diretos, porém os dois últimos necessitam que alguns cálculos sejam realizadas. Além disso, caso um único capacitor não satisfaça todos os critérios definidos, é possível associar múltiplos capacitores em paralelo. Isto faz com que a capacidade de corrente e a capacitância equivalente aumentem proporcionalmente ao número de capacitores associados e com que a RSE diminua com a mesma proporção.

3.4.1.0.1 Capacidade de corrente no capacitor

Para determinar a capacidade de corrente utilizam-se as informações disponíveis na folha de dados do componente. Em geral, a capacidade de corrente é fornecida para uma frequência padrão, como $I_{AC100Hz}$ ou $I_{AC100kHz}$ dependendo do tipo do capacitor escolhido. Além disso, é fornecido um gráfico que apresenta a capacidade de corrente em função da frequência. Assim, é possível corrigir a corrente fornecida pela folha de dados para a condição de operação do circuito de acordo com a equação $I_{efCcomercial} = \alpha_{corrigido} \cdot I_{AC}$ (VISHAY INTERTECHNOLOGY, s.d.).

3.4.1.0.2 Resistência Série Equivalente

Dependendo do tipo do capacitor escolhido, utiliza-se um método de cálculo da RSE diferente. Para o caso do capacitor de filtragem do retificador, recomenda-se um componente projetado para baixas frequências. Neste caso, procede-se de modo análogo à Seção 3.4.1.0.1, ou seja, determina-se a RSE utilizando as informações disponíveis na folha de dados do componente. Em geral, a RSE é fornecida para uma frequência padrão, como 100 Hz ou 120 Hz. Além disso, é fornecido um gráfico que apresenta a RSE em função da frequência. Assim, é possível corrigir a resistência fornecida pela folha de dados para a condição de operação do circuito (VISHAY INTERTECHNOLOGY, s.d.).

Para o caso do capacitor de saída, recomenda-se um componente projetado para operar em altas frequência. Neste caso, utiliza-se o método baseado na tangente de perdas, $\tan(\delta)$, apresentado na (97).

$$RSE = \frac{\tan(\delta)}{2\pi f_s \cdot C_{comercial}} \quad (97)$$

3.4.2 Cálculo de Perdas

Para a análise do cálculo de perdas presume-se que apenas a RSE é a fonte de perdas no componente. Desse modo, pode-se calcular as perdas no capacitor de acordo com a equação $P_C = RSE \cdot I_{Cef}^2$.

3.4.3 Especificação do Capacitor de Saída

Novamente, para utilizar as definições apresentadas na Seção 3.4 é necessário calcular os níveis de tensão e corrente neste componente. Isto foi realizado no Capítulo 2, as grandezas relevantes são apresentadas resumidamente na Tabela 9.

Com isso, de acordo com o apresentado selecionam-se dois capacitores VISHAY MAL2021 29108E3 1 μ F/100 V conectados em paralelo. No Apêndice F são

Tabela 9 – Grandezas no capacitor de saída.

Nome da Grandeza	Grandeza	Valor
Capacitância Nominal de Saída	C_o	1,2820 μF
Valor Eficaz da Corrente	I_{Coef}	0,1920 A
Valor Máximo da Tensão	V_{Comax}	48,203 V

Fonte – **Elaborado pelo autor.**

apresentados em detalhes todos os cálculos realizados. A potência perdida na associação destes capacitores é apresentada pela equação $P_{Co} = \frac{RSE}{2} \cdot I_{Coef}^2 = 1,467mW$.

3.5 INDUTOR DE SAÍDA

Para realizar o dimensionamento do indutor de saída, primeiro deve-se analisar o indutor utilizando as Leis de Maxwell do Eletromagnetismo. Isso porque o indutor abrange não somente circuitos elétricos, mas também circuitos magnéticos e a interação entre esses dois tipos de circuitos. Conseqüentemente, a teoria de circuitos elétricos não é capaz de fornecer por todas as ferramentas necessárias para o dimensionamento dos componentes magnéticos, sendo necessária a utilização de teorias mais gerais. Para dimensionar corretamente um indutor, será necessário definir o tipo de núcleo, número de voltas, número de condutores em paralelo e qual o condutor padrão AWG será utilizado.

3.5.1 Escolha do Núcleo

Escolhe-se estudar os núcleos de ferrite tipo EE da Thornton, apresentado na Figura 21, pois estes apresentam algumas vantagens como: baixas perdas por histerese, baixas perdas por correntes parasitas e metodologia de projeto simplificada. Isto faz com que este tipo de núcleo seja ideal para a operação em alta frequência, porém há algumas desvantagens como: baixa densidade de fluxo magnético e baixa robustez a choques mecânicos.

Para iniciar a análise, serão utilizadas as equações provenientes das Leis de Maxwell (BASTOS, 2012).

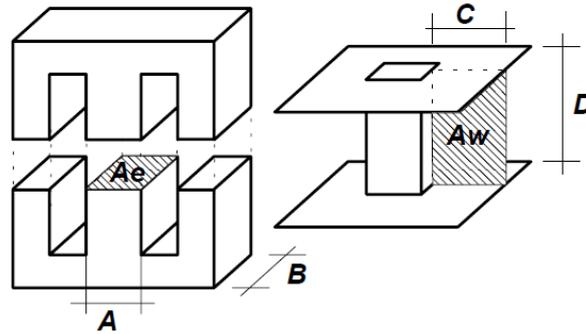
Pela lei de Ampère tem-se:

$$H \cdot l = N_{Lo} \cdot i_{Lo} = I_{total} \quad (98)$$

Pela lei de Faraday tem-se:

$$\Delta V_{Lo} = N_{Lo} \cdot \frac{\Delta \phi}{\Delta t} \quad (99)$$

Figura 21 – Visão interna do núcleo do Indutor.



Fonte – Adaptado de catálogo Thornton.

Pela relação Volt-Ampère no indutor de saída tem-se:

$$\Delta V_{L_o} = L_o \cdot \frac{\Delta i_{L_o}}{\Delta t} \quad (100)$$

Além disso, define-se a indução magnética ou densidade de fluxo magnético como $B = \mu_0 \cdot H$. E que o fluxo magnético é definido por $\Delta \phi = \Delta B \cdot A_e$. Substituindo (99) em (100), tem-se:

$$N_{L_o} = L_o \cdot \frac{\Delta i_{L_o}}{\Delta \phi} \quad (101)$$

Substituindo a equação de fluxo magnético em (101), obtém-se:

$$N_{L_o} = L_o \cdot \frac{\Delta i_{L_o}}{\Delta B \cdot A_e} \quad (102)$$

Considerando que o conversor opera no *Modo de Condução Contínua* (MCC) e que o núcleo irá operar na região linear do laço de histerese, tem-se que $\Delta i_{L_o} = I_{L_o\text{máx}}$ e $\Delta B = B_{\text{máx}}$. Em função disso, (102) torna-se:

$$N_{L_o} = L_o \cdot \frac{I_{L_o\text{máx}}}{B_{\text{máx}} \cdot A_e} \quad (103)$$

Paralelamente, a partir de (98) é possível calcular a densidade de corrente na área A_w com (104).

$$J_{\text{máx}} = N_{L_o} \cdot \frac{I_{L_o\text{ef}}}{A_w} [A/cm^2] \quad (104)$$

Observa-se que os fios dos enrolamentos do indutor não ocupam todo o espaço em A_w , eles dividem o espaço com seu isolamento e com o ar entre os fios. Por isso, utiliza-se K_w que representa o fator de utilização da área A_w . Desse modo, isolando para N_{L_o} , tem-se (105).

$$N_{L_o} = \frac{J_{\text{máx}} \cdot A_w \cdot K_w}{I_{L_o\text{ef}}} \quad (105)$$

Igualando (105) à (103), encontra-se:

$$A_e A_w = \frac{L_o \cdot I_{Loef} \cdot I_{Lom\acute{a}x}}{B_{m\acute{a}x} \cdot J_{m\acute{a}x} \cdot K_w} \cdot 10^4 [cm^4] \quad (106)$$

Esse valor de $A_e A_w$ é o valor utilizado para escolher o núcleo do indutor a partir do catálogo Thornton. Calcula-se utilizando o sistema internacional de unidades, porém os fabricantes fornecem em seus catálogos valores de $A_e A_w$ em cm^4 . Em função disso, o termo 10^4 é aplicado para corrigir a dimensão da unidade.

3.5.2 Número de Espiras

A quantidade de espiras a serem utilizadas no indutor pode ser definida através da equação $N_{L_o} = L_o \cdot \frac{I_{Lom\acute{a}x}}{B_{m\acute{a}x} \cdot A_e}$. Escolhe-se o próximo valor inteiro maior que o calculado.

3.5.3 Entreferro

A indutância é proporcional ao quadrado do número de espiras e inversamente proporcional à relutância total do circuito magnético conforme $L_o = \frac{N_{L_o}^2}{R_{total}}$. Essa condição é que permite uma estimativa do tamanho do entreferro. Fazendo-se a consideração de que a permeabilidade magnética do ferro é consideravelmente maior que a do ar, a relutância total pode ser simplificada simplesmente pela relutância do entreferro, dada por $R_{entreferro} = \frac{\delta_{L_o}}{\mu_0 \cdot A_e}$. Assim, chega-se na expressão para o comprimento do entreferro na equação $\delta_{L_o} = \frac{N_{L_o}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_o}$.

3.5.4 Bitola do Condutor

Para decidir qual condutor elétrico utilizar, há dois critérios importantes a se considerar: a densidade máxima de corrente e o efeito *skin*. Enquanto o primeiro critério estabelece um diâmetro mínimo para a bitola do condutor a ser utilizado, o segundo critério estabelece um diâmetro máximo. Pode acontecer de o menor diâmetro necessário através do primeiro critério seja maior do que o diâmetro máximo definido pelo segundo critério. Nesses casos utiliza-se múltiplos condutores em paralelo, para poder diminuir a densidade de corrente nos condutores sem sofrer em demorado com o efeito *skin*.

3.5.4.1 Diâmetro Mínimo de Cobre

Para descobrir a mínima área aceitável para o condutor, utiliza-se $S_{Lomin} = \frac{I_{Loef}}{J_{m\acute{a}x}}$. Isto resulta no diâmetro mínimo definido por $d_{min} = 2\sqrt{\frac{S_{Lomin}}{\pi}}$.

3.5.4.2 Diâmetro Máximo do Cobre

Como o indutor opera em alta frequência, deve-se considerar a influência do Efeito *Skin*. Esse efeito impede que a área do condutor conduza por completo, sendo que qualquer condutor com um diâmetro maior do que o estipulado por esse efeito não será inteiramente aproveitado. Como resultado, deve-se evitar utilizar um condutor com diâmetro maior. As restrições de diâmetro impostas pelo Efeito *Skin* podem ser estimadas através de $d_{max} = \frac{15}{\sqrt{f_s}}$.

Faz-se necessário destacar que, para casos em que a ondulação de corrente no indutor é baixa, o critério de diâmetro máximo não é um impeditivo. Nestas condições a componente CC da corrente ocupa a maior parte da seção transversal do condutor. Assim, com uma ondulação percentual de corrente no indutor de 15%, este critério pode ser desprezado. Além disso, neste projeto escolhe-se um condutor com diâmetro maior que d_{max} com o intuito de evitar o uso de condutores em paralelo.

3.5.5 Número de Condutores em Paralelo

Caso o diâmetro máximo permitido pelo *Efeito Skin* seja menor do que o diâmetro mínimo estabelecido pela máxima densidade de corrente, é necessário utilizar vários condutores em paralelo. A relação entre a área de cobre do fio escolhido, S_{Lo} , e a área mínima do cobre necessária pode nos fornecer a quantidade de condutores em paralelo necessários apresentada em $n_{Lo} = \frac{S_{Lomín}}{S_{Lo}}$. Arredondando o resultado para o próximo valor maior e inteiro.

3.5.6 Possibilidade de Execução

A possibilidade de execução é um critério de viabilidade da construção mecânica. Este indicador é útil para avaliar se há espaço o suficiente para enrolar todas as espiras no núcleo. Inicialmente, calcula-se a área mínima necessária para enrolar fio $A_{Wmín}$ encontra-se:

$$A_{Wmín} = \frac{N_{Lo} \cdot n_{Lo} \cdot S_{Loisolamento}}{K_w} \quad (107)$$

Fazendo a relação entre $A_{Wmín}$ e A_w , encontra-se o fator de execução do indutor, $Exec_{Lo} = \frac{A_{wmin}}{A_w}$. Teoricamente, é possível construir o indutor se $Exec_{Lo} < 1$, porém na prática, considera-se um limite de aproximadamente $Exec_{Lo} = 0.7$.

3.5.7 Cálculo de Perdas

Nessa seção serão inicialmente calculadas as perdas no cobre e as perdas no ferro do indutor. Posteriormente, será calculada a elevação de temperatura no indutor.

3.5.7.1 Perdas no Cobre

As perdas no cobre são definidas simplesmente pelo Efeito Joule da corrente através dos fios. Utilizando a expressão $P_{cobreLo} = R_{cobreLo} \cdot I_{Loef}^2$ é possível dimensionar estas perdas.

3.5.7.2 Perdas no Ferro

O cálculo de perdas no ferro é complicado devido a presença de harmônicos na corrente no transformador que não foram considerados durante o projeto e as não idealidades do núcleo. Utiliza-se a (108) fornecida pelo fabricante de núcleos escolhido para estimar estas perdas.

$$P_{nucleoLo} = \Delta B^{2.4} \cdot (K_h f_s + K_f f_s^2) V_{nucleo} \quad (108)$$

O valor de ΔB considera uma relação linear entre a ondulação de corrente no indutor e a variação de indução no núcleo. Esta relação é apresentada em (109).

$$\Delta B = B_{m\acute{a}x} \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{I_{Lo m\acute{a}x}} \quad (109)$$

3.5.8 Cálculo de elevação de temperatura

De maneira semelhante ao cálculo de perdas no ferro, o cálculo térmico é feito a partir de equações fornecidas pelo fabricante do núcleo. É possível estimar a resistência térmica do núcleo com base em (110).

$$R_{th_{nucleo}} = 23 \cdot (A_e A_w)^{-0.37} \quad (110)$$

O incremento de temperatura no núcleo do indutor de saída pode ser calculado com a Equação (111).

$$\Delta T_{indutor} = (P_{nucleoLo} + P_{cobreLo}) R_{th_{nucleo}} \quad (111)$$

Desse modo, é possível calcular a temperatura de operação do indutor de saída a partir da Equação (112). Considera-se a temperatura ambiente como 40 °C.

$$T_{opLo} = T_{amb} + \Delta T_{indutor} \quad (112)$$

3.5.9 Especificação do Indutor de Saída

Com isso, de acordo com o apresentado especificam-se os parâmetros apresentados na Tabela 10.

Tabela 10 – Especificação do Indutor de Saída.

Núcleo Thornton	EE-30/14
Número de Espiras	22
Número de condutores em paralelo	1
Condutor	AWG15

Fonte – **Elaborado pelo autor.**

Os detalhes do cálculo de perdas e o cálculo térmico são apresentados no Apêndice H. A partir deles, conclui-se que as perdas no indutor de saída são de acordo com o apresentado em $P_{Lo} = P_{nucleoLo} + P_{cobreLo} = 0,589W$.

3.6 TRANSFORMADOR *PUSH-PULL*

3.6.1 Escolha do Núcleo

Assim como no estudo do indutor de saída, escolhe-se analisar os núcleos de ferrite tipo EE da Thornton, apresentado na Figura 21. Para iniciar esta análise, utilizam-se as equações provenientes das Leis de Maxwell (BASTOS, 2012). Faz-se necessário destacar que, para o caso do conversor *push-pull*, a corrente que percorre ambos os enrolamentos primários é a corrente de entrada $i_e(t)$.

Pela lei de Ampère tem-se:

$$H \cdot l = N_p \cdot I_{Eef} = I_{total} \quad (113)$$

Pela lei de Faraday tem-se:

$$\Delta V_p = N_p \cdot \frac{\Delta \phi}{\Delta t} \quad (114)$$

Substitui-se (114) na equação de fluxo magnético, além disso o intervalo de tempo Δt já foi definido como t_{c1} . Com isso, tem-se (115).

$$A_e = \frac{V_p \Delta t}{N_p \Delta B} = \frac{V_p D}{N_p \Delta B f_s} \quad (115)$$

Paralelamente, com (113) é possível calcular a densidade de corrente na área A_w com (116).

$$J_{m\acute{a}x} = N_p \cdot \frac{I_{Eef}}{A_{cu}} [A/cm^2] \quad (116)$$

Observa-se que os fios do enrolamento primário do transformador não ocupam todo o espaço em A_w , eles dividem o espaço com seu isolamento e com o ar entre os fios. Por isso, utiliza-se K_{wt} que representa o fator de utilização da área A_w e K_{pt} que representa o fator de utilização do enrolamento primário.

$$A_{cu} = K_{wt} K_{pt} A_w \quad (117)$$

Desse modo, substituindo (116) em (117) e isolando para A_w , tem-se (118).

$$A_w = \frac{N_p \cdot I_{Eef}}{K_{wt} K_{pt} J_{m\acute{a}x}} \quad (118)$$

Realizando o produto da (115) e (118), encontra-se (119).

$$A_e A_w = \frac{V_p D}{N_p \Delta B f_s} \frac{N_p \cdot I_{Eef}}{K_{wt} K_{pt} J_{m\acute{a}x}} \cdot 10^4 [cm^4] \quad (119)$$

Embora (119) determine o produto $A_e A_w$, ela utiliza parâmetros que não são convenientes. Em geral, deseja-se utilizar critérios como a potência nominal do conversor e seu rendimento. Para isso, I_{Eef} será reescrita em função de $I_{Eméd}$. Primeiramente, calculam-se I_{Eef} e $I_{Eméd}$ os resultados são apresentados em (121) e (120).

$$I_{Eméd} = 2N_{sp} D I_o \quad (120)$$

No caso do valor eficaz, utiliza-se a hipótese simplificativa de que a ondulação de corrente no indutor é pequena o suficiente para ser desprezada, assim tem-se:

$$I_{Eef} = \sqrt{2DN_{sp}^2 \left(I_o^2 + \frac{\Delta I_{Lo}^2}{12} \right)} \approx N_{sp} I_o \sqrt{2D} \quad (121)$$

Substituindo (120) em (121) encontra-se (122).

$$I_{Eef} = I_{Eméd} \frac{\sqrt{2D}}{2D} \quad (122)$$

Com este resultado, é possível substituir a (122) em (119) e encontrar (123).

$$A_e A_w = \frac{V_p D}{N_p \Delta B f_s} \frac{N_p \cdot I_{Eméd} \frac{\sqrt{2D}}{2D}}{K_{wt} K_{pt} J_{m\acute{a}x}} \cdot 10^4 [cm^4] \quad (123)$$

Além disso, considerando o pior caso e uma folga de 20% na potência de entrada tem-se que: $D_{max} = 0,5$, $\Delta B = 2B_{m\acute{a}x}$ e $P_{in} = V_p I_{Eméd} = (1,2) \cdot \frac{P_o}{\eta}$. Substituindo estes resultados em (123), tem-se a (124).

$$A_e A_w = \frac{1,2 \cdot P_o}{2B_{m\acute{a}x} \cdot f_s \cdot K_{wt} K_{pt} J_{m\acute{a}x} \cdot 2 \cdot \eta} \cdot 10^4 [cm^4] \quad (124)$$

Esse valor de $A_e A_w$ é o valor utilizado para escolher o núcleo do transformador a partir do catálogo Thornton. Calcula-se utilizando o sistema internacional de unidades, porém os fabricantes fornecem em seus catálogos valores de $A_e A_w$ em cm^4 . Em função disso, o termo 10^4 é aplicado para corrigir a dimensão da unidade.

3.6.2 Número de Espiras

A quantidade de espiras a serem utilizadas nos enrolamentos primários do transformador pode ser definida manipulando (115).

$$N_p = \frac{V_p D}{\Delta B \cdot A_e \cdot f_s} = \frac{V_p \cdot 0,5}{2B_{\text{máx}} \cdot A_e \cdot f_s} \quad (125)$$

Escolhe-se o próximo valor inteiro maior que o calculado pela 125. Para determinar o número de espiras nos enrolamentos do secundário basta utilizar a relação de transformação.

3.6.3 Bitola do Condutor

Os critérios de determinação da bitola dos condutores que compõem os enrolamentos do transformador são análogos aos critérios utilizados para o indutor de saída apresentados na Seção 3.5.4. Entretanto, não é permitido desprezar o efeito *skin*. As principais equações são: $S_{p\text{mín}} = \frac{I_{\text{pef}}}{J_{\text{máx}}}$ e $S_{s\text{mín}} = \frac{I_{\text{secef}}}{J_{\text{máx}}}$.

3.6.4 Número de Condutores em Paralelo

O critério de determinação do número de condutores em paralelo para os enrolamentos no primário e no secundário é idêntico ao critério utilizado para o indutor de saída o qual é apresentado na Seção 3.5.5. As principais equações são: $n_p = \frac{S_{p\text{mín}}}{S_p}$ e $n_s = \frac{S_{s\text{mín}}}{S_s}$. Arredonda-se os resultados para o próximo valor maior e inteiro.

3.6.5 Possibilidade de Execução

A possibilidade de execução é um critério de viabilidade da construção mecânica. Este indicador é útil para avaliar se há espaço o suficiente para enrolar todas as espiras no núcleo. Inicialmente, calcula-se a área mínima necessária para os enrolamentos $A_{W\text{mín}}$. É necessário destacar que, no caso do conversor *push-pull*, há dois enrolamentos primários iguais e dois enrolamentos secundários iguais.

$$A_{W\text{mín}} = \frac{2N_p \cdot n_p \cdot S_{\text{pisolamento}}}{K_w} + \frac{2N_s \cdot n_s \cdot S_{\text{sisolamento}}}{K_w} \quad (126)$$

Fazendo a relação entre $A_{W\text{mín}}$ e A_w , encontra-se o fator de execução do transformador $Exec_T = \frac{A_{w\text{mín}}}{A_w}$. Teoricamente, é possível construir o transformador se $Exec_T < 1$, porém na prática, considera-se um limite de aproximadamente $Exec_T = 0,7$.

3.6.6 Cálculo de Perdas

Nessa seção serão inicialmente calculadas as perdas no cobre e as perdas no ferro do indutor. Posteriormente, será calculada a elevação de temperatura no transformador.

3.6.6.1 Perdas no Cobre

As perdas no cobre são definidas simplesmente pelo Efeito Joule da corrente através dos fios. Utilizando as expressões $P_{cobrep} = R_{cobrep} \cdot I_{pef}^2$ e $P_{cobres} = R_{cobres} \cdot I_{secef}^2$ é possível dimensionar estas perdas.

