

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MARCOS VINÍCIUS MOSCONI EWERLING

**CONVERSOR CA-CC *BRIDGELESS* MONOFÁSICO DE ESTÁGIO
ÚNICO COM *PFC* BASEADO NO CONVERSOR *SEPIC* OPERANDO
NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO**

DISSERTAÇÃO

PONTA GROSSA

2017

MARCOS VINÍCIUS MOSCONI EWERLING

**CONVERSOR CA-CC *BRIDGELESS* MONOFÁSICO DE ESTÁGIO
ÚNICO COM *PFC* BASEADO NO CONVERSOR *SEPIC* OPERANDO
NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO**

Dissertação apresentada como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, do Departamento de Engenharia Eletrônica, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font

PONTA GROSSA

2017

Ficha catalográfica elaborada pelo Departamento de Biblioteca
da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Câmpus Ponta Grossa
n.13/18

E94 Ewerling, Marcos Vinicius Mosconi

Conversor CA-CC bridgeless monofásico de estágio único com PFC baseado no conversor SEPIC operando no modo de condução contínuo / Marcos Vinicius Mosconi Ewerling. 2017.

157 f.; il. 30 cm

Orientador: Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa, 2017.

1. Conversores de corrente elétrica. 2. Fator de potência. 3. Condução elétrica. I. Font, Carlos Henrique Illa. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. III. Título.

CDD 621.3



**Universidade Tecnológica Federal do
Paraná Campus de Ponta Grossa**
Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**



FOLHA DE APROVAÇÃO

Título de Dissertação Nº **36/2017**

**CONVERSOR CA-CC BRIDGELESS MONOFÁSICO DE ESTÁGIO ÚNICO COM PFC
BASEADO NO CONVERSOR SEPIC OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO
CONTÍNUO**

por

Marcos Vinícius Mosconi Ewerling

Esta dissertação foi apresentada às **14 horas** do dia **14 de dezembro de 2017** como requisito parcial para a obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, com área de concentração em Controle e Processamento de Energia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. O candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

Prof. Dr. Paulo Junior Silva Costa
(Faculdades Ponta Grossa)

**Prof. Dr. Claudinor Bitencourt
Nascimento (UTFPR)**

Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font
(UTFPR)
Orientador

Prof. Dr. Angelo Marcelo Tuset
Coordenador do PPGE

A FOLHA DE APROVAÇÃO ASSINADA ENCONTRA-SE NO DEPARTAMENTO DE
REGISTROS ACADÊMICOS DA UTFPR – CÂMPUS PONTA GROSSA

Dedico este trabalho à minha família,
pelos momentos de ausência, em
especial aos meus Pais, Teresinha e José
e ao meu Padrinho, Neodir, e minha Tia,
Silvana, por todo apoio.

AGRADECIMENTOS

Agraço primeiramente a Deus por me conceder saúde, força e sabedoria durante essa caminhada do Mestrado.

Aos meus pais, José e Teresinha, os quais me deram total apoio durante essa trajetória e durante a minha vida, sou eternamente grato.

Durante a trajetória do Mestrado fui presenteado com mais um pai e uma mãe, além de dois irmãos. Agradeço imensamente ao meu padrinho e minha tia, Neodir e Silvana, e aos meus primos, Gabriel e Eduardo, por todo apoio e companheirismo, sou eternamente grato.

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font por todos os ensinamentos concedidos, toda dedicação com o trabalho e pela confiança depositada em mim, foi uma trajetória de muito aprendizado e o Senhor é o principal responsável, Muito Obrigado.

Agradeço aos meus amigos do Mestrado por todo companheirismo e amizade, em especial aos meus amigos Rafael Van Kan, Rafael Schmidt, Eduardo Hass e Régis Cardozo, por toda a ajuda, desde as matérias até a elaboração da dissertação.

Aos professores avaliadores do projeto, Prof. Dr. Paulo e Prof. Dr. Claudinor, obrigado pela avaliação e contribuição.

A minha namorada, Mariana, por todo companheirismo paciência durante essa trajetória.

Agradeço a CAPES pelo suporte financeiro e a UTFPR campus Ponta Grossa pela estrutura oferecida para a realização do curso.