3.6.6.2 Perdas no Ferro

O cálculo de perdas no ferro é complicado devido a presença de harmônicos na corrente no indutor de saída que não foram considerados durante o projeto e as não idealidades do núcleo. Utiliza-se (127) fornecida pelo fabricante de núcleos escolhido para estimar estas perdas.

$$P_{nucleoT} = \Delta B^{2.4} \cdot (K_h f_s + K_f f_s^2) V_{nucleo} \quad (127)$$

O valor de ΔB considera uma relação linear entre a ondulação de corrente no indutor e a variação de indução no núcleo. Esta relação é apresentada em (128).

$$\Delta B = 2B_{m\acute{a}x} \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{I_{Lom\acute{a}x}} \quad (128)$$

3.6.7 Cálculo de elevação de temperatura

De maneira semelhante ao cálculo de perdas no ferro, o cálculo térmico é feito a partir de equações fornecidas pelo fabricante do núcleo. É possível estimar a resistência térmica do núcleo com base em (129).

$$R_{th_{nucleo}} = 23 \cdot (A_e A_w)^{-0.37} \quad (129)$$

O incremento de temperatura no núcleo do transformador pode ser calculado com (130).

$$\Delta T_T = (P_{nucleoT} + P_{cobrep} + P_{cobres}) R_{th_{nucleo}} \quad (130)$$

Desse modo, é possível calcular a temperatura de operação do indutor de saída a partir da equação $T_{opT} = T_{amb} + \Delta T_T$. Considera-se a temperatura ambiente como 40 °C.

3.6.8 Especificação do Transformador

Com isso, de acordo com o apresentado especificam-se os parâmetros apresentados na Tabela 11.

Tabela 11 – Especificação do Transformador.

Núcleo Thornton	EE-42/20
Número de Espiras no primário	16
Número de condutores em paralelo	3
Condutor do primário	AWG28
Número de Espiras no secundário	4
Número de condutores em paralelo	4
Condutor	AWG24

Fonte – **Elaborado pelo autor.**

Os detalhes do cálculo de perdas e o cálculo térmico são apresentados no Apêndice I. A partir deles, conclui-se que as perdas no transformador são de acordo com o apresentado em (131).

$$P_T = P_{nucleoT} + 2P_{cobrep} + 2P_{cobres} = 0,705W \quad (131)$$

3.7 ESTIMATIVA DO RENDIMENTO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA

Com todas as perdas do circuito já calculadas, é possível calcular uma estimativa do rendimento da fonte chaveada. Utilizando a expressão para rendimento, encontra-se (132).

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + Perdas} \quad (132)$$

Na Tabela 12 é apresentada de modo resumido todas as fontes de perdas consideradas no circuito de potência. Com estes valores é possível calcular uma estimativa para o rendimento do conversor de aproximadamente 94,8%.

Tabela 12 – Perdas no circuito de potência.

Nome da Grandeza	Grandeza	Valor
Perdas em um Diodo de Retificador	P_{TDret}	0,677 W
Perdas em um Diodo de Saída	P_{TD_o}	3,493 W
Perdas Totais nos Capacitores de Filtragem	P_{Ceq}	1,55 W
Perdas Totais nos Capacitores de Saída	P_{C_o}	1,467 mW
Perdas em uma Chave	P_{Tmos}	0,635 W
Perdas Totais no Indutor	P_{Lo}	0,589 W
Perdas Totais no Transformador	P_T	0,705 W

Fonte – **Elaborado pelo autor.**

4 PROJETO DE CONTROLE

4.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Primeiramente, deseja-se realizar o controle da tensão, $v_o(t)$, utilizando apenas uma única variável de controle, a razão cíclica $d(t)$. O circuito de potência está sujeito a perturbações as quais podem ser variações na tensão de entrada do conversor, $\tilde{e}(t)$, devido ao retificador, variações na corrente do indutor, $\tilde{i}_{L_o}(t)$, devido a diferentes condições de carga ou ainda variações na razão cíclica, $\tilde{d}(t)$, em função de variações na tensão de referência.

É preciso destacar que o conversor foi dimensionado para funcionar em um determinado ponto de operação. As fontes de perturbação, anteriormente mencionadas, irão alterar o funcionamento do conversor de modo que ele opere em um ponto não projetado. Assim, faz-se essencial o projeto de controle deste conversor. Para isso, é necessário medir duas grandezas: a tensão de saída, a qual é medida diretamente e a corrente de saída, a qual é medida indiretamente através da corrente no indutor. Considerando um circuito ideal, o capacitor absorve a componente CA da corrente $i_{L_o}(t)$ e transmite apenas o valor CC, $I_{L_{oméd}}$, para a carga.

Finalmente, é necessário considerar que, devido a aplicação do conversor CC-CC como componente de uma fonte chaveada. Deseja-se garantir que, em uma condição de sobrecarga, a corrente de saída não ultrapasse o limite projetado.

4.2 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

4.2.1 Modo de Controle de Corrente

Dentre as metodologias de controle que empregam realimentação negativa, as principais são: controle de tensão (*Voltage Mode Control (VMC)*), controle de corrente (*Current Mode Control (CMC)*), e controle por histerese (*Hysteretic Mode Control (HMC)*)(SHA *et al.*, 2015).

Neste projeto, deseja-se proteger o circuito com relação à sobrecorrente, para isso o Modo de Controle de Tensão é insuficiente, sendo que o objetivo deste é garantir que a tensão de saída seja igual a referência. Entretanto, o VMC não permite que seja imposta restrição alguma com relação à corrente no indutor e portanto este modo de controle não será explorado. O controle por histerese parte do princípio que é possível alterar a frequência de chaveamento, f_s , para realizar o controle. Porém, alterar esta frequência implica em um conjunto de problemas que devem ser evitados neste trabalho como: alteração das características do indutor e do transformador, alteração das perdas projetadas nos semicondutores e interferência eletromagnética. Assim, este modo de controle não será utilizado.

Já a metodologia CMC permite impor algumas condições com relação à cor-

rente no indutor. Esta será tal que a tensão de saída seja sempre igual à referência a partir de uma única variável de controle, a razão cíclica $d(t)$. Porém, ainda é possível evitar sobrecorrente no indutor limitando a corrente de referência do laço de corrente. Esta estratégia de controle pode ser implementada de duas formas, ou controla-se a corrente em função do valor médio da corrente no indutor, ACMC, ou controla-se a corrente em função do seu valor de pico, PCMC. Em ambas as estratégias de controle, utiliza-se um diagrama multimalhas para modelar o comportamento do sistema apresentado Figura 22.

Neste sistema, há uma malha interna, a malha de corrente, cuja corrente de referência advém do controlador de tensão e garante-se que o valor médio da corrente no indutor convirja a corrente de referência, no modo ACMC, ou que seu valor de pico seja menor que a referência, no modo PCMC. Em seguida, mede-se a tensão de saída e a partir da ação do controlador de tensão, gera-se a corrente de referência.

É importante destacar que a função da malha interna é gerar uma corrente tal que a tensão de saída seja a de projeto. Utiliza-se a hipótese simplificativa de que as malhas são dinamicamente desacopladas, ou seja, a dinâmica de uma malha não interfere na dinâmica da outra. Para que esta consideração seja válida, um parâmetro de projeto que é habitualmente utilizado é que a malha de corrente seja, no mínimo, 10 vezes mais rápida que a malha de tensão. Em ambos os modos de controle de corrente, esta hipótese é válida.

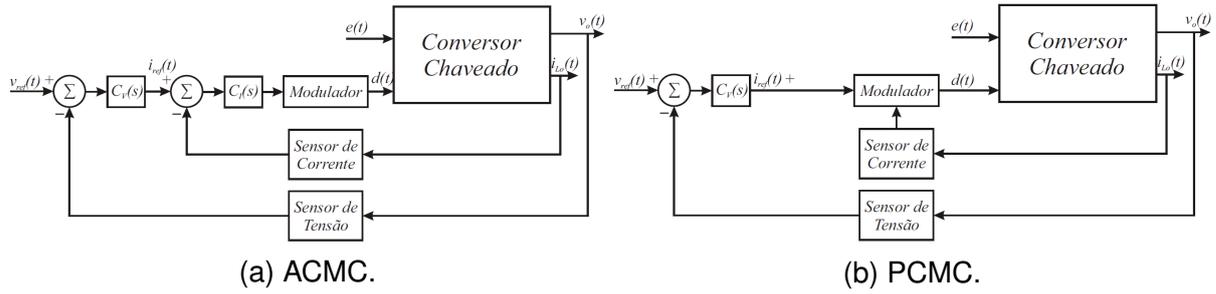
Outra especificação de projeto importante é que a corrente de referência esteja limitada a um valor de projeto, isto permite que nos casos em que houver uma carga excessiva, ou curto-circuito, o controlador de corrente irá agir e a corrente $i_{Lo}(t)$ será limitada com o intuito de evitar a queima do conversor. Desse modo, todas as especificações apresentadas para o sistema de controle devem ser satisfeitas pelo CMC.

Nas Figuras (22a) e (22b) são apresentados as estratégias de controle ACMC e PCMC respectivamente. Inicialmente, serão apresentados os modelos linearizados do conversor e dos sensores, em seguida são apresentados os laços de controle, os moduladores utilizados e por fim o projeto dos controladores. Em cada etapa, os componentes do diagrama são representados por seus modelos linearizados descritos em funções de transferência.

4.3 DETERMINAÇÃO DA PLANTA

Como as grandezas presentes no conversor apresentam descontinuidades e não linearidades devido a comutação dos semicondutores, é necessário implementar uma metodologia que contorne estes problemas (BERGER *et al.*, 2018). As descontinuidades geram perturbações na frequência de chaveamento e seus harmônicos. Para modelar este comportamento evitando este fenômeno, aproximam-se as grandezas

Figura 22 – Estratégias de Controle.



Fonte – Elaborado pelo autor.

do conversor por seus valores médios durante o período de chaveamento, ou seja, o *Valor Médio Quase Instantâneo* (VMQI). Entretanto o modelo ainda é não-linear, assim é utilizada uma metodologia de linearização para que as técnicas de controle clássico possam ser implementadas.

4.3.1 Valor Médio Quase Instantâneo

Para o cálculo dos VMQI utiliza-se (133).

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} \doteq \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(t) \cdot dt \quad (133)$$

O objetivo inicial é descrever o comportamento médio destas grandezas e relacioná-las com suas equações diferenciais. Durante a etapa I de operação do conversor, tem-se (134), (135) e (136).

$$v_{Lo}(t) = L_o \frac{di_{Lo}(t)}{dt} \approx \langle N_{sp} e(t) \rangle_{T_s} - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} \quad (134)$$

$$i_{Co}(t) = C_o \frac{dv_o(t)}{dt} \approx \langle i_{Lo}(t) \rangle_{T_s} - \left\langle \frac{v_o(t)}{R_o} \right\rangle_{T_s} \quad (135)$$

$$i_e(t) \approx \langle N_{sp} i_{Lo}(t) \rangle_{T_s} \quad (136)$$

Já durante a etapa II tem-se (137), (138) e (139). As etapas III e IV são idênticas as etapas I e II, por isso as respectivas equações serão omitidas.

$$v_{Lo}(t) = L_o \frac{di_{Lo}(t)}{dt} \approx - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} \quad (137)$$

$$i_{Co}(t) = C_o \frac{dv_o(t)}{dt} \approx \langle i_{Lo}(t) \rangle_{T_s} - \left\langle \frac{v_o(t)}{R_o} \right\rangle_{T_s} \quad (138)$$

$$i_e(t) \approx 0 \quad (139)$$

Observa-se que estas equações descrevem que a tensão no capacitor, a tensão de saída, e corrente no indutor apresentam uma derivada constante. Em seguida, é avaliado o valor médio da tensão no indutor, da corrente no capacitor e da corrente de entrada de acordo com (140), (141) e (142).

$$\langle v_o(t) \rangle_{T_s} \approx 2d(t) \langle N_{sp}e(t) \rangle_{T_s} - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} \quad (140)$$

$$\langle i_{Co}(t) \rangle_{T_s} \approx \langle i_{Lo}(t) \rangle_{T_s} - \left\langle \frac{v_o(t)}{R_o} \right\rangle_{T_s} \quad (141)$$

$$\langle i_e(t) \rangle_{T_s} \approx 2N_{sp}d(t) \langle i_{Lo}(t) \rangle_{T_s} \quad (142)$$

Com estes resultados, é possível reescrever as equações diferenciais do circuito de acordo com (143), (144) e (145). Neste ponto, a descontinuidade gerada pelo chaveamento já foi contornada.

$$L_o \frac{d \langle i_{Lo}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = 2d(t) \langle N_{sp}e(t) \rangle_{T_s} - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} \quad (143)$$

$$C_o \frac{d \langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_{Lo}(t) \rangle_{T_s} - \left\langle \frac{v_o(t)}{R_o} \right\rangle_{T_s} \quad (144)$$

$$\langle i_e(t) \rangle_{T_s} = 2N_{sp}d(t) \langle i_{Lo}(t) \rangle_{T_s} \quad (145)$$

4.3.2 Linearização

As equações diferenciais recém determinadas descrevem o comportamento médio do conversor, porém estas equações não são lineares. Para contornar este problema presume-se que o circuito está em um ponto de operação, em que $d(t) = D$ e $e(t) = E$, e que será gerada uma perturbação em torno deste ponto de operação. A partir de (146) e (147) apresentam-se as fontes de perturbação. Já (148), (149) e (150) apresentam-se os efeitos das perturbações no modelo do conversor.

Além disso, presume-se que o módulo das perturbações é significativamente menor que o módulo do ponto de operação das respectivas grandezas.

$$\langle e(t) \rangle_{T_s} = E + \tilde{e}(t) \quad (146)$$

$$\langle d(t) \rangle_{T_s} = D + \tilde{d}(t) \quad (147)$$

$$\langle i_{Lo}(t) \rangle_{T_s} = I_{Loméd} + \tilde{i}_{Lo}(t) \quad (148)$$

$$\langle v_o(t) \rangle_{T_s} = V_o + \tilde{v}_o(t) \quad (149)$$

$$\langle i_e(t) \rangle_{T_s} = I_e + \tilde{i}_e(t) \quad (150)$$

Substituindo (146), (147), (148), (149) e (150) em (143), (144) e (145), simplificando e mantendo apenas os termos de perturbação de 1º ordem, tem-se: (151), (152) e (153).

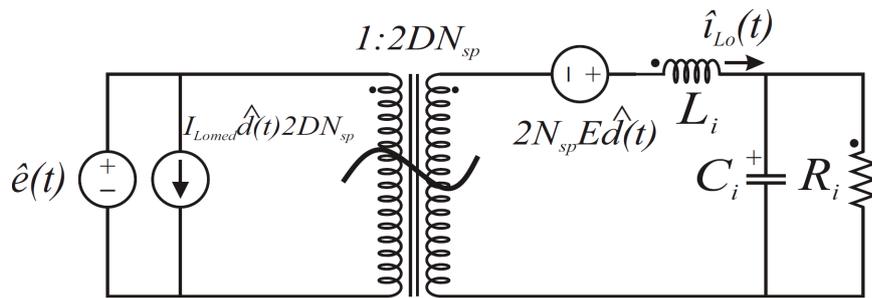
$$L_o \frac{d\tilde{i}_{L_o}(t)}{dt} = 2DN_{sp}\tilde{e}(t) + 2DN_{sp}E\tilde{d}(t) - \tilde{v}_o(t) \quad (151)$$

$$C_o \frac{d\tilde{v}_o(t)}{dt} = \tilde{i}_{L_o}(t) - \frac{\tilde{v}_o(t)}{R_o} \quad (152)$$

$$\tilde{i}_e(t) = 2N_{sp}D\tilde{i}_{L_o}(t) + 2N_{sp}DI_{L_{oméd}}\tilde{d}(t) \quad (153)$$

Com estas equações é possível montar o circuito equivalente de pequenos sinais apresentado na Figura 23.

Figura 23 – Circuito equivalente pequenos sinais.



Fonte – Adaptado de Erickson, Maksimovic, 2004, p.205.

4.3.3 Relação da Perturbação da Tensão de Saída com relação à perturbação da Razão Cíclica

Para determinar este ganho, primeiramente aplica-se a transformada de Laplace no circuito da Figura 23. Em seguida, como o interesse é o $G_{vd}(s)$, utiliza-se o teorema da superposição e desliga-se a fonte independente $\tilde{e}(s)$. Assim, calcula-se o valor da tensão de saída por um divisor de impedâncias, tem-se (154).

$$G_{vd}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{2N_{sp}E\frac{1}{L_o C_o}}{s^2 + \frac{1}{R_o C_o}s + \frac{1}{L_o C_o}} \quad (154)$$

4.3.4 Relação da Perturbação da Corrente no Indutor com relação à perturbação da Razão Cíclica

É seguido o mesmo procedimento apresentado no item anterior. Porém, neste item o interesse é o valor da corrente no indutor, portanto aplica-se um divisor de impedâncias, tem-se (155).

$$G_{id}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{2N_{sp}E \left(\frac{1}{L_0}s + \frac{1}{L_0C_0R_0} \right)}{s^2 + \frac{1}{R_0C_0}s + \frac{1}{L_0C_0}} \quad (155)$$

4.3.5 Relação da Perturbação da Tensão de Saída com relação à Perturbação na Corrente no Indutor

Para determinar esta equação basta dividir (154) por (155). Desse modo, encontra-se (156).

$$Z_o(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{\frac{1}{C_0}}{s + \frac{1}{R_0C_0}} \quad (156)$$

4.3.6 Relação da Perturbação da Tensão de Saída com relação à Perturbação na Tensão de Entrada

Para determinar este ganho, primeiramente aplica-se a transformada de Laplace no circuito da Figura 23. Em seguida, como o interesse é o $G_{ve}(s)$, utiliza-se o teorema da superposição e desliga-se a fonte independente $\tilde{d}(t)$. Assim, calcula-se o valor da tensão de saída por um divisor de impedâncias, tem-se (157).

$$G_{ve}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{e}(t)} = \frac{2N_{sp}D \frac{1}{L_0C_0}}{s^2 + \frac{1}{R_0C_0}s + \frac{1}{L_0C_0}} \quad (157)$$

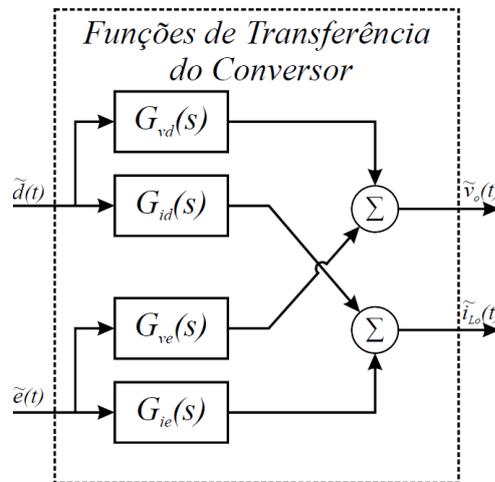
4.3.7 Relação da Perturbação da Corrente no Indutor com relação à Perturbação na Tensão de Entrada

Para determinar esta equação basta dividir (157) por (156). Desse modo, encontra-se (158).

$$G_{ie}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{e}(t)} = \frac{2N_{sp}D \left(\frac{1}{L_0}s + \frac{1}{L_0C_0R_0} \right)}{s^2 + \frac{1}{R_0C_0}s + \frac{1}{L_0C_0}} \quad (158)$$

Utilizando as funções de transferência encontradas, é possível combiná-las de acordo com a Figura 24 com o intuito de modelar o comportamento do conversor e como ele responde às fontes de perturbação.

Figura 24 – Modelo do Conversor em Funções de Transferência

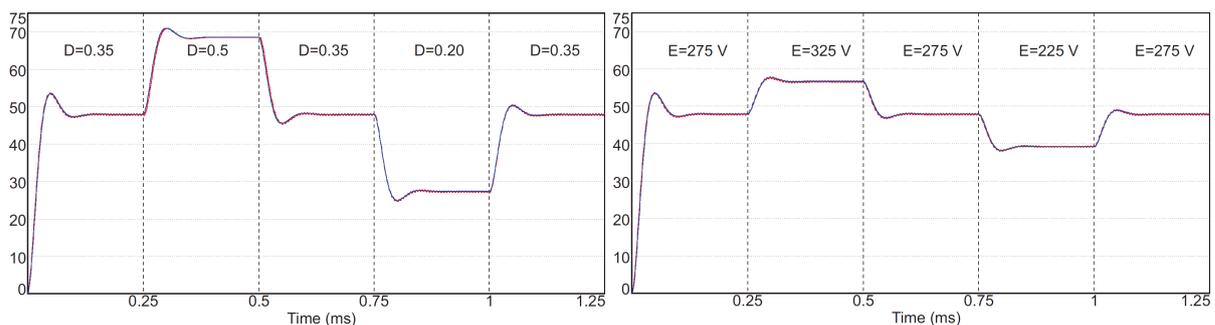


Fonte – Adaptado de Erickson, Maksimovic, 2004, p.464.

4.3.8 Validação das relações por simulação

Para validar as equações que modelam o comportamento dinâmico do conversor, foi realizada uma simulação com o modelo de circuitos elétricos do conversor e o modelo linearizado em funções de transferência empregando perturbações de razão cíclica de 0,15 e de tensão de entrada de 50 V. Na Figura 25 e na Figura 26 são apresentadas as formas de onda simuladas considerando uma perturbação na razão cíclica e uma na tensão de entrada.

Figura 25 – Validação das Funções de Transferência.



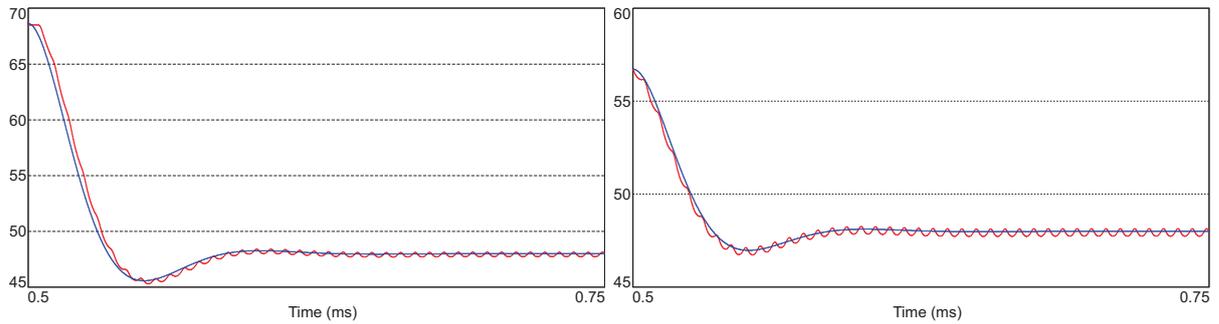
(a) V_o (vermelho) e V_{oFT} (azul).

(b) V_o (vermelho) e V_{oFT} (azul).

Fonte – Elaborado pelo Autor.

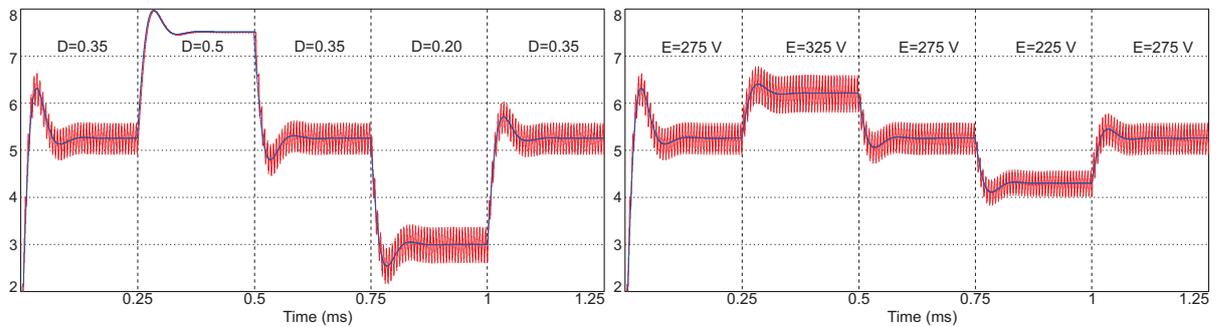
Com este resultado, fica claro que o modelo linearizado da planta descrito em funções de transferência representa o comportamento dinâmico do conversor corretamente. Portanto, para fins de análise do conversor será utilizado o diagrama de blocos da Figura 24.

Figura 26 – Validação das Funções de Transferência.



(a) Detalhe da Figura 25a

(b) Detalhe da Figura 25b



(c) I_L (vermelho) e I_{LFT} (azul).

(d) I_L (vermelho) e I_{LFT} (azul).

Fonte – Elaborado pelo Autor.

4.4 SENSORES

O sensor de tensão pode ser modelado, de forma simplificada, como apenas um ganho, de acordo com (159). Essa consideração também é válida para o sensor de corrente de acordo com (160).

$$K_v = \frac{V_{med}}{V_o} = \frac{9,6}{48} \approx \frac{1}{5} \quad (159)$$

$$K_i = \frac{I_{med}}{I_o} = \frac{1,052}{5,26} \approx \frac{1}{5} \quad (160)$$

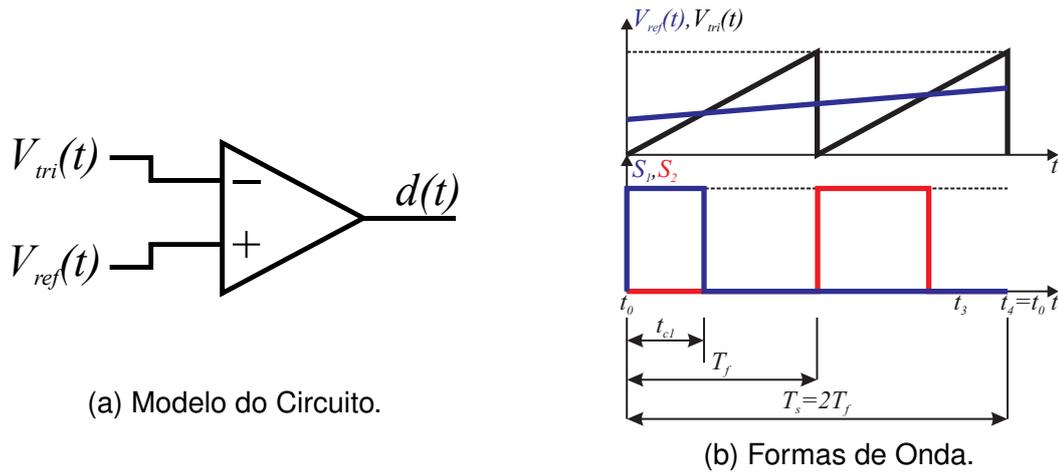
4.5 SISTEMA DE CONTROLE ACMC

Combinando os diagramas apresentados na Figura 24 e na Figura 22a, é possível desenvolver o laço de controle ACMC. Entretanto, é necessário determinar o modelo do modulador PWM, o valor da tensão e corrente de referência.

4.5.1 Modulador PWM

Para determinar a função de transferência do modulador PWM apresentado na Figura 27a é necessário encontrar uma relação entre $d(t)$ e $V_{ref}(t)$. As formas de onda presentes neste modulador são apresentadas Figura 27b. Pela figura é possível descrever a forma de onda da portadora para o intervalo $[0; T_s]$ de acordo com (161).

Figura 27 – Modulador PWM



Fonte – Adaptado de Erickson, Maksimovic, 2004, p.254.

$$V_{tri}(t) = \frac{V_{Ptri}}{T_s} \cdot t \tag{161}$$

Para o instante t_{c1} , em que ocorre a comparação, a portadora tem o mesmo valor que a tensão de referência V_{ref} , desse modo é possível escrever (162).

$$V_{ref}(t) = \frac{V_{Ptri}}{T_s} \cdot t_{c1} \tag{162}$$

Como, por definição, $d(t) = \frac{t_{c1}}{T_s}$ tem-se (163).

$$V_{ref}(t) = V_{Ptri} \cdot d(t) \tag{163}$$

De modo análogo à modelagem do conversor, este sistema será linearizado realizando uma perturbação na entrada.

$$\langle d(t) \rangle_{T_s} = D + \tilde{d}(t) \tag{164}$$

$$\langle V_{ref}(t) \rangle_{T_s} = V_{ref} + \tilde{v}_{ref}(t) \tag{165}$$

Substituindo (164) e (165) em (163), do resultado separando as componentes CC e Corrente Alternada (CA) e mantendo apenas os termos lineares tem-se:

$$\tilde{d}(t) = \frac{1}{V_{Ptri}} \cdot \tilde{v}_{ref}(t) \quad (166)$$

$$D = \frac{1}{V_{Ptri}} \cdot V_{ref} \quad (167)$$

Portanto, o modelo do modulador PWM pode ser descrito como apenas um fator de ganho dado por $K_{pwm} = \frac{1}{V_{Ptri}}$. Este modelo é válido desde que o laço de controle apresente uma frequência de cruzamento menor que $\frac{f_s}{2}$ (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2004).

4.5.2 Tensão de Referência

Quando o sistema está operando em malha fechada, deseja-se que o erro de tensão em regime permanente seja nulo como apresentado em (168).

$$e_V(t) = v_{ref}(t) - v_{med}(t) = 0 \quad (168)$$

Portanto, conclui-se que $V_{ref} = V_{med}$ o qual é definido por (169).

$$V_{ref} = V_o \cdot K_V \quad (169)$$

4.5.3 Corrente de Referência

E para o erro de corrente em regime permanente também tem-se:

$$e_I(t) = i_{ref}(t) - i_{Lmed}(t) = 0 \quad (170)$$

Portanto, conclui-se que $I_{ref} = I_{med}$ o qual é definido por (171).

$$I_{ref} = I_o \cdot K_I \quad (171)$$

É função do controlador de tensão gerar a corrente I_{ref} , a qual deve convergir ao valor médio da corrente medida no indutor.

4.5.4 Projeto dos Compensadores

Utilizam-se as equações (172), (173) e (174) para descrever as principais grandezas do diagrama da Figura 22a.

$$\tilde{v}_o(s) = G_{vd}(s)\tilde{d}(s) + G_{ve}(s)\tilde{e}(s) \quad (172)$$

$$\tilde{i}_L(s) = G_{id}(s)\tilde{d}(s) + G_{id}(s)\tilde{e}(s) \quad (173)$$

$$\tilde{d}(s) = (I_{ref} - \tilde{i}_L(s)K_I)K_{pwm}C_1(s) \quad (174)$$

$$I_{ref} = [V_{ref} - \tilde{v}_o(s)K_V]C_V(s) \quad (175)$$

4.5.4.1 Malha de Corrente - Sistema Não Compensado em Laço Aberto

Inicialmente, deseja-se determinar as equações do sistema não compensado. Por isso, substitui-se (174), sem considerar o compensador $C_1(s)$, em (173). Simplificando encontra-se (176) a qual descreve a corrente no indutor em função da corrente de referência. Para fins de projeto, sendo que o intuito é determinar a $FTLF_{ncl}$ despreza-se a influência da perturbação da tensão de entrada no laço de corrente.

$$\tilde{i}_L(s) = \frac{K_{pwm}G_{id}(s)}{1 + K_I K_{pwm}G_{id}(s)} \cdot I_{ref} \quad (176)$$

A partir de (176), é determinada a Função de Transferência em Laço Aberto Não Compensada da Malha de Corrente. Segue em (177) esta descrição.

$$FTLA_{ncl}(s) = K_I K_{pwm}G_{id}(s) \quad (177)$$

4.5.4.2 Malha de Corrente - Equação Característica

A equação a ser analisada para o projeto do controlador descreve o sistema compensado em laço fechado a qual é apresentada em (178).

$$FTLF_{cl}(s) = \frac{C_1(s)K_{pwm}G_{id}(s)}{1 + K_I C_1(s)K_{pwm}G_{id}(s)} \quad (178)$$

O denominador de (178) é a equação característica do sistema a qual pode ser decomposta em duas outras equações, uma de módulo e outra de fase, como descrito por (179) e (180), respectivamente.

$$|FTLA_{cl}(s)| = |C_1(s)||K_I||K_{pwm}||G_{id}(s)| = 1 \quad (179)$$

$$\angle FTLA_{cl}(s) = \angle C_1(s) + \angle K_I + \angle K_{pwm} + \angle G_{id}(s) = 180^\circ \quad (180)$$

A partir destas equações é possível iniciar o projeto do *Controlador Proporcional Integral* (PI) de modo a garantir seguimento a referência, ou seja erro estático nulo.

4.5.4.3 Controlador de Corrente

O projeto do compensador de corrente, apresentado em detalhes no Apêndice J, consiste em determinar dois parâmetros, K_{cl} e ω_{z1} os quais representam o ganho proporcional e a frequência do zero, respectivamente.

$$C_1(s) = K_{cl} \left(\frac{s + \omega_{z1}}{s} \right) \quad (181)$$

Inicialmente, estipulam-se a Margem de Fase, $M_{\Phi I} = 100^\circ$, do sistema compensado e sua frequência de cruzamento, $f_{ci} = 8000$ Hz. A frequência de cruzamento é arbitrada em uma década abaixo da frequência de chaveamento. A intenção é de evitar que o controlador tente compensar pequenas perturbações em função da comutação do conversor. Em seguida, após manipulação matemática de (179) e (180), encontram-se (182) e (183), as quais apresentam de modo explícito o equacionamento dos parâmetros ω_{z1} e K_{cl} .

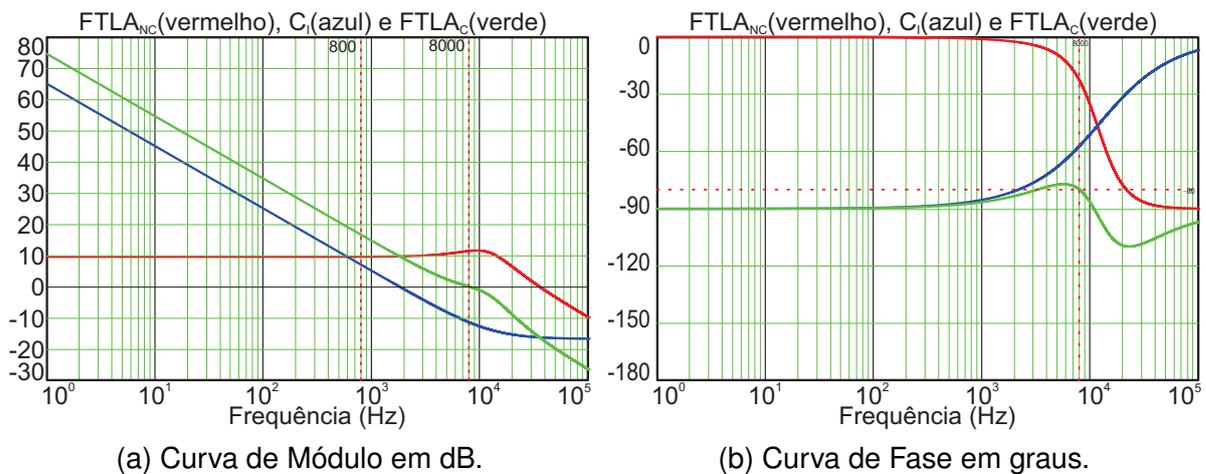
$$\omega_{z1} = \frac{\omega_{cl}}{\tan(M_{\Phi I} - 90^\circ - \angle FTLA_{ncI}(\omega_{cl}))} \quad (182)$$

$$K_{cl} = \frac{\omega_{cl}}{\sqrt{\omega_{cl}^2 + \omega_{z1}^2} \cdot |FTLA_{ncI}(\omega_{cl})|} \quad (183)$$

4.5.4.4 Malha de Corrente - Sistema Compensado em Laço Aberto

As curvas de Bode do sistema em laço aberto compensado são apresentadas na Figura 28.

Figura 28 – Curvas de Bode da $FTLA_{cl}$.



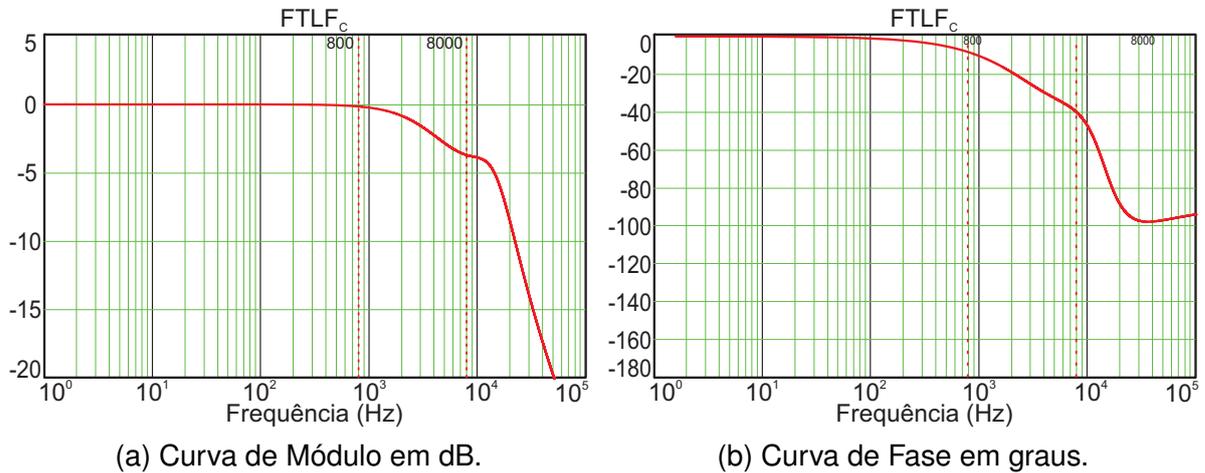
Fonte – Elaborado pelo Autor.

Verifica-se que, de acordo com o desejado, $|FTLA_{cl}(\omega_{cl})| = 1$ e $M_{\Phi I} = 180 + \angle FTLA_{cl}(\omega_{cl})$.

4.5.4.5 Malha de Corrente - Sistema Compensado em Laço Fechado

Por fim, analisam-se as curvas de Bode do sistema compensado em laço fechado de acordo com Figura 29.

Figura 29 – Curvas de Bode da $F_{TLF_{cl}}$.



Fonte – Elaborado pelo Autor.

Na Figura 29a, é possível observar o desacoplamento dinâmico da malha de corrente. Para frequências abaixo de duas décadas da frequência de chaveamento, o comportamento dinâmico da malha de corrente é reduzido a apenas um ganho de valor $1/K_I$.

4.5.4.6 Malha de Tensão - Sistema Não Compensado em Laço Aberto

Inicialmente, deseja-se determinar as equações do sistema não compensado. Por isso, substitui-se (174) e (175), sem considerar os compensadores $C_V(s)$ e $C_I(s)$, em (172). Simplificando encontra-se (184) a qual descreve a tensão de saída em função da tensão de referência. Para fins de projeto, sendo que o intuito é determinar a $F_{TLF_{ncV}}$ despreza-se a influência da perturbação da tensão de entrada no laço de tensão.

$$\tilde{v}_o(s) = \frac{Z_o(s)F_{TLF_{cl}}}{1 + K_V Z_o(s)F_{TLF_{cl}}} \cdot V_{ref} \quad (184)$$

Considerando a aproximação de que $F_{TLF_{cl}} \approx 1/K_I$, tem-se:

$$\tilde{v}_o(s) = \frac{Z_o(s)(1/K_I)}{1 + \frac{K_V}{K_I} Z_o(s)} \cdot V_{ref} \quad (185)$$

A partir de (185) é determinada a Função de Transferência em Laço Aberto Não Compensada da Malha de Tensão. Segue em (186) esta descrição.

$$FTLA_{ncv}(s) = \frac{K_V}{K_I} Z_o(s) \quad (186)$$

4.5.4.7 Malha de Tensão - Equação Característica

A equação a ser analisada para o projeto do controlador descreve o sistema compensado em laço fechado a qual é apresentada em (187).

$$FTLF_{cv}(s) = \frac{Z_o(s)(1/K_I)C_V(s)}{1 + \frac{K_V}{K_I}Z_o(s)C_V(s)} \cdot V_{ref} \quad (187)$$

A partir dela pode-se escrever a equação característica do sistema de acordo com (188) a qual pode ser decomposta em duas outras equações, uma de módulo e outra de fase, como descrito por (189) e (190), respectivamente.

$$FTLA_{cv}(s) = C_V(s)Z_o(s)\frac{K_V}{K_I} = 1 \quad (188)$$

$$|FTLA_{cv}(s)| = |C_V(s)||Z_o(s)|\frac{|K_V|}{|K_I|} \quad (189)$$

$$\angle FTLA_{cv}(s) = \angle C_V(s) + \angle Z_o(s) + \angle K_V - \angle K_I \quad (190)$$

A partir destas equações é possível iniciar o projeto do controlador PI.

4.5.4.8 Controlador de Tensão

O projeto do PI consiste em determinar dois parâmetros, K_{cv} e ω_{zv} os quais representam o ganho proporcional e a frequência do zero, respectivamente. Novamente, refere-se ao Apêndice J para os cálculos detalhados dos parâmetros do controlador.

$$C_V(s) = K_{cv} \left(\frac{s + \omega_{zv}}{s} \right) \quad (191)$$

Inicialmente, estipulam-se dois parâmetros, a Margem de Fase, $M_{\Phi V} = 100^\circ$, do sistema compensado e sua frequência de cruzamento, $f_{cv} = 800$ Hz. A frequência de cruzamento é arbitrada em duas décadas abaixo da frequência de chaveamento com o intuito de garantir o desacoplamento dinâmico com a malha de corrente. De modo análogo ao projeto do controlador de corrente, (192) e (193) apresentam de modo explícito o equacionamento dos parâmetros K_{cv} e ω_{zv} .

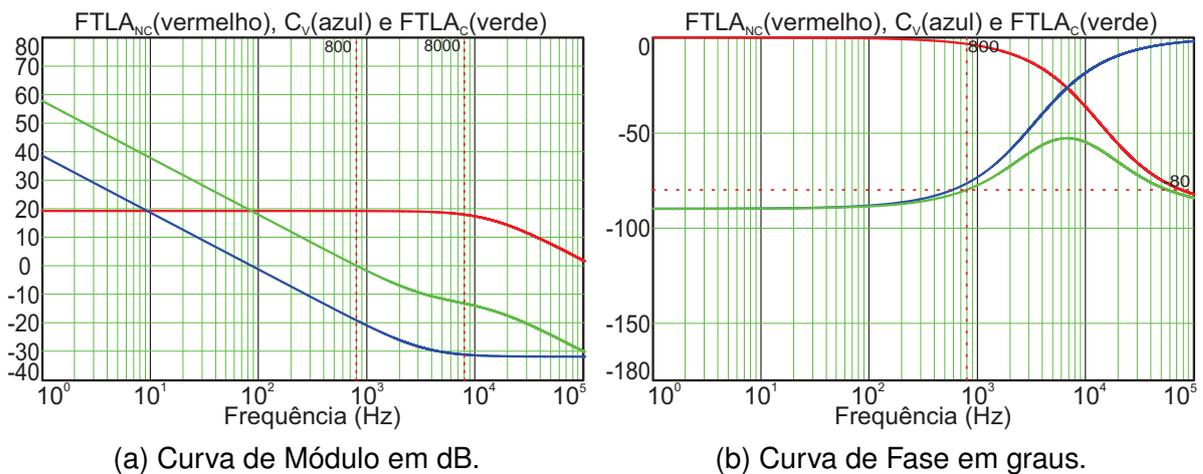
$$\omega_{zv} = \frac{\omega_{cv}}{\tan(M_{\Phi V} - 90^\circ - \angle FTLA_{ncv}(\omega_{cv}))} \quad (192)$$

$$K_{cV} = \frac{\omega_{cV}}{\sqrt{\omega_{cV}^2 + \omega_{zV}^2} \cdot |FTLA_{ncV}(\omega_{cV})|} \quad (193)$$

4.5.4.9 Malha de Tensão - Sistema Compensado em Laço Aberto

Com os parâmetros do controlador é possível obter as curvas de Bode do sistema em laço aberto compensado as quais são apresentadas na Figura 30.

Figura 30 – Curvas de Bode da $FTLA_{cV}$.



(a) Curva de Módulo em dB.

(b) Curva de Fase em graus.

Fonte – Elaborado pelo Autor.

Verifica-se que, de acordo com o desejado, $|FTLA_{cV}(\omega_{cV})| = 1$ e $M_{\Phi V} = 180 + \angle FTLA_{cV}(\omega_{cV})$.