Para finalizar, agradeço de uma forma geral a todos que contribuíram para o desenvolvimento deste trabalho e crescimento pessoal e profissional, Muito Obrigado.

O sucesso nasce do querer, da
determinação e persistência em se chegar
a um objetivo. Mesmo não atingindo o
alvo, quem busca e vence obstáculos, no
mínimo fará coisas admiráveis.

(José de Alencar)

RESUMO

EWERLING, Marcos Vinícius Mosconi. **Conversor CA-CC bridgeless monofásico de estágio único com PFC baseado no conversor SEPIC operando no modo de condução contínuo**. 2017. 157 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa, 2017.

Neste trabalho é apresentado a análise de um conversor CA-CC *Bridgeless* monofásico de estágio único com correção de Fator de Potência, baseado no conversor *SEPIC* isolado com os interruptores do lado CA. Para que o conversor exerça a técnica de correção de fator de potência, pelo fato de estar operando no modo de condução contínuo (MCC), é necessário controlar a corrente de entrada. Sendo assim, o sistema de controle, comparado caso o conversor operasse no modo de condução descontínuo (MCD), fica mais complexo, resultando em uma desvantagem para operação em MCC. Porém, quando se trata de rendimento, como os níveis de pico de corrente são menores operando em MCC, se espera obter um rendimento mais elevado. Além disso, com os interruptores do lado CA o conversor apresenta um número menor de semicondutores no caminho da corrente durante um período de comutação, comparado com a topologia convencional, sendo mais um ponto positivo se tratando do rendimento do conversor. São apresentadas as etapas de operação do conversor, as formas de onda ideais, tanto em alta frequência quanto em baixa frequência, a análise matemática contendo as principais equações que regem o funcionamento do conversor e a simulação numérica comprovando a análise desenvolvida. O conversor foi projetado para uma tensão de entrada de 127V com tensão de saída igual a 200V, operando com uma frequência de comutação igual a 50kHz e uma potência entregue a carga igual a 300W.

Palavras-chave: Conversor *SEPIC* isolado. *Bridgeless*. Monofásico. Estágio único. Elevado fator de potência.

ABSTRACT

EWERLING, Marcos Vinícius Mosconi. **Single-phase bridgeless AC-DC converter with a single-stage with PFC based on SEPIC converter operating in the continuous conduction mode.** 2017. 157 p. Dissertation (Master's Degree in Electrical Engineering) - Federal University Technology of Paraná, Ponta Grossa, 2017.

In this paper is presented the analysis of a single-phase bridgeless AC-DC converter with a single-stage of power factor correction, based on an isolated SEPIC converter with AC-side switches. Wherefore the converter carry out the power factor correction technic, by the act of operating in the continuous conduction mode (CCM), it's essential to control the input current. Therefore, the control system, compared to the converter operating in the discontinuous conduction mode (DCM), become more complex, resulting on a disadvantage for the CCM. Nevertheless, when it's come to efficiency, how the levels of peak current are smaller operating in CCM, it is expected to obtain a higher efficiency. Besides that, with the AC-side switches the converter presents a smaller number of semiconductors on the current path during a switching period, compared with the conventional topology, become one more positive advantage for the converter efficiency. Are presented the operation stages of the converter, waveforms, for high frequency as well as mains frequency, the numeric analysis possessing the leading equations for the converter operations and the numeric simulation proving the developed analysis. The converter was designed for a 127V input voltage, with a 200V output voltage, operating with a switching frequency of 50kHz, and a 300W rated output power.