4.6 SISTEMA DE CONTROLE PCMC

Nesta estratégia de controle, também deseja-se que os erros em regime permanente sejam nulos. Desse modo, (168) e (170) são válidas neste item, mas (171) deve ser modificada para $I_{ref} = I_{Lpico}K_1$. É função do controlador de tensão gerar a corrente I_{ref} , a qual deve ser o valor de pico da corrente desejada no indutor. Além disso, o sistema deve ser capaz de modelar o comportamento da rampa de estabilização no sistema de controle PCMC. Combinando os diagramas apresentados na Figura 24 e na Figura 22b, é possível construir o laço de controle PCMC. Já se sabe o modelo do conversor, porém ainda é necessário determinar o modelo do modulador CPM. Desse modo, com o diagrama de blocos completo do sistema, é possível realizar o projeto de controle.

4.6.1 Oscilação subharmônica

A oscilação subharmônica é um tipo de instabilidade característica do modulador CPM que ocorre para qualquer topologia de conversor CC-CC em que a razão cíclica

é maior que 0,5 (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2004). Para o caso do conversor *Push-Pull*, a princípio não haveria este problema sendo que o conversor apresenta um limite teórico para a razão cíclica de 0,5.

Entretanto, a estratégia utilizada para criar os pulsos de comando das chaves cria pulsos na frequência f_f com largura t_{c1} e em seguida utiliza-se um circuito divisor de frequência que converte o sinal para a frequência f_s sem alterar sua largura de pulso. Isto implica que para o modulador, a razão cíclica é dada como $D_{cpm} = \frac{t_{c1}}{T_f} = \frac{\frac{t_{c1}}{T_s/2}}{T_s/2} = 2 \cdot D$.

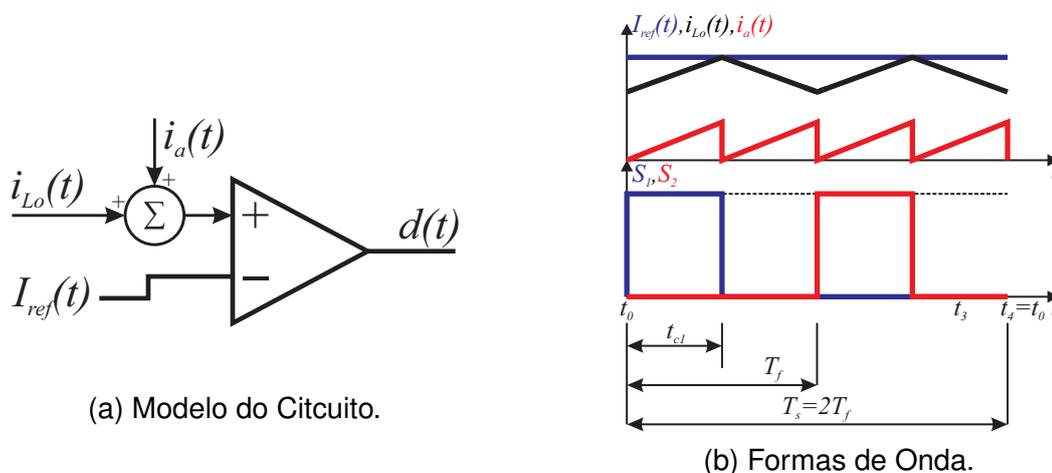
Portanto, no caso deste projeto para uma razão cíclica nominal (de 0,35), o modulador CPM irá interpretar uma razão cíclica de 0,7 e assim o sistema irá apresentar instabilidade por oscilação subharmônica. Este tipo de instabilidade é bem conhecido e uma forma de contorná-lo é adicionar uma rampa de estabilização à corrente medida no indutor (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2004). A única função desta rampa é estabilizar o laço PCMC para qualquer razão cíclica. É necessário determinar a amplitude e frequência desta rampa de estabilização. Como o modulador opera em f_f , a rampa também terá esta frequência. Já a amplitude é determinada pela derivada m_a , recomenda-se escolher $m_a = m_2/2 = \frac{V_o}{2L_o}$. Este resultado é apresentado em (194).

$$i_a(t) = m_a \cdot T_f = \frac{m_2}{2} \cdot \frac{T_s}{2} = \frac{1}{4} \frac{V_o}{L_o} T_s \tag{194}$$

4.6.2 Modulador por corrente de pico

Para determinar a função de transferência do modulador CPM apresentado na Figura 31a é necessário encontrar uma relação entre $d(t)$ e $I_{ref}(t)$.

Figura 31 – Modulador CPM



Fonte – Adaptado de Erickson, Maksimovic, 2004, p.446.

A rampa de compensação é implementada com o intuito de evitar a oscilação subharmônica e por isso deve ser considerada na análise. De modo geral, indepen-

dente da topologia de conversor escolhida, $\tilde{d}(s)$ pode ser descrita com (195) (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2004).

$$\tilde{d}(s) = \frac{f_s}{M_a} \left[I_{ref}(t) - i_{Lmed}(t) - \frac{D^2}{2f_s} \cdot m_1 - \frac{(1-D)^2}{2f_s} \cdot m_2 \right] \quad (195)$$

Em que m_1 e m_2 representam as perturbações nas derivadas de corrente no indutor e, para o conversor *Push-Pull*, podem ser descritas de acordo com (196) e (197).

$$m_1 = \frac{EN_{sp} - V_o}{L_o} \quad (196)$$

$$m_2 = \frac{V_o}{L_o} \quad (197)$$

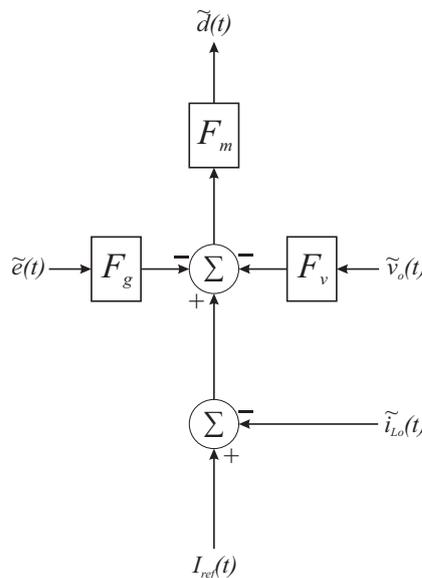
Desse modo, substituindo (196) e (197) em (195), encontra-se (198) que descreve, precisamente, as perturbações na razão cíclica levando em consideração a rampa de estabilização.

$$\tilde{d}(s) = \frac{f_s}{M_a} \left[I_{ref}(t) - i_{Lmed}(t) - \frac{N_{sp}D^2}{2f_sL_o} \cdot E - \frac{(1-2D)}{2f_sL_o} \cdot V_o \right] \quad (198)$$

Assim, o modelo do modulador PCM descrito em (198), considerando que $F_g = \frac{N_{sp}D^2}{2f_sL_o}$, $F_v = \frac{(1-2D)}{2f_sL_o}$ e $F_m = \frac{f_s}{M_a}$, pode ser reescrito como (199) o qual é condizente com o modelo do modulador apresentado na Figura 32.

$$\tilde{d}(s) = F_m [I_{ref}(t) - i_{Lmed}(t) - F_g E - F_v V_o] \quad (199)$$

Figura 32 – Diagrama de Blocos do CPM



Fonte – Adaptado de Erickson, Maksimovic, 2004, p.461.

4.6.3 Projeto do Compensador

Utilizam-se as equações (172), (173) e (199), por conveniência repetidas a seguir, para descrever as principais grandezas do diagrama da Figura 22b.

$$\tilde{v}_o(s) = G_{vd}(s)\tilde{d}(s) + G_{ve}(s)\tilde{e}(s) \quad (200)$$

$$\tilde{i}_L(s) = G_{id}(s)\tilde{d}(s) + G_{id}(s)\tilde{e}(s) \quad (201)$$

$$\tilde{d}(s) = F_m [I_{ref} - \tilde{i}_L(s)K_1 - F_g E - F_v V_o] \quad (202)$$

4.6.3.1 Malha de Tensão - Sistema Não Compensado em Laço Aberto

Inicialmente, deseja-se determinar as equações do sistema não compensado. Por isso, substitui-se (201) em (202). A equação resultante é então substituída em (200). Simplificando encontra-se (203) a qual descreve as perturbações na tensão de saída em função da corrente de referência e considerando o modulador PCM. Pelo teorema da linearidade, sendo que o intuito é determinar a relação entre $\tilde{v}_o(s)$ e I_{ref} , despreza-se a influência da perturbação da tensão de entrada no laço de tensão.

$$\tilde{v}_o(s) = \frac{F_m G_{vd}(s)}{[1 + F_m (G_{id}(s)K_1 + F_v G_{vd}(s))]} I_{ref} \quad (203)$$

Desse modo, com a (203) e a Figura 22b é determinada a Função de Transferência em Laço Aberto Não Compensada da Malha de Tensão. Segue em (204) esta descrição.

$$FTLA_{ncV}(s) = K_V \frac{F_m G_{vd}(s)}{[1 + F_m (G_{id}(s)K_1 + F_v G_{vd}(s))]} \quad (204)$$

4.6.3.2 Malha de Tensão - Sistema Compensado em Laço Fechado

A descrição do sistema compensado em laço fechado é apresentada em (205).

$$FTLF_{cV}(s) = \frac{\frac{F_m G_{vd}(s)}{[1 + F_m (G_{id}(s)K_1 + F_v G_{vd}(s))]} C_V(s)}{1 + K_V \frac{F_m G_{vd}(s)}{[1 + F_m (G_{id}(s)K_1 + F_v G_{vd}(s))]} C_V(s)} \cdot V_{ref} \quad (205)$$

A partir dela pode-se escrever a equação característica do sistema de acordo com (206) a qual pode ser decomposta em duas outras equações, uma de módulo e outra de fase, como descrito em (207) e (208), respectivamente.

$$FTLA_{cV}(s) = C_V(s) K_V \frac{F_m G_{vd}(s)}{[1 + F_m (G_{id}(s)K_1 + F_v G_{vd}(s))]} = 1 \quad (206)$$

$$|FTLA_{cV}(s)| = |C_V(s)||K_V| \left| \frac{F_m G_{vd}(s)}{[1 + F_m(G_{id}(s)K_I + F_v G_{vd}(s))]} \right| \quad (207)$$

$$\angle FTLA_{cV}(s) = \angle C_V(s) + \angle K_V + \angle \frac{F_m G_{vd}(s)}{[1 + F_m(G_{id}(s)K_I + F_v G_{vd}(s))]} \quad (208)$$

A partir destas equações é possível iniciar o projeto do PI.

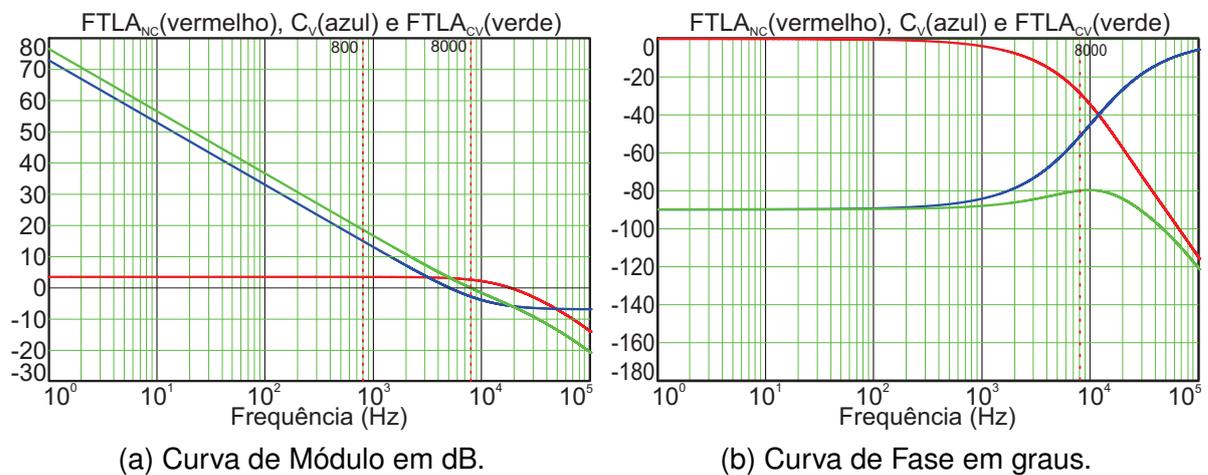
4.6.3.3 Controlador de Tensão

O projeto do compensador de tensão, apresentado em detalhes no Apêndice K, é idêntico ao apresentado na Seção 4.5.4.8, portanto as equações serão omitidas. Porém, ainda estipulam-se os dois parâmetros, a Margem de Fase, $M_{\Phi V} = 100^\circ$, do sistema compensado e frequência de cruzamento, $f_{cv} = 8000$ Hz. As equações (193) e (192) apresentam de modo explícito o equacionamento dos parâmetros K_{cV} e ω_{zV} .

4.6.3.4 Malha de Tensão - Sistema Compensado em Laço Aberto

Com os parâmetros do controlador é possível construir as curvas de Bode do sistema em laço aberto compensado as quais são apresentadas na Figura 33.

Figura 33 – Curvas de Bode da $FTLA_{cV}$.



Fonte – **Elaborado pelo Autor.**

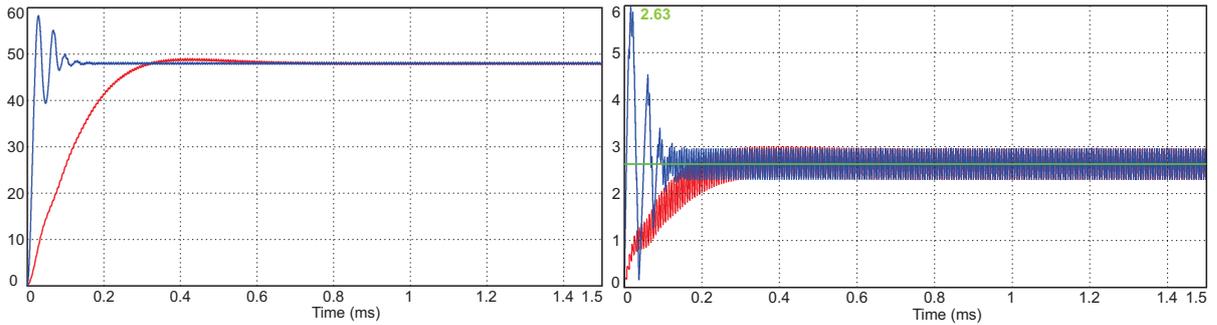
Verifica-se que, de acordo com o desejado, $|FTLA_{cV}(\omega_{cV})| = 1$ e $M_{\Phi V} = 180 + \angle FTLA_{cV}(\omega_{cV})$.

4.7 SIMULAÇÃO DOS SISTEMAS DE CONTROLE

Com o intuito de validar os modelos estudados, os laços de controle apresentados e os projetos de controladores implementados, os sistemas foram simulados no *software* PSIM. Para cada laço foram aplicadas as mesmas perturbações e variações

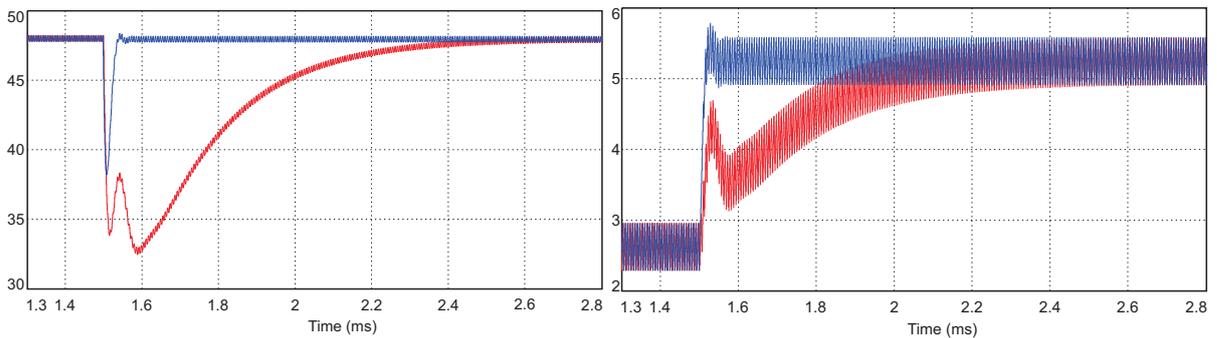
de carga. Além disso, também foi simulada a condição de sobrecarga de 50% acima da carga nominal, assim como curto-circuito da carga. Todos estes resultados são apresentados na Figura 34 e na Figura 35 para os laços de controle ACMC e PCMC, respectivamente.

Figura 34 – Laços de controle ACMC (em vermelho) e PCMC (em azul)



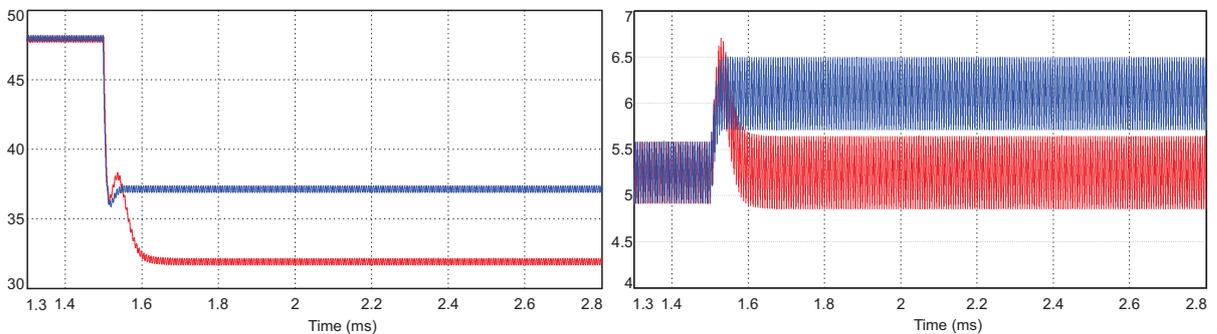
(a) $v_o(t)$ de 0% para 50% de carga

(b) $i_{L_o}(t)$ de 0% para 50% de carga



(c) $v_o(t)$ de 50% para 100% de carga

(d) $i_{L_o}(t)$ de 50% para 100% de carga



(e) $v_o(t)$ de 100% para 150% de carga

(f) $i_{L_o}(t)$ de 100% para 150% de carga

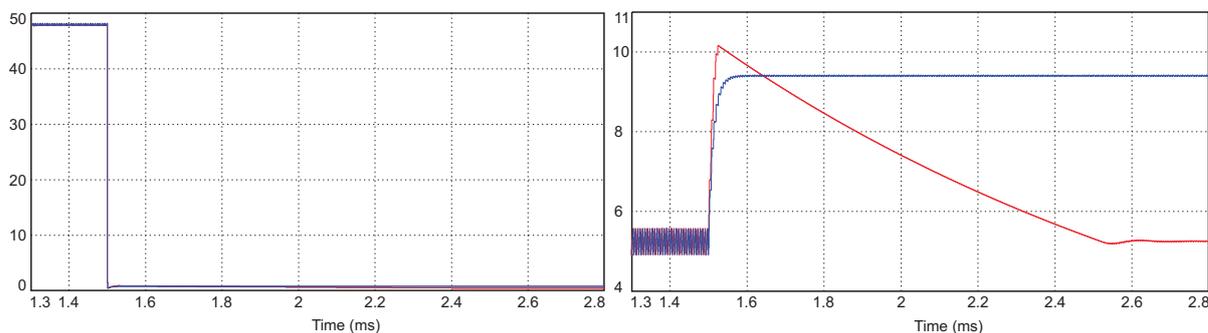
Fonte – Elaborado pelo Autor.

Comparando as formas de onda apresentadas na Figura 34, verifica-se que o se-

guimento a referência de tensão ocorre mais rapidamente utilizando o laço de controle PCMC com relação ao laço ACMC. Isto ocorre em função das limitações com relação à frequência de cruzamento. No laço ACMC, a frequência de cruzamento da malha de tensão deve ser alocada duas décadas abaixo da frequência de chaveamento para que haja desacoplamento dinâmico com relação à malha corrente, a qual possui frequência de cruzamento alocada a uma década abaixo da frequência de chaveamento. Esta limitação não está presente no laço de controle PCMC que permite que a malha de tensão tenha uma frequência de cruzamento mais alta, alocada a uma década abaixo da frequência de chaveamento.

Além disso, observando a Figura 34f verifica-se que o PCMC apresenta um problema, em condições de sobrecarga o laço de controle não consegue regular a corrente no indutor de modo que esta não seja maior que a nominal projetada. Isto se torna ainda mais evidente na simulação de curto-circuito da carga, apresentada na Figura 35. Portanto, para que a comparação entre os métodos seja válida é necessário contornar esta dificuldade.

Figura 35 – ACMC (em vermelho) e PCMC (em azul)



(a) $v_o(t)$ de 100% para curto-circuito na carga (b) $i_{L_o}(t)$ de 100% para curto-circuito na carga

Fonte – Elaborado pelo Autor.

4.8 LIMITAÇÃO DE CORRENTE EM PCMC

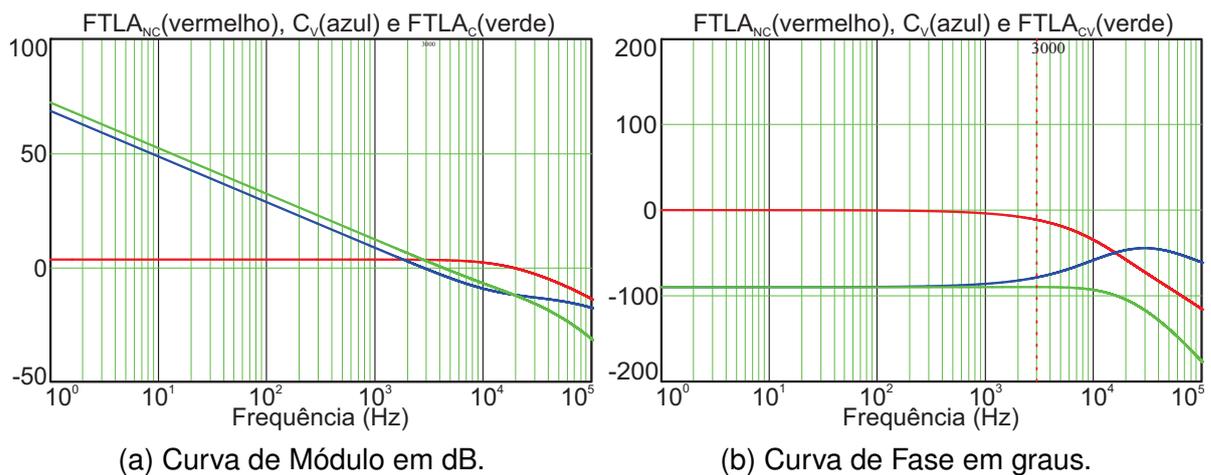
Inicialmente, suspeita-se que a sobrecorrente apresentada utilizando este laço de controle advém de limitações do controlador PI, de primeira ordem, utilizado. Propõe-se utilizar um compensador de segunda ordem sendo que com ele é possível conciliar baixo erro DC e larga banda de passagem (BRYANT; KAZIMIERCZUK, 2006). O compensador mais utilizado é o chamado Tipo-II, o qual é relativamente simples e

apresenta a função de transferência em (209).

$$C_{TyII}(s) = \frac{s \frac{1}{2\pi f_{z1}} + 1}{s^2 \left(\frac{1}{2\pi f_{p1}} \frac{1}{2\pi f_{p0}} \right) + s \left(\frac{1}{2\pi f_{p0}} + \frac{f_{z1}}{2\pi f_{p0} f_{p1}} \right)} \quad (209)$$

Esta topologia é apresentada no manual da *Texas Instruments* em que é descrita uma metodologia simplificada de projeto (TEXAS INSTRUMENTS, s.d.). A princípio, sugere-se alocar o zero do compensador na frequência de oscilação do filtro $L_o C_o$, $f_{z1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} = 12040$ Hz. Em seguida, aloca-se o primeiro polo em $f_{p1} = 5f_{z1} = 5 \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} = 60182$ Hz. A escolha de f_{p0} é arbitrária desde que a relação $f_{p0} < f_{z1} < f_{p1}$ seja satisfeita, neste caso escolheu-se 3250 Hz (BARBI, 2014). Para este controlador, o qual é do tipo avanço de fase, arbitra-se a frequência de cruzamento em um vigésimo da frequência de chaveamento, ou seja $f_c = 4000$ Hz, e com isso tem-se as curvas de bode apresentadas também na Figura 36.

Figura 36 – Curvas de Bode.

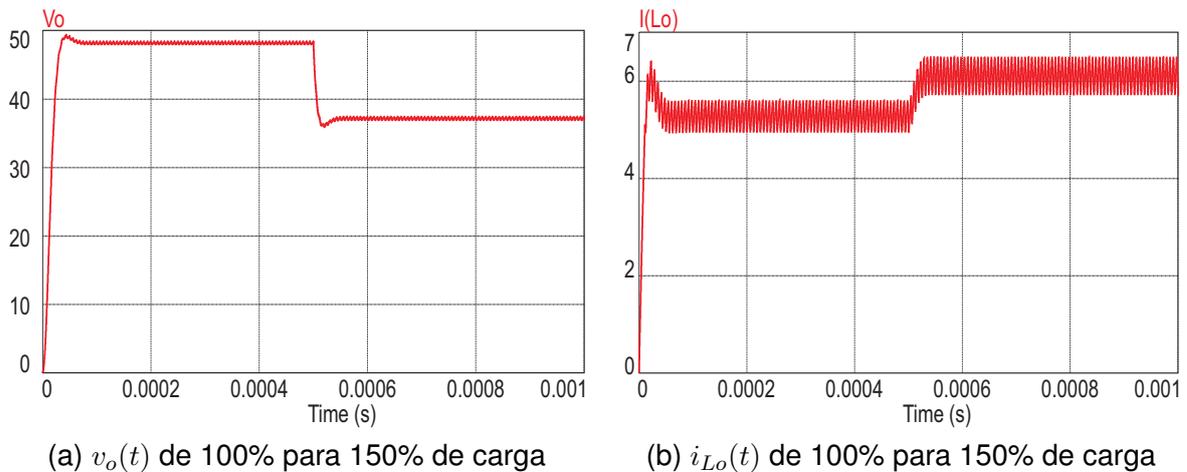


Fonte – **Elaborado pelo Autor.**

Simulando o sistema com o controlador de segunda ordem, observa-se que o problema de sobrecorrente persiste. Isto implica que a solução para este problema em particular não está contida no projeto controlador. Segue na Figura 37, uma simulação evidenciando a ineficácia do controlador em limitar a sobrecorrente no indutor. Em função disso, este controlador não será utilizado no projeto.

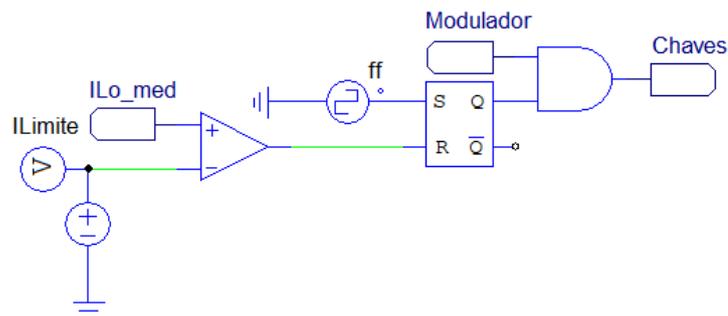
Em função do apresentado, decide-se procurar um outro tipo de solução para este problema que englobe a adição de um novo circuito que tenha a função específica de limitar corrente no caso de sobrecarga. Com este objetivo, encontrou-se uma sugestão de um circuito analógico limitador de corrente apresentado em (KOSEGLU *et al.*, 2020). Uma versão modificada, e mais adequada a este projeto, do limitador de corrente é apresentada na Figura 38.

Figura 37 – Laço de controle PCMC utilizando o compensador Tipo-II



Fonte – Elaborado pelo Autor.

Figura 38 – Circuito Limitador de Corrente



Fonte – Adaptado de Koseoglu, Altin, Zengin, Kelebek and Sefa, 2020, p.410.

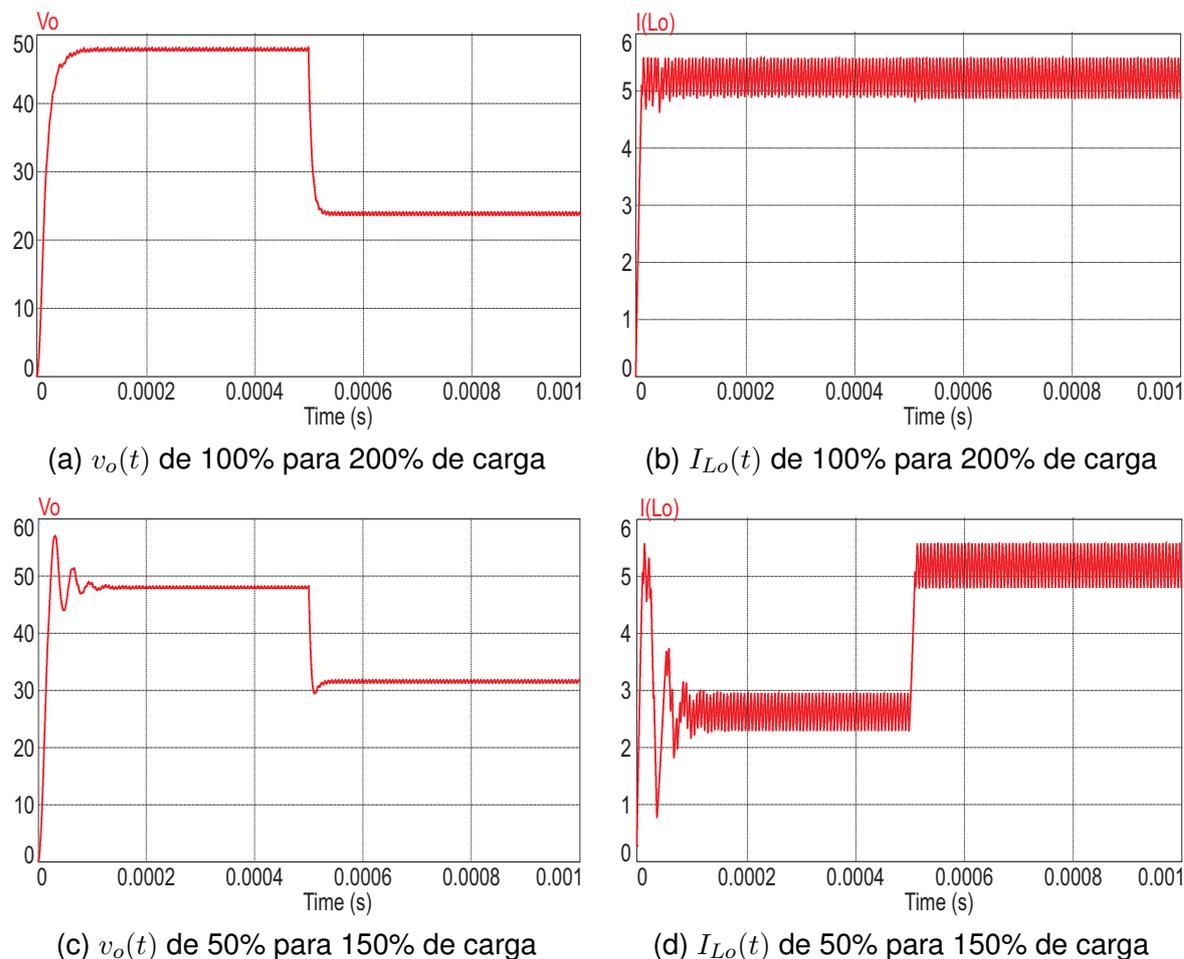
Essencialmente, este circuito irá bloquear as chaves S_1 e S_2 se, e somente se, a corrente no indutor ultrapassar um valor constante de corrente estipulado por projeto. Neste trabalho, arbitra-se esta corrente limite como sendo o valor de pico da corrente no indutor $I_{ref} = I_{Lpico}K_1$. Caso essa corrente limite for ultrapassada pela corrente medida no indutor, o comparador irá saturar positivamente e acionar o Flip-Flop. Este, por sua vez, está conectado por uma porta *AND* com o circuito modulador e com as chaves. É justamente a porta *AND* que garante o principal funcionamento sendo que são necessários dois sinais para realizar o chaveamento: o sinal do modulador e o sinal do limitador de corrente. Quando ambos enviarem um sinal lógico 1, a chave irá conduzir, caso um deles seja um sinal lógico 0 as chaves irão bloquear.

Este funcionamento do circuito limitador garante ele só irá atuar em condições de sobrecarga, ou seja, para condições abaixo de carga nominal ele não irá interferir na operação do conversor. Isto ocorre pois para condições sub-nominais, o circuito limitador envia a porta *AND* sempre o sinal lógico 1. Caso haja sobrecarga, o limitador

irá chavear e enviar o sinal lógico 0 a porta *AND* e efetivamente bloquear as chaves. Além disso, este circuito não altera a dinâmica do sistema, nem o estabiliza portanto são necessário todos os outros componentes já projetados para o laço de controle em adição a este.

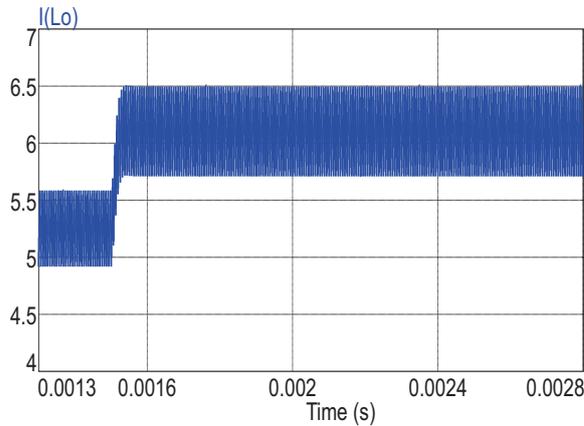
Estas constatações foram comprovadas por simulação. Na Figura 39 são apresentadas as principais formas de onda presentes no conversor e na Figura 40 no circuito limitador. É simulado um degrau de carga de 50% para 150%, com o intuito de demonstrar o funcionamento do circuito limitador. Este é eficaz em controlar a sobrecorrente no indutor, sem prejudicar o funcionamento do conversor para outras condições de carga sub-nominal. Esta é a solução escolhida para contornar este problema para o laço de controle PCMC. Na Figura 40a e Figura 40b são apresentadas as formas de onda de corrente no indutor sem e com o uso do circuito limitador.

Figura 39 – Formas de Onda do conversor usando o circuito Limitador de Corrente.

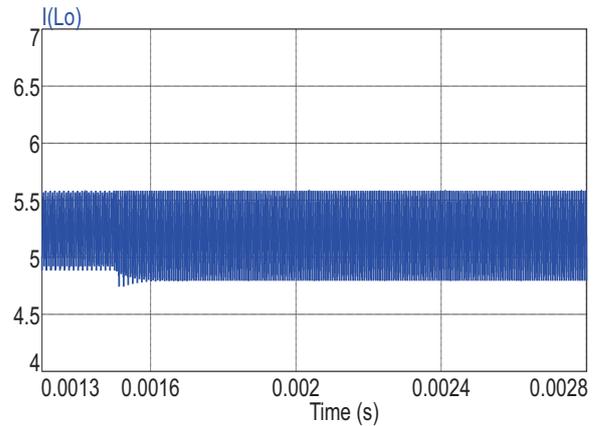


Fonte – Elaborado pelo Autor.

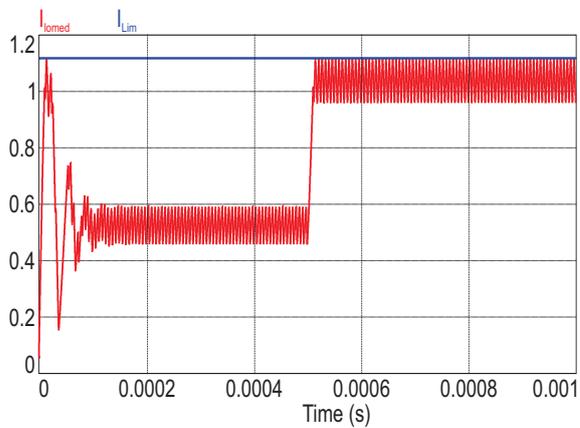
Figura 40 – Formas de Onda do Circuito Limitador de Corrente.



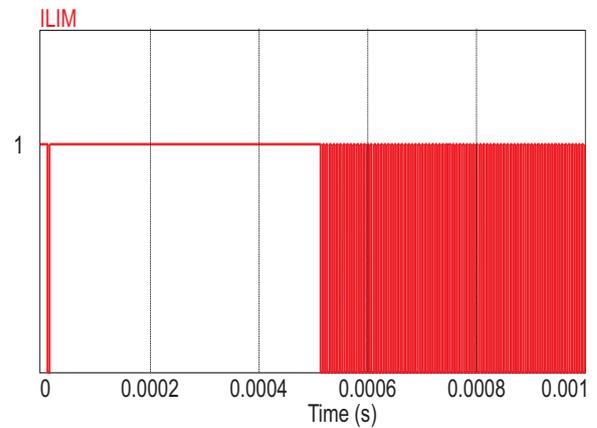
(a) $i_{Lo}(t)$ sem o circuito limitador



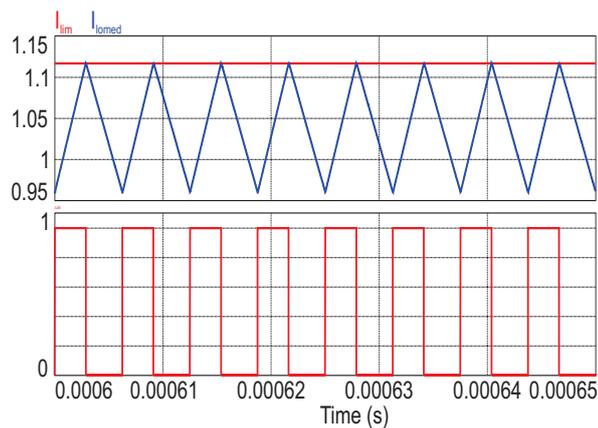
(b) $I_{Lo}(t)$ com o circuito limitador



(c) $I_{Lomed}(t)$ de 50% para 150% de carga



(d) $I_{Lim}(t)$ de 50% para 150% de carga



(e) $I_{Lim}(t)$ detalhe

Fonte – Elaborado pelo Autor.

5 CONCLUSÃO

Inicialmente, o objetivo era de projetar e implementar um protótipo deste projeto, porém, em função da pandemia, as atividades práticas não foram desenvolvidas. Apesar disso, os principais componentes do diagrama apresentado na Figura 2 foram estudados e todo o projeto desenvolvido pode ser utilizado para implementar um protótipo. Logo no Capítulo 1, definiram-se as especificações da fonte e principalmente qual conversor CC-CC será usado nesta aplicação. Estes itens cumprem os objetivos específicos 1 e 2 deste trabalho.

No Capítulo 2 é analisado detalhadamente o circuito do conversor *Push-Pull* o qual é o componente principal deste projeto. O conversor é estudado e dimensionado, este estudo também atinge o objetivo específico 2 deste trabalho. Entretanto há um conjunto de simplificações que foram consideradas. Com o intuito de descrever melhor o comportamento do conversor, é necessário levar em conta todos estes fenômenos desprezados. Além disso, considera-se que o conversor realiza *hard-switching* que embora seja um método de chaveamento mais simples permite que haja perdas expressivas nos semicondutores, em especial nos transistores. Uma alternativa seria estudar *soft-switching* a qual pode ser uma estratégia de chaveamento mais complexa, porém permite a redução de perdas. Outro ponto que deve ser mencionado é a sobre-tensão nos transistores durante o chaveamento, recomenda-se implementar circuitos grampeadores de tensão para contornar este problema.

No Capítulo 3, é apresentada uma sugestão de componentes especificados que podem ser utilizados neste projeto. O principal valor desta etapa do trabalho consiste em determinar limitações físicas do projeto como: utilização de componentes disponíveis no mercado, problemas térmicos como dispersão de calor e uma estimativa teórica de rendimento do conversor. Neste ponto a principal dificuldade está em estudar e compreender as metodologias de cálculo de perdas e apresentá-las de modo simples de direto. Este capítulo também atinge o objetivo específico 2 deste trabalho.

No Capítulo 4, é realizado todo o projeto de controle do sistema. Esta é uma das etapas mais desafiadoras do trabalho. O principal desafio é encontrar as principais estratégia de controle que podem ser aplicadas neste trabalho. Neste etapa apresentam-se dois laços de controles que podem ser utilizados neste trabalho: APMC e PCMC. Neste capítulo atinge-se, parcialmente, o objetivo específico 4 deste trabalho, sendo que não foi implementado um controlador discretizado. Originalmente, iria ser construído um protótipo desta fonte de alimentação. Neste caso seria interessante implementar um controlador discretizado, mas devido a pandemia esta abordagem foi abandonada.

Uma vez definidos os laços de controle, é preciso modelar todos os componentes da cada laço. Primeiramente, é necessário pesquisar e estudar um modelo

dinâmico para planta que seja robusto o suficiente para descrever todo o comportamento do conversor apresentado em Figura 24. Em seguida, é necessário modelar o comportamento dos moduladores, em especial o modulador CPM que leva em conta o acréscimo da rampa de estabilização.

Como baseia-se todo o projeto do controlador em um modelo ideal da planta, sugere-se o desenvolvimento de um modelo da planta levando em conta as principais não idealidades. O primeiro laço de controle o ACMC, apresenta uma grande vantagem é simples de compreender e projetar, porém exige dois sensores, dois compensadores e uma fonte externa de sinal modulador. Já o segundo laço o PCMC, apresenta a vantagem de utilizar a própria corrente do indutor para gerar os pulsos de comando das chaves, tem um controle efetivo da corrente período a período e utiliza apenas um compensador, de tensão, que pode ser projetado para apresentar uma dinâmica mais rápida em comparação com o laço ACMC. Entretanto, existem desvantagens significativas para este laço de controle. Primeiramente o modelo do modulador PCMC é mais complexo que o tradicional modulador PWM. Em seguida, há o problema da instabilidade chamada de oscilação sub-harmônica que requer uma estratégia de compensação que gera erros durante a modulação, estes se tornam mais expressivos em condições de sobrecarga.

A última, e maior, dificuldade enfrentada está na limitação de corrente no indutor para os casos de sobrecarga, especificamente para o laço PCMC. A mesma estratégia usada no laço ACMC não é suficiente para limitar esta corrente nem utilizar um controlador de segunda ordem, portanto escolheu-se encontrar uma topologia de circuito limitador. Nesta parte do trabalho eu tive a primeira experiência de pesquisar artigos científicos na base de dados da IEEE sendo que não encontrei uma resposta nos livros usados como referência. O resultado desta pesquisa culmina no circuito modificado o qual é apresentado na Figura 38. Este circuito é uma versão simplificada do circuito limitador encontrado ao longo da pesquisa. O qual garante que as especificações de projeto sejam satisfeitas e com isso também atingindo o objetivo específico 5.

Ao longo de todo o trabalho, em especial no Capítulo 2 e no Capítulo 4 foram apresentadas as formas de ondas obtidas via simulação dos principais componentes da fonte chaveada. Também foram apresentadas as simulações dos laços de controle que foram estudados, assim o objetivo específico 5 foi atingido.

Portanto, apesar das desvantagens mencionadas anteriormente, as quais foram contornadas no desenvolvimento deste trabalho, sugere-se a implementação de laço de controle PCMC por garantir, período a período, que não hajam sobrecorrentes na carga para várias condições, não limitada, mas inclusive curto-circuito.

REFERÊNCIAS

- BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. Florianópolis - SC: Edição do Autor, 2006.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: Projeto de Fontes Chaveadas**. Florianópolis - SC: Edição do Autor, 2014.
- BASTOS, João Pedro Assumpção. **Eletromagnetismo para engenharia: estática e quase estática**. Florianópolis - SC: Editora UFSC, 2012. 398p.
- BERGER, Felipe *et al.* Metodologia para Modelagem de Conversores Utilizando o Circuito Equivalente de Thévenin. **Eletrônica de Potência**, v. 23, n. 2, p. 151–160, 2018.
- BIMBHRA, Dr. P.S. **Power Electronics**. Nai Sarak - Delhi: Khanna Publishers, 1999.
- BRYANT, Brad; KAZIMIERCZUK, Marian K. Voltage Loop of Boost PWM DC-DC Converters With Peak Current-Mode Control. **IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS-1:REGULAR PAPERS**, v. 53, n. 1, p. 99–105, 2006.
- ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of Power Eletronics**. Boulder, Colorado: Kluwer Academic, 2004.
- HS DISSIPADORES. **Catálogo**. [S./]. Rev. 13. Disponível em: www.hsdissipadores.com.br.
- KOSEOGLU, Cem *et al.* Hybrid Overload Current Limiting and Short Circuit Protection Scheme for Voltage Mode Inverters. **INTERNATIONAL JOURNAL OF RENEWABLE ENERGY RESEARCH**, v. 10, n. 1, p. 407–415, 2020.
- MARTINS, Denizar Cruz. **Conversores CC-CC Básicos Isolados**. Florianópolis - SC: Edição do Autor, 2018.
- MARTINS, Denizar Cruz. **Transistores de Potência**. Florianópolis - SC: Edição do Autor, 2018.
- MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. **Conversores CC-CC Básicos não Isolados**. Florianópolis - SC: Edição dos Autores, 2011.
- MELLO, Luiz Fernando Pereira de. **Projeto de Fontes Chaveadas Teoria e Prática**. São Paulo - SP: Erika, 2011.
- RASHID, Muhammad H. **Eletrônica de Potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. São Paulo - SP: Makron Books, 1999.