Keywords: Isolated SEPIC converter, Bridgeless. Single-phase. Single-stage. High power factor.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Estruturas convencionais de conversores CA-CC. (a) estrutura de estágio único; (b) estrutura de dois estágios.....	20
Figura 2 – Conversor <i>SEPIC</i> CA-CC de estágio único com interruptores do lado CA	22
Figura 3 - Representação de conversores CA-CC de dois estágios através de diagrama de blocos	24
Figura 4 - Conversor de dois estágios: <i>Boost + Forward</i>	25
Figura 5 - Representação de conversores CA-CC de estágio único através de diagrama de blocos	26
Figura 6 - Conversor CA-CC integrado proposto por POSTIGLIONE (2006).....	27
Figura 7 - Conversor <i>SEPIC</i> CA-CC de estágio único proposto por MAHDAVI E FARZANEHFARD (2011).....	28
Figura 8 – Conversor <i>Cuk</i> CA-CC de estágio único proposto por SAHID e MUHAMMAD (2011)	28
Figura 9 - Topologia do conversor <i>SEPIC</i> CA-CC com as convenções de tensão e sentido de corrente adotados	33
Figura 10 - Primeira Etapa de Operação.....	34
Figura 11 - Segunda Etapa de Operação.....	35
Figura 12 - Formas de onda em baixa frequência de corrente dos principais elementos do conversor <i>SEPIC</i> em MCC	37
Figura 13 - Formas de onda em baixa frequência de tensão dos principais elementos do conversor <i>SEPIC</i> em MCC.....	38
Figura 14 - Formas de onda em alta frequência de corrente dos principais elementos do conversor <i>SEPIC</i> em MCC.....	39
Figura 15 - Formas de onda em alta frequência de tensão dos principais elementos do conversor <i>SEPIC</i> em MCC.....	40
Figura 16 - Ganho estático em função da razão cíclica e da relação de transformação	42
Figura 17 - Razão cíclica em função do ângulo ωt	43
Figura 18 - Ondulação nos indutores	45
Figura 19 - Ondulação da tensão de saída	47
Figura 20 - Relação de transformação em função da ondulação do capacitor C_1	57
Figura 21 - Circuito de grampeamento.....	59
Figura 22 – Estratégia de controle	61
Figura 23 - Circuito convencional do conversor <i>SEPIC</i> CC-CC isolado.....	63
Figura 24 - Circuito simplificado do conversor <i>SEPIC</i> CC-CC isolado	66
Figura 25 - Diferença de potencial em um capacitor em função da carga	68
Figura 26 – Validação da FT da tensão de saída em função da razão cíclica	71
Figura 27 - Validação da FT da corrente de entrada em função da razão cíclica	72
Figura 28 - Validação da FT da tensão de saída em função da corrente de entrada	73

Figura 29 - Estrutura do controlador PI com filtro.....	74
Figura 30 - Geração dos pulsos de comando.....	75
Figura 31 - Sistema de controle representado através de diagrama de blocos	75
Figura 32 – Circuito utilizado para medição da corrente de entrada	76
Figura 33 - Diagrama de BODE da malha de corrente.....	88
Figura 34 - Diagrama de BODE da malha de tensão	90
Figura 35 - Circuito utilizado para a realização da simulação numérica no software [®] <i>PSIM</i>	93
Figura 36 - Tensão de entrada e corrente de entrada.....	94
Figura 37 - Tensão e corrente de saída	95
Figura 38 - Tensão de saída em detalhe.....	95
Figura 39 - Corrente do indutor L_1 e do indutor L_2	95
Figura 40 - Corrente do indutor L_1 e do indutor L_2 em detalhe.....	96
Figura 41 – Tensão sobre os indutores L_1 e L_2	96
Figura 42 - Tensão sobre os indutores L_1 e L_2 em detalhe	97
Figura 43 - Corrente dos diodos D_1 e D_2 e dos interruptores S_1 e S_2	97
Figura 44 - Corrente dos diodos D_1 e D_2 e dos interruptores S_1 e S_2 em detalhe.....	98
Figura 45 – Tensão sobre os diodos D_1 e D_2	98
Figura 46 - Tensão sobre os diodos D_1 e D_2 em detalhe.....	99
Figura 47 - Tensão sobre os interruptores S_1 e S_2	99
Figura 48 - Tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 em detalhe	100
Figura 49 - Corrente dos capacitores C_1 e C_2	100
Figura 50 - Corrente dos capacitores C_1 e C_2 em detalhe	101
Figura 51 - Tensão sobre o capacitor C_1	101
Figura 52 - Tensão sobre o capacitor em C_1 detalhe.....	102
Figura 53 - Resposta ao degrau de incremento e decremento de carga	102
Figura 54 - Conversor CA-CC implementado.....	105
Figura 55 - Conversor CA-CC com vista superior	106
Figura 56 - Placa de controle	108
Figura 57 - Tensão e corrente de entrada.....	109
Figura 58 - Corrente de entrada em detalhe	110
Figura 59 - Espectro harmônico da corrente de entrada	110
Figura 60 - Tensão e corrente de saída	111
Figura 61 - Tensão de saída em detalhe.....	111
Figura 62 - Tensão e corrente do indutor L_1	112
Figura 63 - Tensão e corrente do indutor L_1 em detalhe.....	113
Figura 64 - Tensão e corrente no primário dos indutores acoplados L_2	113
Figura 65 - Tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 e capacitor do grampeamento .	114