RASHID, Muhammad H. **Introduction to Modern Power Electronics**. Hoboken - New Jersey: John Wiley e Sons, 2016.

SHA, Zhanyou *et al.* **Optimal Design of Switchin Power Supply**. Hebei - China: John Wiley e Sons, 2015.

TDK ELECTRONICS. **General technical information - Aluminum Electrolytic Capacitors**. [S./]. Disponível em: www.tdk-electronics.tdk.com.

TEXAS INSTRUMENTS. **Demystifying Type II and Type III Compensators Using OpAmp and OTA for DC/DC Converters**. [S./]. Rev.1. Disponível em: www.ti.com.

VISHAY INTERTECHNOLOGY. **Introduction, Basic Concepts, and Definitions: Aluminum Electrolytic Capacitors, Vishay BCcomponents**. [S./]. Disponível em: www.https://www.vishay.com/.

Apêndices

APÊNDICE A – DIMENSIONAMENTO RETIFICADOR

Especificações:

$$P_o := 252.5 \text{ W}$$

$$\eta := 0.95$$

$$f_{\text{rede}} := 60 \text{ Hz}$$

$$P_{\text{in}} := \frac{P_o}{\eta} = 265.79 \text{ W}$$

$$T_{\text{rede}} := \frac{1}{f_{\text{rede}}} = 0.017 \text{ s}$$

De acordo com o PRODIST:

$$V_{\text{cmin}} := 275 \text{ V}$$

$$V_{\text{ac_máx}} := 231 \text{ V}$$

$$V_{\text{ac_nom}} := 220 \text{ V}$$

$$V_{\text{ac_mín}} := 202 \text{ V}$$

Considerando o caso limite em que tem-se uma tensão mínima na entrada do circuito

$$V_{\text{pk}} := (\sqrt{2}) \cdot V_{\text{ac_mín}} = 285.671 \text{ V}$$

OBS: Deseja-se um capacitor robusto o suficiente para que, mesmo com tensão mínima, ele possa suprir a carga de acordo com as especificações desejadas.

Máxima ondulação de tensão na entrada do conversor

$$\Delta V := V_{\text{pk}} - V_{\text{cmin}} = 10.7 \text{ V}$$

Capacitor de filtragem equivalente

$$C_{\text{eq}} := \frac{P_{\text{in}}}{f_{\text{rede}} \cdot (V_{\text{pk}}^2 - V_{\text{cmin}}^2)} = 740.402 \cdot \mu\text{F}$$

Tempo de condução de cada diodo

$$t_c := \frac{\arccos\left(\frac{V_{\text{cmin}}}{V_{\text{pk}}}\right)}{2\pi \cdot f_{\text{rede}}} = 0.727 \cdot \text{ms}$$

Valor de pico teórico da corrente i considerando formato de onda retangular

$$I_p := \frac{C_{\text{eq}} \cdot \Delta V}{t_c} = 10.863 \text{ A}$$

Valor de pico real da corrente I_{pk} , formato de onda triangular

$$I_{\text{pk}} := 2 \cdot I_p = 21.727 \text{ A}$$

Valor eficaz da componente alternada da corrente i

$$I_{\text{C1ef}} := I_p \cdot \sqrt{(2t_c \cdot f_{\text{rede}}) - (2t_c \cdot f_{\text{rede}})^2} = 3.066 \text{ A}$$

Valor eficaz da componente alternada, em alta frequência, da corrente suprida ao conversor i_2

$$I_{2\text{ef}} := \frac{P_{\text{in}}}{V_{\text{cmin}}} = 0.967 \text{ A}$$

Valor eficaz da corrente no capacitor equivalente C_{eq}

$$I_{\text{Cef}} := \sqrt{I_{2\text{ef}}^2 + I_{\text{C1ef}}^2} = 3.215 \text{ A}$$

Valor eficaz da corrente de cada diodo

$$I_{\text{Def}} := I_p \cdot \sqrt{\frac{t_c}{T_{\text{rede}}}} = 2.269 \text{ A}$$

Valor médio da corrente de cada diodo

$$I_{\text{Dmed}} := I_p \cdot \frac{t_c}{T_{\text{rede}}} = 0.474 \text{ A}$$

Valor da pico da corrente em cada diodo

$$I_{\text{Dpk}} := I_{\text{pk}} = 21.727 \text{ A}$$

Valor máximo da tensão reversa nos diodos considerando o pior caso

$$V_{\text{Dmáx}} := \sqrt{2} \cdot V_{\text{ac_máx}} = 326.683 \text{ V}$$

Uso da curva numérica para determinar o valor de R_L

$$\frac{V_{\text{cmin}}}{V_{\text{pk}}} = 0.963$$

De acordo com o gráfico da curva $V_{\text{cmin}}/V_{\text{pk}}$ versus ωRC , tem-se $\omega RC = 75.915$

$$R_L := \frac{75.915}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{rede}} \cdot C_{\text{eq}}} = 271.975 \Omega$$

APÊNDICE B – DIMENSIONAMENTO CONVERSOR *PUSH-PULL*

Conversor Push-Pull em Modo de Condução Contínua

OBS: Razão cíclica máx de 0,5, recomenda-se chegar até 0,45 no pior caso

$f_s := 80\text{KHz}$	$\Delta V_{Co} := 1\%$	$T_s := \frac{1}{f_s} = 12.5 \cdot \mu\text{s}$	
$f_f := 2 \cdot f_s = 160\text{-KHz}$	$\Delta I_{Lo} := 15\%$	$T_f := \frac{1}{f_f} = 6.25 \cdot \mu\text{s}$	
Tensão da saída		$V_o := 48\text{V}$	
Corrente da saída		$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 5.26\text{A}$	
Potência da saída		$P_o = 252.5\text{W}$	
Número de espiras do enrolamento primário		$N_p := 32$	
Número de espiras do enrolamento secundário		$N_s := 8$	
Relação de espiras entre o primário e a saída principal		$n_p := \frac{N_p}{N_s} = 4$	
Ganho estático com relação à saída principal (G_p)		$G_p := \frac{V_o}{V_{c\text{mín}}} = 0.175$	
Razão cíclica (D)		$D := \frac{n_p}{2} \cdot G_p = 0.349$	
Máxima ondulação de tensão da saída principal		$\Delta V_{Comáx} := V_o \cdot \Delta V_{Co} = 0.48\text{V}$	
Máxima ondulação de corrente no indutor da saída principal		$\Delta I_{Lomáx} := I_o \cdot \Delta I_{Lo} = 0.789\text{A}$	
Carga Resistiva Nominal		$R_o := \frac{V_o}{I_o} = 9.125\Omega$	
Tempo de condução das chaves S_1 e S_2 (t_{c1})		$t_{c1} := D \cdot T_s$	$t_{c1} = 4.364 \mu\text{s}$
Tempo de bloqueio das chaves S_1 e S_2 (t_a)		$t_a := T_s - t_{c1}$	$t_a = 8.136 \mu\text{s}$
Tempo em que V_f é nula (t_f)		$t_f := (0.5 - D)T_s$	$t_f = 1.886 \mu\text{s}$
Valor médio da corrente na entrada do conversor		$I_{in} := \frac{P_o}{V_{c\text{mín}}}$	$I_{in} = 0.918\text{A}$

Dimensionamento elementos L_o e C_o

Indutor da saída L_o	$L_o := \frac{\left(\frac{V_{c\text{mín}}}{n_p}\right)}{8 \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lomáx}}$	$L_o = 136 \mu\text{H}$
Capacitor da saída C_o	$C_o := \frac{\left(\frac{V_{c\text{mín}}}{n_p}\right)}{128 \cdot f_s^2 \cdot L_o \cdot \Delta V_{Comáx}}$	$C_o = 1.28 \mu\text{F}$

Indutância Crítica da saída L_{cr} $L_{cr} := \frac{[V_o \cdot (0.5 - D)]}{2 \cdot f_s \cdot I_o}$ $L_{cr} = 8.61 \cdot \mu\text{H}$

Frequência de corte do filtro LC da saída $f_c := \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_o \cdot C_o}}$ $f_c = 12.036 \cdot \text{kHz}$

Como $L_o \gg L_{cr}$ o conversor opera em MCC

Valor máximo e mínimo da corrente no indutor de saída

$\Delta I_{Lo} := \frac{[V_{cmin} \cdot D \cdot (1 - 2D)]}{n_p \cdot f_s \cdot I_o}$ $\Delta I_{Lo} = 0.665\text{A}$

$I_{Lom\acute{a}x} := I_o + \frac{\Delta I_{Lo}}{2}$ $I_{Lom\acute{a}x} = 5.59\text{A}$

$I_{Lomin} := I_o - \frac{\Delta I_{Lo}}{2}$ $I_{Lomin} = 4.93\text{A}$

Valor médio e eficaz da corrente no indutor de saída

$I_{Lom\acute{e}d} := I_o$ $I_{Lom\acute{e}d} = 5.26\text{A}$

$I_{Loef} := \sqrt{I_o^2 + \frac{\Delta I_{Lo}^2}{12}}$ $I_{Loef} = 5.264\text{A}$

Valor máximo e mínimo da tensão no indutor de saída

$V_{Lom\acute{a}x} := V_o$ $V_{Lom\acute{a}x} = 48\text{V}$

$V_{Lomin} := \frac{V_{cmin}}{n_p} - V_o$ $V_{Lomin} = 20.75\text{V}$

Corrente eficaz no capacitor da saída:

$I_{Coef} := \sqrt{\frac{\Delta I_{Lo}^2}{12}} = 0.192\text{A}$ $I_{Coef} = 0.192\text{A}$

$I_{Co_m\acute{a}x} := \frac{\Delta I_{Lo}}{2}$ $I_{Co_m\acute{a}x} = 0.333\text{A}$

Valor máximo da tensão no capacitor da saída

$\Delta V_{Co} := \frac{\Delta I_{Lo}}{16 \cdot f_s \cdot C_o}$ $\Delta V_{Co} = 0.405\text{V}$

$V_{Com\acute{a}x} := V_o + \frac{\Delta V_{Co}}{2}$ $V_{Com\acute{a}x} = 48.202\text{V}$

Valor máximo, média e eficaz da corrente nos diodos de saída

$I_{Dom\acute{a}x} := I_{Lom\acute{a}x}$ $I_{Dom\acute{a}x} = 5.593\text{A}$

$I_{Dom\acute{e}d} := \frac{I_o}{2}$ $I_{Dom\acute{e}d} = 2.63\text{A}$

$I_{Doef} := \sqrt{\left[(1 + 2D) \cdot \left(\frac{I_o^2}{4} + \frac{\Delta I_{Lo}^2}{48} \right) \right]}$ $I_{Doef} = 3.43\text{A}$

Valor máximo da tensão nos diodos da saída

$$V_{Dom\acute{a}x} := 2 \cdot \frac{V_{cmin}}{n_p} \quad V_{Dom\acute{a}x} = 137.5 \text{ V}$$

Valor máximo, médio e eficaz da corrente nas chaves

$$I_{Sm\acute{a}x} := \frac{I_{Lom\acute{a}x}}{n_p} \quad I_{Sm\acute{a}x} = 1.395 \text{ A}$$

$$I_{Sm\acute{i}n} := \frac{I_{Lomin}}{n_p} \quad I_{Sm\acute{i}n} = 1.23 \text{ A}$$

$$I_{Sm\acute{e}d} := D \cdot \frac{I_o}{n_p} \quad I_{Sm\acute{e}d} = 0.458 \text{ A}$$

$$I_{Sef} := \sqrt{\frac{D}{n_p} \cdot \left(I_o^2 + \frac{\Delta I_{Lo}^2}{12} \right)} \quad I_{Sef} = 0.776 \text{ A}$$

Valor máximo da tensão nas chaves

$$V_{Sm\acute{a}x} := 2 \cdot V_{cmin} \quad V_{Sm\acute{a}x} = 550 \text{ V}$$

Corrente máxima, média e eficaz no secundário do transformador

$$I_{Secm\acute{a}x} := I_{Dom\acute{a}x} \quad I_{Secm\acute{a}x} = 5.582 \text{ A}$$

$$I_{Secm\acute{e}d} := I_{Dom\acute{e}d} \quad I_{Secm\acute{e}d} = 2.625 \text{ A}$$

$$I_{Sec\acute{e}f} := I_{Doef} \quad I_{Sec\acute{e}f} = 3.423 \text{ A}$$

Valor máximo da tensão no secundário do transformador

$$V_{Secm\acute{a}x} := 2 \cdot \frac{V_{cmin}}{n_p} \quad V_{Secm\acute{a}x} = 137.5 \text{ V}$$

Valor máximo, médio e eficaz da corrente no primário do transformador

$$I_{Pm\acute{a}x} := I_{Sm\acute{a}x} \quad I_{Pm\acute{a}x} = 1.395 \text{ A}$$

$$I_{Pm\acute{e}d} := I_{Sm\acute{e}d} \quad I_{Pm\acute{e}d} = 0.458 \text{ A}$$

$$I_{P\acute{e}f} := I_{Sef} \quad I_{P\acute{e}f} = 0.776 \text{ A}$$

Valor máximo de tensão no enrolamento primário

$$V_{Pm\acute{a}x} := V_{cmin} \quad V_{Pm\acute{a}x} = 275 \text{ V}$$

APÊNDICE C – ESPECIFICAÇÃO DOS DIODOS RETIFICADORES

Nos diodos retificadores, não há comutação em alta frequência, portanto as perdas por comutação podem ser desprezadas.

$$I_{Def} = 2.269A$$

$$I_{Dmed} = 0.474A$$

$$I_{Dpk} = 21.727A$$

$$V_{Dm\acute{a}x} = 326.7V$$

Componente escolhido: **1N5406** encapsulamento DO201

$$I_{surge_1N5406} := 200A$$

$$V_{D1N5406} := 1.2V$$

$$R_{thja1N5406} := 20$$

Linearização da curva IxV do datasheet para o pior caso 150°C:

$$v_1 := 1 \quad i_1 := 10.3$$

$$v_2 := 0.8 \quad i_2 := 0.8$$

$$R_{Dret} := \left(\frac{v_1 - v_2}{i_1 - i_2} \right) \Omega \quad R_{Dret} = 0.021\Omega$$

$$P_{Dcondu\c{c}\tilde{a}o} := V_{D1N5406} I_{Dmed} + R_{Dret} I_{Def}^2$$

$$P_{D1N5406} := P_{Dcondu\c{c}\tilde{a}o} = 0.677W$$

Cálculo Térmico:

$$T_{op} := 50\% \cdot 150 = 75$$

$$T_{amb} := 40$$

$$R_{thm\acute{a}x} := \frac{(T_{op} - T_{amb}) \cdot W}{P_{Dcondu\c{c}\tilde{a}o}}$$

$$R_{thm\acute{a}x} = 51.677$$

$R_{thm\acute{a}x}$ admissível é maior que a R_{thja} fornecida pelo fabricante, logo é necessário utilizar dissipador

$$T_{opreal} := R_{thja1N5406} \frac{P_{Dcondu\c{c}\tilde{a}o}}{W} + T_{amb}$$

$$T_{opreal} = 53.546$$

APÊNDICE D – ESPECIFICAÇÃO DOS DIODOS DE SAÍDA

Recomenda-se o uso de diodos ultra-rápidos

$$I_{\text{Doef}} = 3.43 \text{ A}$$

$$I_{\text{Doméd}} = 2.63 \text{ A}$$

$$I_{\text{Domáx}} = 5.593 \text{ A}$$

$$V_{\text{Domáx}} = 137.5 \text{ V}$$

Componente escolhido MUR 1530: encapsulamento TO220A

$$t_{\text{rr}} := 50 \text{ ns}$$

$$V_{\text{DMUR1530}} := 1.25 \text{ V}$$

$$I_{\text{FSM}} := 200 \text{ A}$$

$$I_{\text{RM}} := 500 \mu\text{A}$$

$$V_{\text{RRM}} := 300 \text{ V}$$

$$I_{\text{F}} := 15 \text{ A}$$

Perdas por Comutação:

$$\text{derivada}_{\text{calculada}} := \frac{V_{\text{Secmáx}}}{L_{\text{o}}} = 1.01 \times 10^6 \frac{\text{A}}{\text{s}} \quad Q_{\text{rr}} := t_{\text{rr}} \cdot \frac{2 \cdot \text{derivada}_{\text{calculada}}}{3} = 841.667 \cdot \text{pC}$$

$$P_{\text{Docom}} := 2Q_{\text{rr}} \cdot V_{\text{Domáx}} \cdot f_{\text{s}}$$

$$P_{\text{Docom}} = 18.517 \cdot \text{mW}$$

Perdas por Condução

Linearização da curva IxV do datasheet para o pior caso 175°C:

$$v_3 := 0.8 \quad i_3 := 20$$

$$v_4 := 0.5 \quad i_4 := 2$$

$$R_{\text{Do}} := \left(\frac{v_3 - v_4}{i_3 - i_4} \right) \Omega \quad R_{\text{Do}} = 0.017 \Omega$$

$$P_{\text{Docond}} := V_{\text{DMUR1530}} I_{\text{Doméd}} + R_{\text{Do}} I_{\text{Doef}}^2 = 3.484 \text{ W}$$

Perdas Totais por diodo

$$P_{\text{TDo}} := P_{\text{Docond}} + P_{\text{Docom}} = 3.502 \text{ W}$$

Cálculo Térmico dos diodos da saída principal:

$$R_{\text{thjado}} := 73$$

$$T_{\text{opDo}} := 50\% \cdot 175 = 87.5$$

$$R_{\text{thjcd}} := 1.5$$

$$R_{\text{thmáxdo}} := \frac{(T_{\text{opDo}} - T_{\text{amb}}) \cdot \text{W}}{P_{\text{TDo}}}$$

$$R_{\text{thcd}} := 2.5 \quad \text{c/pasta térmica e isolador mica}$$

$$R_{\text{thddomáx}} := R_{\text{thmáxdo}} - R_{\text{thjcd}} - R_{\text{thcd}}$$

$$R_{\text{thmáxdo}} = 13.562$$

$$R_{\text{thddomáx}} = 9.562$$

Se $R_{\text{thmáx}} > R_{\text{thja}}$ não precisa de dissipador. Neste caso precisa de dissipador.

---> Dimensionamento um dissipador por componente

Deseja-se um dissipador com $R_{\text{Diss}} < R_{\text{thddomáx}}$, logo escolhe-se o dissipador

HS4225, com $R_{\text{thD}} = 4,39 \text{ W}/^\circ\text{C}/4''$

$$R_{\text{hs}} := 4.39$$

$$\lambda_{\text{correção}} := 1.59 \quad \text{Dissipador com 40mm de comprimento}$$

$$R_{\text{thddo}} := R_{\text{hs}} \cdot \lambda_{\text{correção}} = 6.98$$

$$T_{\text{oprealdo}} := T_{\text{amb}} + \frac{P_{\text{TDo}}}{\text{W}} \cdot (R_{\text{thddo}} + R_{\text{thjcd}} + R_{\text{thcd}})$$

$$T_{\text{oprealdo}} = 78.456$$

APÊNDICE E – ESPECIFICAÇÃO DO CAPACITOR DE FILTRAGEM

$$I_{Cef} = 3.215 \text{ A}$$

$$C_{eq} = 740 \cdot \mu\text{F}$$

$$V_{cmin} = 275 \text{ V}$$

$$V_{DCmin} := 2 \cdot [(\sqrt{2}) \cdot V_{ac_m\acute{a}x}] = 653.367 \text{ V} \quad I_{CefComercial} > I_{Cef}$$

Componente escolhido: 2 x B43303-A0687-M90 680u/400V em //

$$I_{AC_100Hz} := 4.05 \cdot (2) \text{ A} = 8.1 \text{ A}$$

$$C_{eq} := 2 \cdot 680 \mu\text{F} = 0.00136 \text{ F}$$

$$\alpha_{corre\c{c}ao} := 1.9$$

$$I_{efCB43303} := I_{AC_100Hz} \cdot \alpha_{corre\c{c}ao} = 15.39 \text{ A}$$

$$RSE_{m\acute{a}x} := 0.250 \Omega \quad \beta_{corre\c{c}ao} := 1.2$$

$$RSE_{eqB43303} := \frac{(RSE_{m\acute{a}x} \cdot \beta_{corre\c{c}ao})}{2} = 0.15 \Omega$$

$$Perdas_{B43303} := (RSE_{eqB43303} \cdot I_{Cef}^2) = 1.55 \text{ W}$$

APÊNDICE F – ESPECIFICAÇÃO DO CAPACITOR DE SAÍDA

Componente escolhido: 2x Vishay MAL2021 29108E3 1uF/100V

$$I_{AC_{100Hz}} := 14\text{mA}$$

$$\alpha_{\text{correção}} := 1.4$$

$$I_{\text{efCB41858}} := I_{AC_{100Hz}} \alpha_{\text{correção}} = 19.6\text{mA} \quad C_{B43858} := 2 \cdot 1\mu\text{F} = 2\mu\text{F}$$

$$\tan\delta := 0.08$$

$$RSE_{\text{máx}} := \frac{\tan\delta}{2\pi f_s \cdot C_{B43858}} = 0.08\Omega$$

$$\text{Perdas}_C := \left(\frac{RSE_{\text{máx}}}{2} \cdot I_{\text{Coef}} \right)^2 = 1.467\text{mW}$$

$$I_{\text{Coef}} = 0.192\text{A} \quad C_o = 1.284\mu\text{F}$$

$$V_{Co1_{\text{máx}}} := V_o + \frac{\Delta V_{Comáx}}{2} = 48.24\text{V}$$

$$V_{DC_{\text{máx}}} := 2 \cdot V_o = 96\text{V}$$

APÊNDICE G – ESPECIFICAÇÃO DOS MOSFETS

$$I_{Sef} = 0.778 \text{ A} \quad V_{Sm\acute{a}x} = 550 \text{ V} \quad I_{Sm\acute{a}x} = 1.398 \text{ A} \quad T_{amb} := 40$$

Componente escolhido: MOSFET 24N60C3 encapsulamento TO220A

$$R_{dson} := 0.16 \Omega \quad g_{mos} := \frac{21.5}{\Omega} \quad V_{dmos} := 650 \text{ V} \quad I_{Dmos} := 24.3 \text{ A}$$

Cálculo de Perdas

Perdas por condução:

$$P_{cond.mos} := R_{dson} \cdot I_{Sef}^2 = 96.729 \text{ mW}$$

Perdas por comutação:

$$t_{r_mos} := 21 \text{ ns} \quad t_{f_mos} := 14 \text{ ns}$$

$$P_{comut\acute{a}o.mos} := \frac{1}{4} \cdot V_{Sm\acute{a}x} \cdot I_{Sm\acute{a}x} \cdot (t_{r_mos} + t_{f_mos}) \cdot f_s = 538.323 \text{ mW}$$

$$P_{Tmos} := P_{comut\acute{a}o.mos} + P_{cond.mos} = 0.635 \text{ W}$$

Cálculo Térmico do Mosfet:

$$\begin{aligned}
 R_{thjamos} &:= 62 \\
 T_{opmos} &:= 50\% \cdot 150 = 75 \\
 R_{thjemos} &:= 0.52 \\
 R_{thcdmos} &:= 2.5 \quad \text{c/pasta térmica e isolador de mica} \\
 R_{thm\acute{a}xmos} &:= \frac{(T_{opmos} - T_{amb}) \cdot W}{P_{Tmos}} \\
 R_{thm\acute{a}xmos} &= 55.114
 \end{aligned}$$

Resistência térmica máxima admissível é menor que a resistência térmica junção ambiente fornecida pelo fabricante, portanto é necessário utilizar dissipador.

--->Dimensionamento um único dissipador para o par

$$T_{Dissmos} := T_{opmos} - \frac{2 \cdot P_{Tmos}}{W} \cdot \frac{1}{\frac{1}{(R_{thjmos} + R_{thcdmos})} + \frac{1}{(R_{thjmos} + R_{thcdmos})}}$$

$$T_{Dissmos} = 73.082$$

$$R_{thdmosm\acute{a}x} := \frac{(T_{Dissmos} - T_{amb}) \cdot W}{2 \cdot P_{Tmos}} \quad R_{thdmosm\acute{a}x} = 26.047$$

De acordo com o catálogo da HS dissipadores escolheu-se o dissipador HS4225/4,39°C/W/4" com 40mm

$$R_{HS} := 4.39 \quad \lambda_{corre\acute{c}o\tilde{a}o} := 1.59$$

$$R_{HS.corrigido} := R_{HS} \cdot \lambda_{corre\acute{c}o\tilde{a}o} = 6.98$$

$$T_D := 2P_{Tmos} \cdot \frac{R_{HS.corrigido}}{W} + T_{amb} = 48.865$$

$$T_{op.real.mos} := T_D + \frac{P_{Tmos}}{W} \cdot (R_{thjmos} + R_{thcdmos}) = 50.783$$

APÊNDICE H – ESPECIFICAÇÃO DO INDUTOR DE SAÍDA

Efeito Skin

$$\Delta := \frac{7.5 \cdot \sqrt{\text{Hz}}}{\sqrt{f_s}} \text{ cm}$$

$$\Delta = 0.026517 \text{ cm}$$

$$D_{\text{máx}} := 2 \cdot \Delta$$

$$D_{\text{máx}} = 0.53033 \text{ mm}$$

De acordo com o critério do efeito skin, pode-se utilizar qualquer tipo de fio com diâmetro de cobre menor que D_{skin} .

Máxima densidade de campo magnético

$$B_{\text{máx}} := 0.3 \text{ T}$$

Densidade de Corrente

$$J_{\text{máx}} := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Fator de utilização K_w

$$K_w := 0.7$$

Produto $A_e A_w$

$$A_e A_w L_o := \frac{I_{\text{Loef}} \cdot I_{\text{Lomáx}} \cdot L_o}{B_{\text{máx}} \cdot J_{\text{máx}} \cdot K_w}$$

$$A_e A_w L_o = 0.424 \text{ cm}^4$$

Escolhido núcleo Thorton E-30/14, $A_e A_w = 1.2 \text{ cm}^4$

$$A_{eL_o} := 1.2 \text{ cm}^2 \quad l_{\text{me}L_o} := 6.7 \text{ cm}$$

$$A_{wL_o} := 0.85 \text{ cm}^2 \quad V_{eL_o} := 8 \text{ cm}^3$$

Garantir que o produto $A_e A_w$ do núcleo escolhido seja maior que o produto calculado.

$$A_{eL_o} \cdot A_{wL_o} = 1.02 \text{ cm}^4$$

Número de espiras no indutor L_o

$$N_{L_o} := \frac{L_o \cdot I_{\text{Lomáx}}}{B_{\text{máx}} \cdot A_{eL_o}}$$

$$N_{L_o} = 21.151$$

$$N_{L_o}^{\text{ceil}} := \text{ceil}(N_{L_o})$$

$$N_{L_o} = 22$$

Entreferro do indutor L_o

$$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$$

$$\delta_{L_o} := \frac{N_{L_o}^2 \cdot \mu_o \cdot A_{eL_o}}{L_o}$$

$$\delta_{L_o} = 0.536 \text{ mm}$$

Bitola mínima do condutor de L_o

$$S_{L_o \text{min}} := \frac{I_{\text{Loef}}}{J_{\text{máx}}}$$

$$S_{L_o \text{min}} = 0.011698 \text{ cm}^2$$

Portanto é necessário um condutor com área de cobre maior que S_{L_o}

$$D_{\text{mín}} := 2 \sqrt{\frac{S_{L_o \text{min}}}{\pi}} = 1.22 \text{ mm}$$

Pela tabela de condutores, escolhe-se o AWG15

Área de cobre = 0,026243 cm²

Área de cobre

$$S_{L_o} := 0.016504 \text{ cm}^2$$

Área com isolamento

$$S_{L_o \text{isolamento}} := 0.019021 \text{ cm}^2$$

Número de condutores em paralelo

$$n_{L_o} := \frac{S_{L_o \text{min}}}{S_{L_o}}$$

$$n_{L_o} = 0.709 \quad n_{L_o}^{\text{ceil}} := \text{ceil}(n_{L_o})$$

$$n_{L_o} = 1$$

$$\rho_{\text{fio_AWG15}} := 0.00014 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

$$l_{\text{meLo}} = 6.7 \cdot \text{cm}$$

Perdas no Cobre:

$$R_{\text{cobreLo}} := \rho_{\text{fio_AWG15}} \cdot l_{\text{meLo}} \cdot \frac{N_{\text{Lo}}}{n_{\text{Lo}}}$$

$$R_{\text{cobreLo}} = 0.021 \Omega$$

$$P_{\text{cobreLo}} := R_{\text{cobreLo}} \cdot I_{\text{Loef}}^2$$

$$P_{\text{cobreLo}} = 0.572 \cdot \text{W}$$

Perdas no Núcleo:

$$V_{\text{eLo}} = 8 \cdot \text{cm}^3 \quad K_h := 4 \cdot 10^{-5} \text{ s} \quad K_f := 4 \cdot 10^{-10} \text{ s}^2$$

$$\Delta B_{\text{Lo}} := B_{\text{max}} \cdot \frac{\Delta I_{\text{Lo}}}{I_{\text{Lomax}}}$$

$$\Delta B_{\text{Lo}} = 0.03568 \text{ T}$$

$$P_{\text{núcleo}} := \Delta B_{\text{Lo}}^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_{\text{eLo}}$$

$$P_{\text{núcleo.Lo}} := 0.03568^{2.4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 80000 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot 80000^2) \cdot 9 \cdot (1 \text{ W}) \cdot P_{\text{núcleo.Lo}} = 0.0174 \text{ W}$$

Perdas Totais no Indutor:

$$P_{\text{perdasLo}} := P_{\text{cobreLo}} + P_{\text{núcleo.Lo}}$$

$$P_{\text{perdasLo}} = 0.589 \text{ W}$$

$$R_{\text{thnúcleoLo}} := 23 (A_{\text{eLo}} \cdot A_{\text{wLo}})^{-0.37}$$

$$A_{\text{eLo}} \cdot A_{\text{wLo}} = 1.02 \cdot \text{cm}^4$$

$$R_{\text{thnúcleoLo}} := \lceil 23 (2.842)^{-0.37} \rceil$$

$$R_{\text{thnúcleoLo}} = 15.627$$

$$\Delta T_{\text{Lo}} := (P_{\text{cobreLo}} + P_{\text{núcleo.Lo}}) \cdot \frac{R_{\text{thnúcleoLo}}}{\text{W}}$$

$$\Delta T_{\text{Lo}} = 9.208$$

$$T_{\text{opLo}} := T_{\text{amb}} + \Delta T_{\text{Lo}}$$

$$T_{\text{opLo}} = 49.208$$

Possibilidade de execução:

$$A_{\text{wminLo}} := \frac{N_{\text{Lo}} \cdot n_{\text{Lo}} \cdot S_{\text{LoIsolamento}}}{K_{\text{w}}}$$

$$A_{\text{wminLo}} = 0.598 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{Exec}_{\text{Lo}} := \frac{A_{\text{wminLo}}}{A_{\text{wLo}}}$$

$$\text{Exec}_{\text{Lo}} = 0.703$$

Tamanho Condutor

$$F_{\text{ioLi}} := N_{\text{Lo}} \cdot l_{\text{meLo}}$$

$$F_{\text{ioLi}} = 1.474 \cdot \text{m}$$

Densidade de Corrente no condutor

$$J_{\text{Lo}} := \frac{N_{\text{Lo}} \cdot I_{\text{Loef}}}{A_{\text{wLo}}}$$

$$J_{\text{Lo}} = 136.243 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

APÊNDICE I – ESPECIFICAÇÃO DO TRANSFORMADOR

Produto AeAw

$$B_{\max T} := 0.23T$$

$$K_{pt} := 0.4$$

$$K_{wt} := 0.4$$

$$AeAw_T := \frac{1.2 \cdot P_o}{2B_{\max T}^2 \cdot f_s \cdot K_{pt} \cdot K_{wt} \cdot I_{\max}^2 \eta}$$

$$AeAw_T = 0.60188 \cdot \text{cm}^4$$

Escolhido núcleo E-42/20, AeAw = 3,77 cm⁴

$$A_{e_T} := 2.4 \cdot \text{cm}^2$$

$$A_{w_T} := 1.57 \cdot \text{cm}^2$$

$$L_{me_T} := 10.5 \text{cm}$$

$$V_T := 23.30 \text{cm}^3$$

Número de espiras no primário

$$A_{e_T} \cdot A_{w_T} = 3.768 \cdot \text{cm}^4$$

$$N_{pv} := \frac{V_{c\min}}{2 \cdot f_s^2 \cdot B_{\max T} \cdot A_{e_T}}$$

$$N_p = 15.568$$

$$N_{pv} := \text{ceil}(N_p)$$

$$N_p = 16$$

Bitola mínima do condutor do primário

$$S_p := \frac{I_{Pef}}{J_{\max}}$$

$$I_{Pef} = 0.778 \text{A}$$

$$S_p = 0.001728 \cdot \text{cm}^2$$

Portanto é necessário um condutor com área de cobre maior que S_p

Bitola mínima do condutor do secundário

$$S_s := \frac{I_{Sec\text{ef}}}{J_{\max}}$$

$$I_{Sec\text{ef}} = 3.43 \text{A}$$

$$S_s = 0.007622 \cdot \text{cm}^2$$

Portanto é necessário um condutor com área de cobre maior que S_s

.-> Primário do transformador

Pela tabela de condutores, escolhemos o AWG28
Área de cobre = 0,00081 cm²

Área de cobre

Área com isolamento

$$S_{AWG28_Cu} := 0.00081 \text{cm}^2$$

$$S_{AWG28_Isolamento} := 0.001083 \text{cm}^2$$

Número de condutores em paralelo

$$n_{pp} := \frac{S_p}{S_{AWG28_Cu}}$$

$$n_{pp} = 2.133$$

$$n_{pv} := \text{ceil}(n_{pp})$$

$$n_{pp} = 3$$

$$\rho_{\text{fio_AWG28}} := 0.002845 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

$$L_{me_T} = 10.5 \text{cm}$$

Perdas no Cobre:

$$R_{\text{cobre_p}} := \rho_{\text{fio_AWG28}} \cdot L_{me_T} \cdot \frac{N_p}{n_{pp}}$$

$$R_{\text{cobre_p}} = 0.159 \Omega$$

$$P_{\text{cobre}_p} := R_{\text{cobre}_p} \cdot I_{\text{Pef}}^2 \quad P_{\text{cobre}_p} = 0.096 \cdot \text{W}$$

Tamanho rabicho

$$F_{iOp} := N_p \cdot L_{\text{me}_T} \quad F_{iOp} = 1.68 \cdot \text{m}$$

Densidade de corrente real no cabo

$$J_{Lp} := \frac{N_p \cdot I_{\text{Pef}}}{A_{w_T}} \quad I_{\text{Pef}} = 0.778 \text{ A} \quad J_{Lp} = 7.924 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

.-> Secundário do transformador

Pela tabela de condutores, escolhemos o AWG24
 Área de cobre = 0,002047 cm²

Área de cobre

$$S_{\text{AWG24}_Cu} := 0.002047 \text{ cm}^2$$

Área com isolamento

$$S_{\text{AWG24}_\text{Isolamento}} := 0.002586 \text{ cm}^2$$

Número de condutores em paralelo

$$n_{Ps} := \frac{S_s}{S_{\text{AWG24}_Cu}} \quad n_{Ps} = 3.723$$

$$n_{Ps} := \text{ceil}(n_{Ps}) \quad n_{Ps} = 4$$

$$\rho_{\text{fio_AWG24}} := 0.001125 \frac{\Omega}{\text{cm}} \quad L_{\text{me}_T} = 10.5 \cdot \text{cm}$$

Perdas no Cobre:

$$R_{\text{cobre}_s} := \rho_{\text{fio_AWG24}} \cdot L_{\text{me}_T} \cdot \frac{N_s}{n_{Ps}} \quad R_{\text{cobre}_s} = 0.012 \Omega$$

$$P_{\text{cobre}_s} := R_{\text{cobre}_s} \cdot I_{\text{Secsf}}^2 \quad P_{\text{cobre}_s} = 0.139 \cdot \text{W}$$

Tamanho rabicho

$$F_{iOs} := N_s \cdot L_{\text{me}_T} \quad F_{iOs} = 1.68 \cdot \text{m}$$

Densidade de corrente real no cabo

$$J_{Ls} := \frac{N_s \cdot I_{\text{Secsf}}}{A_{w_T}} \quad J_{Ls} = 8.738 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Possibilidade de execução

$$A_{w_{\text{minT}}} := \frac{2N_p \cdot n_{Pp} \cdot S_{\text{AWG28}_\text{Isolamento}}}{K_w} + \frac{2N_s \cdot n_{Ps} \cdot S_{\text{AWG24}_\text{Isolamento}}}{K_w}$$

$$A_{w_{\text{minT}}} = 0.267 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{ExecT} := \frac{A_{w_{\text{minT}}}}{A_{w_T}} \quad \text{ExecT} = 0.17$$

Perdas no Núcleo:

$$V_{\text{núcleo}} := 23.30 \text{ cm}^3 \quad K_h := 4 \cdot 10^{-5} \text{ s} \quad K_f := 4 \cdot 10^{-10} \text{ s}^2$$

$$\Delta B_1 := 2B_{\text{max}} \left(\frac{\Delta I_{Lo}}{I_{\text{Secmáx}}} \right) = 0.071 \text{ T} \quad \Delta I_{Lo} = 0.665 \text{ A}$$

$$I_{\text{Secmáx}} = 5.593 \text{ A}$$

$$P_{\text{núcleo}} := \Delta B_1^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) V_{\text{núcleo}}$$

$$P_{\text{núcleo}_T} := (0.071)^{2.4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 80000 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot 80000^2) 23.30 \cdot (1 \text{ W})$$

$$P_{\text{núcleo}_T} = 0.23485 \text{ W}$$

$$R_{\text{th_núcleo}} := 23 (A_e \cdot A_w)^{-0.37} \quad A_e \cdot A_w = 3.768 \cdot \text{cm}^4$$

$$R_{\text{th_núcleo}_T} := [23 (3.768)^{-0.37}] \quad R_{\text{th_núcleo}_T} = 14.079$$

$$\Delta T_T := (P_{\text{cobre}_p} + P_{\text{cobre}_s} + P_{\text{núcleo}_T}) \cdot \frac{R_{\text{th_núcleo}_T}}{W} \quad \Delta T_T = 6.619$$

$$T_{\text{operação}_T} := T_{\text{amb}} + \Delta T_T \quad T_{\text{operação}_T} = 46.619$$

APÊNDICE J – PROJETO DE CONTROLE - ACMC

I - Parâmetros do Conversor Push-Pull

$$V_o = 48V \quad C_o = 1.284\mu F \quad P_o = 252.5W \quad R_o = 9.125\Omega$$

$$V_{cmin} = 275V \quad L_o = 136.139\mu H \quad f_s = 80\text{-kHz} \quad D = 0.349$$

II - Função de Transferência da Planta

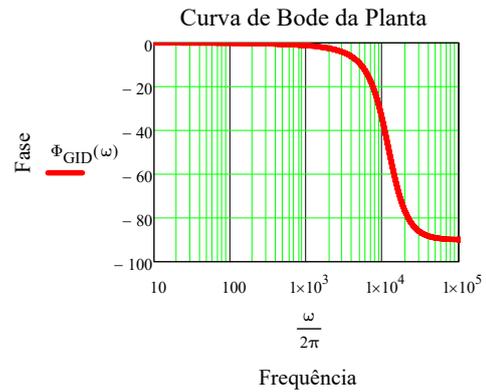
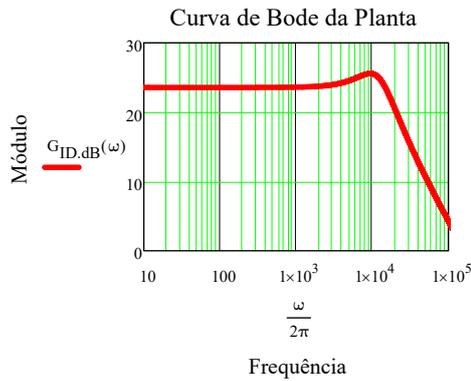
$$\omega := 1,10 \cdot 10^6 \quad j := \sqrt{-1}$$

- Malha de Corrente (I_o/D)

$$G_{ID}(\omega) := \frac{2 \cdot n_p \cdot \frac{V_{cmin}}{V} \left(\frac{j \cdot \omega}{\frac{L_o}{H}} + \frac{1}{\frac{L_o}{H} \cdot \frac{C_o}{F} + \frac{R_o}{\Omega}} \right)}{\left((j \cdot \omega)^2 + \frac{1}{\frac{R_o}{\Omega} \cdot \frac{C_o}{F}} (j \cdot \omega) + \frac{1}{\frac{L_o}{H} \cdot \frac{C_o}{F}} \right)}$$

$$G_{ID,dB}(\omega) := 20 \cdot \log(|G_{ID}(\omega)|) \quad \text{Módulo da Planta}$$

$$\Phi_{GID}(\omega) := \arg(G_{ID}(\omega)) \cdot \frac{180}{\pi} \quad \text{Fase da planta (em graus)}$$

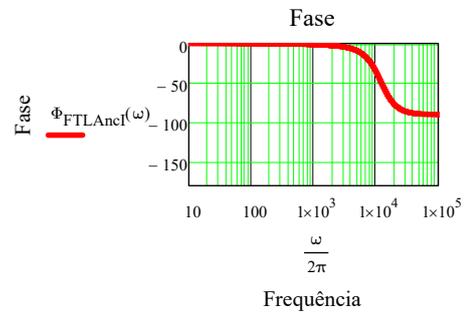
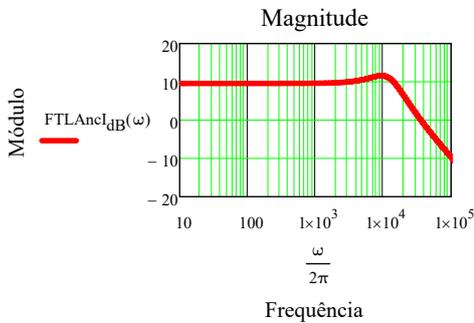


III - ACMC - Função de Transferência de Laço Aberto Não Compensada

$$k_{sensorI} := \frac{1}{5} \quad V_{ptri} := 1 \quad k_{pwm} := \frac{1}{V_{ptri}} = 1$$

$$FTLA_{ncl}(\omega) := G_{ID}(\omega) \cdot k_{sensorI} \cdot k_{pwm}$$

$$FTLA_{ncl,dB}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{ncl}(\omega)|) \quad \Phi_{FTLA_{ncl}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{ncl}(\omega))$$



IV - ACMC - O CONTROLADOR PI DA MALHA DE CORRENTE

$$C(s) = \frac{k_c \cdot (j \cdot \omega + \omega_z)}{j \cdot \omega} \quad \omega_z = 2\pi f_z$$

Resolver a equação característica do sistema

$$FTLA_{ncT}(\omega) \cdot C(s) + 1 = 0$$

$$M_{\phi I} := 100 \cdot \frac{\pi}{180} = 1.745$$

Define-se margem de fase em graus

$$\omega_{cI} := 8 \times 10^3 \cdot (2 \cdot \pi) = 5.026548 \times 10^4$$

Define-se frequência de cruzamento da malha de corrente, em Hz, uma década abaixo de Fs

Resolve-se a equação de fase do sistema.

$$\omega_{zI} := \frac{\omega_{cI}}{\tan\left(M_{\phi I} - \frac{\pi}{2} - \arg(FTLA_{ncI}(\omega_{cI}))\right)} = 77888 \quad \text{em rad/s}$$

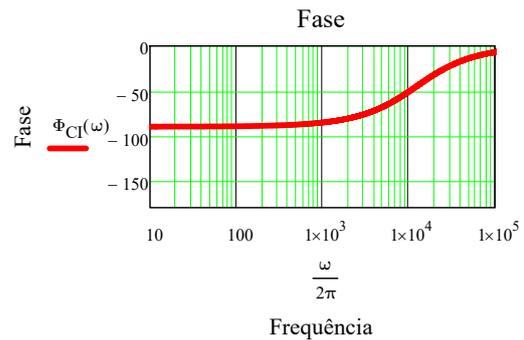
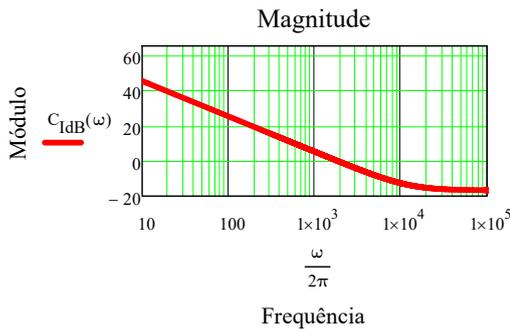
$$\tau_{zI} := \frac{1}{\omega_{zI}} = 0.00001284$$

Constante de tempo a ser adicionada no bloco PI do PSIM

Resolve-se a equação de módulo do sistema.

$$k_{cI} := \frac{\omega_{cI}}{\sqrt{\omega_{zI}^2 + \omega_{cI}^2} \cdot |FTLA_{ncI}(\omega_{cI})|} = 0.14493 \quad \text{Constante de ganho no bloco PI do PSIM}$$

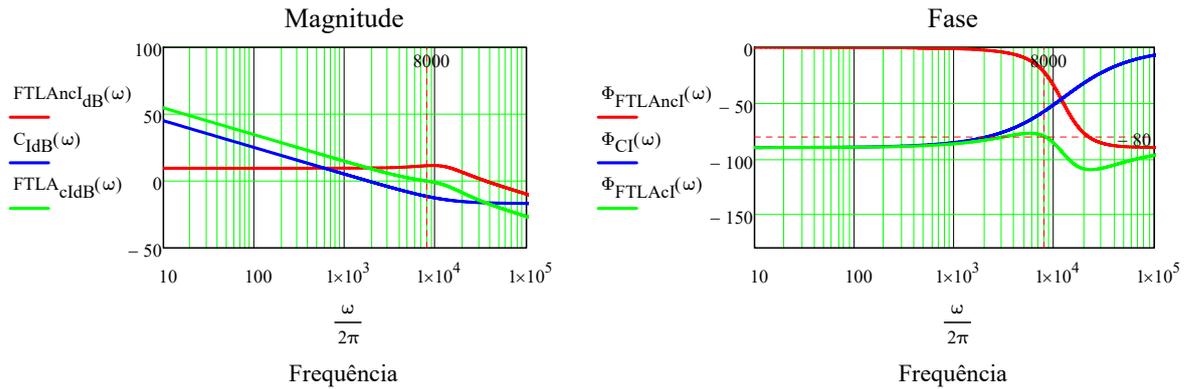
$$C_I(\omega) := \frac{k_{cI} \cdot (j \cdot \omega + \omega_{zI})}{j \cdot \omega} \quad C_{IdB}(\omega) := 20 \cdot \log(|C_I(\omega)|) \quad \Phi_{C_I}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(C_I(\omega))$$



V - ACMC - Função de Transferência de Laço Aberto Compensada

$$FTLA_{cI}(\omega) := FTLA_{ncI}(\omega) \cdot C_I(\omega)$$

$$FTLA_{cIdB}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{cI}(\omega)|) \quad \Phi_{FTLA_{cI}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{cI}(\omega))$$

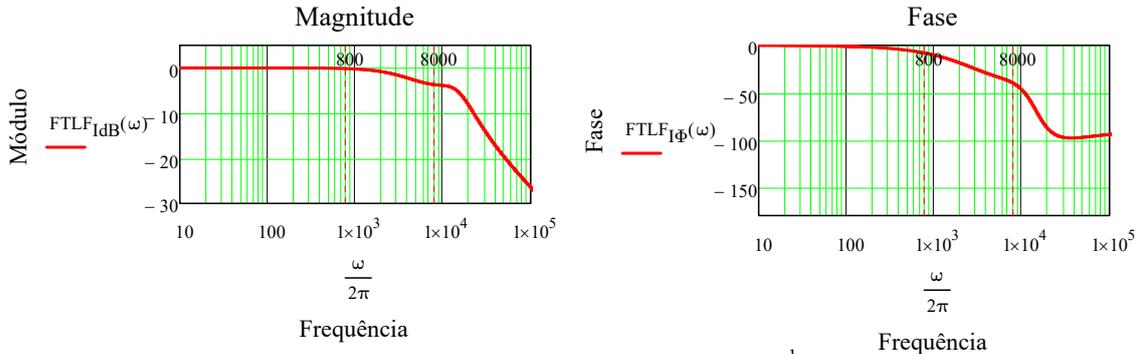


V-a) Teste de sanidade:

$\omega_{cI} = 5.027 \times 10^4$ $FTLA_{cIdB}(\omega_{cI}) = 0$ $M_{\Phi I} := 180 + \Phi_{FTLA_{cI}}(\omega_{cI}) = 100$

VI - ACMC - SISTEMA COMPENSADO EM LAÇO FECHADO MALHA DE CORRENTE

$FTLF_I(\omega) := \frac{FTLA_{cI}(\omega)}{1 + FTLA_{cI}(\omega)}$ $FTLF_{IdB}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLF_I(\omega)|)$ $FTLF_{I\Phi}(\omega) := \arg(FTLF_I(\omega)) \cdot \frac{180}{\pi}$

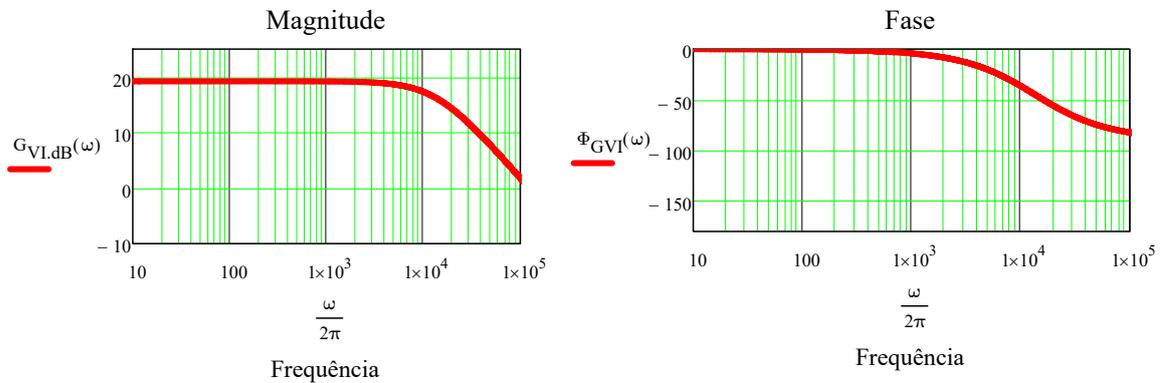


VII - Função de Transferência da Planta

$\omega := 1, 10 \dots 10^6$ $j := \sqrt{-1}$
 - Malha de Tensão (V_o/I_o)

$G_{VI,dB}(\omega) := 20 \cdot \log(|G_{VI}(\omega)|)$

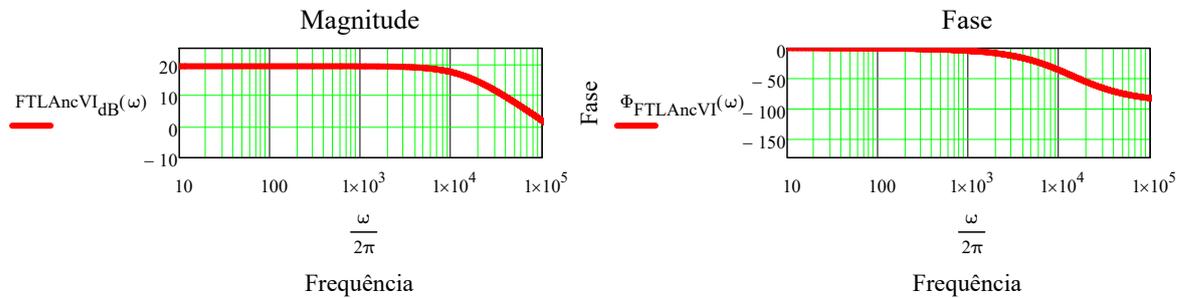
$G_{VI}(\omega) := \frac{1}{\frac{C_o}{F}}$
 $\left[(j \cdot \omega) + \frac{1}{\frac{R_o \cdot C_o}{\Omega \cdot F}} \right]$
 $\Phi_{GVI}(\omega) := \arg(G_{VI}(\omega)) \cdot \frac{180}{\pi}$



VIII - ACMC - Função de Transferência de Laço Aberto Não Compensada

$$k_{\text{sensorV}} := \frac{1}{5} \quad k_{\text{sensorI}} = 0.2 \quad \text{FTLA}_{\text{ncVI}}(\omega) := G_{\text{VI}}(\omega) \cdot k_{\text{sensorV}} \cdot \frac{1}{k_{\text{sensorI}}}$$

$$\text{FTLAncVI}_{\text{dB}}(\omega) := 20 \cdot \log(|\text{FTLA}_{\text{ncVI}}(\omega)|) \quad \Phi_{\text{FTLAncVI}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(\text{FTLA}_{\text{ncVI}}(\omega))$$



IV - ACMC - O CONTROLADOR PI DA MALHA DE TENSÃO

$$C(s) = \frac{k_c \cdot (j \cdot \omega + \omega_z)}{j \cdot \omega} \quad \omega_z = 2\pi f_z$$

Resolver a equação característica do sistema

$$\text{FTLA}_{\text{ncT}}(\omega) \cdot C(s) + 1 = 0$$

Define-se margem de fase em graus

$$M_{\phi V} := 100 \cdot \frac{\pi}{180} = 1.745$$

Define-se frequência de cruzamento da malha de corrente, em Hz, duas década abaixo de f_s

$$\omega_{cV} := 8 \times 10^2 \cdot (2 \cdot \pi) = 5027$$

Resolve-se a equação de fase do sistema.

$$\omega_{zV} := \frac{\omega_{cV}}{\tan\left(M_{\phi V} - \frac{\pi}{2} - \arg(\text{FTLA}_{\text{ncVI}}(\omega_{cV}))\right)} = 21147 \quad \text{em rad/s}$$

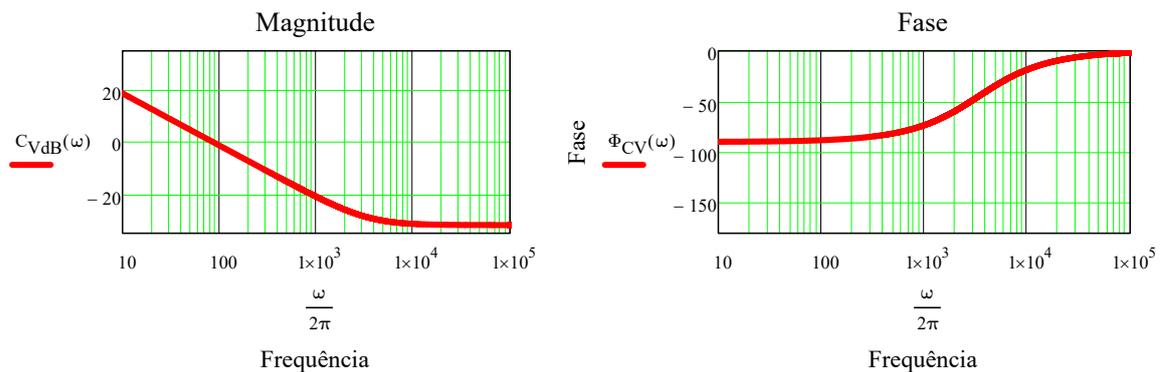
$$\tau_{zV} := \frac{1}{\omega_{zV}} = 0.00004729$$

Constante de tempo a ser adicionada no bloco PI do PSIM

Resolve-se a equação de módulo do sistema.

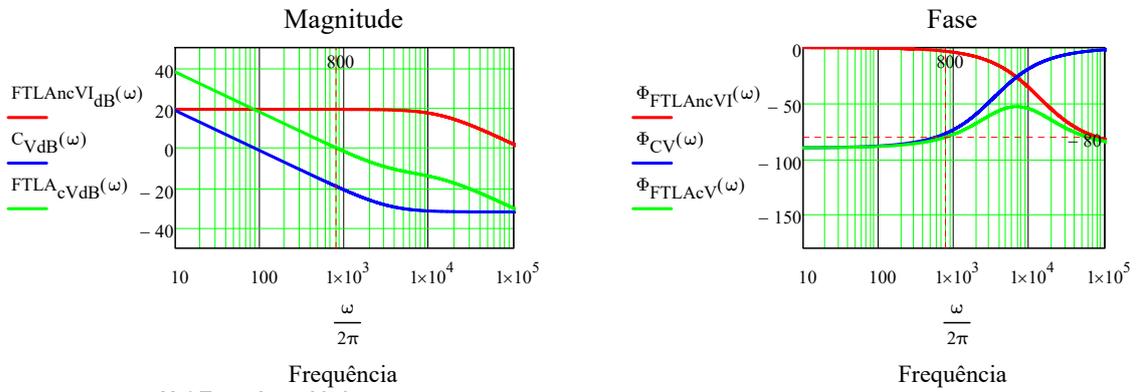
$$k_{cV} := \frac{\omega_{cV}}{\sqrt{\omega_{zV}^2 + \omega_{cV}^2} \cdot |\text{FTLA}_{\text{ncVI}}(\omega_{cV})|} = 0.02539 \quad \text{Constante de ganho no bloco PI do PSIM}$$

$$C_V(\omega) := \frac{k_{cV} \cdot (j \cdot \omega + \omega_{zV})}{j \cdot \omega} \quad C_{V\text{dB}}(\omega) := 20 \cdot \log(|C_V(\omega)|) \quad \Phi_{C_V}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(C_V(\omega))$$



V - ACMC - Função de Transferência de Laço Aberto Compensada

$$FTLA_{cV}(\omega) := FTLA_{ncVI}(\omega) \cdot C_V(\omega) \quad FTLA_{cVdB}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{cV}(\omega)|) \quad \Phi_{FTLA_{cV}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{cV}(\omega))$$



V-a) Teste de sanidade:

$$\omega_{cV} = 5027$$

$$FTLA_{cVdB}(\omega_{cV}) = -1.9287 \times 10^{-15}$$

$$M_{\Phi V} := 180 + \Phi_{FTLA_{cV}}(\omega_{cV}) = 100$$

APÊNDICE K – PROJETO DE CONTROLE - PCMC

III - PCMC - Função de Transferência de Laço Aberto Não Compensada

$$m_1 := (V_{cmin} \cdot n_p - V_o) \cdot \frac{1}{\frac{L_o}{H}} = 1.524 \times 10^5 \quad m_2 := \frac{V_o \cdot \frac{1}{V}}{L_o \cdot \frac{1}{H}} = 3.526 \times 10^5$$

$$F_m := \frac{f_s}{\frac{m_a}{2} \cdot \text{Hz}} = 0.908 \quad F_v := \frac{(1 - 2D)}{2 \cdot \frac{L_o}{H} \cdot \frac{f_s}{\text{Hz}}} = 0.014 \quad k_{\text{sensorV}} = 0.2 \quad m_a := \frac{1}{2} \cdot m_2 = 1.763 \times 10^5$$

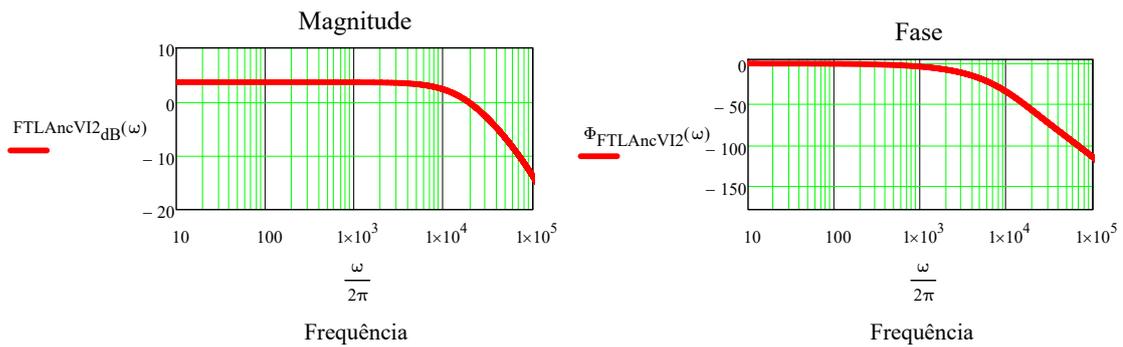
$$V_{p1} := m_a \cdot \frac{T_s}{2} = 1.102s$$

$$G_{VD}(\omega) := \frac{2 \cdot n_p \cdot \frac{V_{cmin}}{V} \cdot \left(\frac{1}{\frac{L_o}{H} \cdot \frac{C_o}{F}} \right)}{\left[(j \cdot \omega)^2 + \frac{1}{\frac{R_o}{\Omega} \cdot \frac{C_o}{F}} \cdot (j \cdot \omega) + \frac{1}{\frac{L_o}{H} \cdot \frac{C_o}{F}} \right]}$$

$$Planta_{CPM}(\omega) := \frac{F_m \cdot G_{VD}(\omega)}{\left[1 + F_m \cdot (G_{ID}(\omega) + F_v \cdot G_{VD}(\omega)) \right]}$$

$$FTLA_{ncVI2}(\omega) := Planta_{CPM}(\omega) \cdot k_{\text{sensorV}}$$

$$FTLA_{ncVI2_{dB}}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{ncVI2}(\omega)|) \quad \Phi_{FTLA_{ncVI2}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{ncVI2}(\omega))$$



IV - PCMC - O CONTROLADOR PI DA MALHA DE TENSÃO

$$C(s) = \frac{k_c \cdot (j \cdot \omega + \omega_z)}{j \cdot \omega} \quad \omega_z = 2\pi f_z$$

Resolver a equação característica do sistema

$$FTLA_{ncT}(\omega) \cdot C(s) + 1 = 0$$

$$M_{\phi V2} := 100 \cdot \frac{\pi}{180} = 1.745$$

Define-se margem de fase em graus

$$\omega_{cV2} := 8 \times 10^3 \cdot (2 \cdot \pi) = 5.027 \times 10^4$$

Define-se frequência de cruzamento da malha de corrente, em Hz, duas década abaixo de F_s

Resolve-se a equação de fase do sistema.

$$\omega_{zV2} := \frac{\omega_{cV2}}{\tan\left(M_{\phi V2} - \frac{\pi}{2} - \arg(\text{FTLA}_{ncV2}(\omega_{cV2}))\right)} = 62334 \quad \text{em rad/s}$$

$$\tau_{zV2} := \frac{1}{\omega_{zV2}} = 0.00001604$$

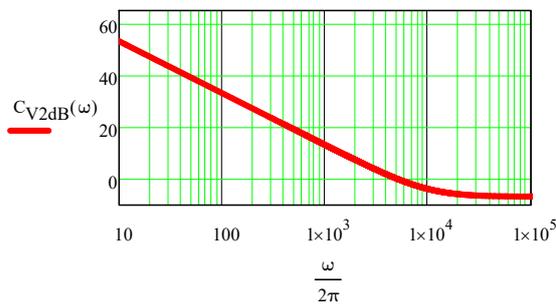
Constante de tempo a ser adicionada no bloco PI do PSIM

$$k_{cV2} := \frac{\omega_{cV2}}{\sqrt{\omega_{zV2}^2 + \omega_{cV2}^2} \cdot |\text{FTLA}_{ncV2}(\omega_{cV2})|} = 0.45853$$

Constante de ganho no bloco PI do PSIM

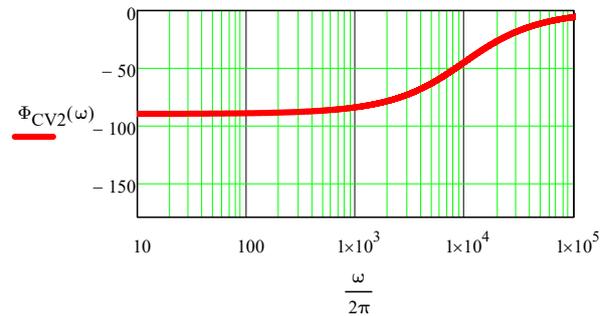
$$C_{V2}(\omega) := \frac{k_{cV2} \cdot (j \cdot \omega + \omega_{zV2})}{j \cdot \omega} \quad C_{V2dB}(\omega) := 20 \cdot \log(|C_{V2}(\omega)|) \quad \Phi_{CV2}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(C_{V2}(\omega))$$

Curva de Bode da Planta



Frequência

Curva de Bode da Planta

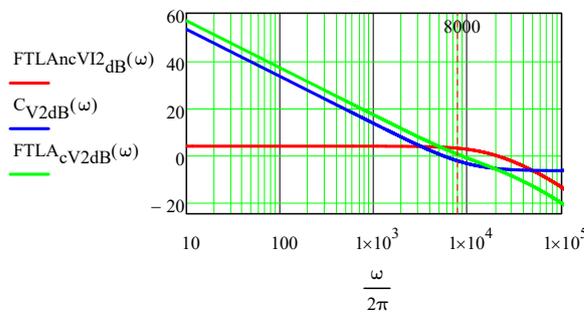


Frequência

V - PCMC - Função de Transferência de Laço Aberto Compensada

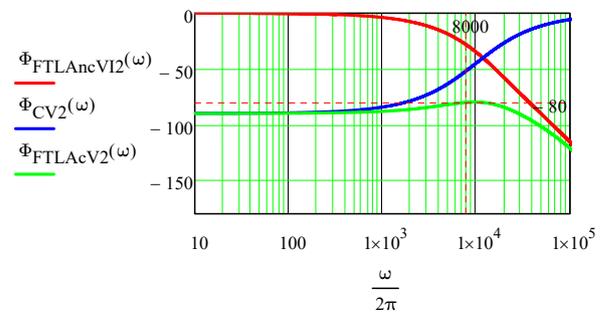
$$\text{FTLA}_{cV2}(\omega) := \text{FTLA}_{ncV2}(\omega) \cdot C_{V2}(\omega) \quad \text{FTLA}_{cV2dB}(\omega) := 20 \cdot \log(|\text{FTLA}_{cV2}(\omega)|) \quad \Phi_{\text{FTLA}_{cV2}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(\text{FTLA}_{cV2}(\omega))$$

Magnitude



Frequência

Fase



Frequência

V-a) Teste de sanidade:

$$\omega_{cV2} = 50265$$

$$\text{FTLA}_{cV2dB}(\omega_{cV2}) = 0$$

$$M_{\Phi V2} := 180 + \Phi_{\text{FTLA}_{cV2}}(\omega_{cV2}) = 100$$

VI - SISTEMA COMPENSADO EM LAÇO FECHADO MALHA DE TENSÃO

$$FTLF2(\omega) := \frac{FTLA_{cV2}(\omega)}{1 + FTLA_{cV2}(\omega)} \quad FTLF2_{dB}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLF2(\omega)|) \quad FTLF_{\Phi 2}(\omega) := \arg(FTLF2(\omega)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