Figura 66 - Tensão sobre os interruptores s_1 e s_2 e capacitor do grampeamento em detalhe.....	114
Figura 67 - Tensão sobre os interruptores s_1 e s_2	115
Figura 68 –Tensão e corrente do interruptor s_1	115
Figura 69 - Tensão e corrente do interruptor s_1 em detalhe	116
Figura 70 - Tensão sobre os diodos D_1 e D_2 e capacitor do grampeamento	116
Figura 71 - Tensão sobre os diodos D_1 e D_2 e capacitor do grampeamento	117
Figura 72 - Tensão e corrente do diodo D_1	117
Figura 73 - Tensão e corrente do diodo D_1 em detalhe	118
Figura 74 - Tensão de entrada v_a e tensão sobre o capacitor C_1	118
Figura 75 - Degrau de carga: potência nominal para 50% da potência.....	119
Figura 76 - Degrau de carga: 50% da potência para potência nominal.....	119
Figura 77 - Degrau de carga: detalhe na variação da corrente de entrada	120
Figura 78 - Curva de rendimento do conversor CA-CC.....	120
Figura 79 - Curva de rendimento do conversor CA-CC e normas 80 Plus.....	121
Figura 80 - Curva do fator de potência do conversor CA-CC	121
Figura 81 - Curva da THD da corrente de entrada	122
Figura 82 - Ensaio de rendimento com o novo projeto dos indutores acoplados L_2	123
Figura 83 – Comparação entre as curvas do fator de potência.....	124
Figura 84 - Comparação entre as curvas da THD.....	124
Figura 85 - Curvas de rendimento do conversor CA-CC operando em MCC e MCD	125
Figura 86 - Esquemático da placa de potência	133
Figura 87 - Esquemático da placa de controle	133
Figura 88 - Layout da placa de potência	135
Figura 89 - Layout da placa de controle	135

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Comparação entre os conversores apresentados.....	29
Tabela 2 – Parâmetros e valores de componentes utilizados para validação das funções de transferência da tensão de saída pela razão cíclica e da corrente de entrada pela razão cíclica	70
Tabela 3 – Parâmetros e valores de componentes utilizados para validação das funções de transferência da tensão de saída pela corrente de entrada	72
Tabela 4 - Especificações de projeto	84
Tabela 5 - Valores obtidos com o projeto	84
Tabela 6 - Valores obtidos com o projeto de controle	91
Tabela 7 - Análise comparativa entre resultados teóricos e resultados da simulação numérica.....	103
Tabela 8 - Componentes utilizados para a construção do protótipo.....	107
Tabela 9 - Especificações dos novos indutores acoplados L_2	122

LISTA DE VARIÁVEIS E ACRÔNIMOS

LISTA DE SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
MCC	Modo de condução contínuo
MCD	Modo de condução descontinuo
PFC	Power Factor Correction
PWM	Pulse Width Modulation

LISTA DE ACRÔNIMOS

MOSFETs	Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect
SEPIC	Single-Ended Primary-Inductor Converter
SiC	Silicon Carbide

LISTA DE VARIÁVEIS

Δ_{iL1}	Ondulação de corrente do indutor de entrada
Δ_{iL2}	Ondulação de corrente do indutor magnetizante
Δ_{t1}	Intervalo de tempo referente a primeira etapa de operação
Δ_{t2}	Intervalo de tempo referente a segunda etapa de operação
Δ_{VC1}	Ondulação de tensão do capacitor de entrada
Δ_{VC2}	Ondulação de tensão do capacitor de saída
ω_{pia}	Frequência do polo do compensador de corrente
ω_{pvo}	Frequência do polo do compensador de tensão
ω_{zia}	Frequência do zero do compensador de corrente
ω_{zvo}	Frequência do zero do compensador de tensão
C_1	Capacitor de entrada
C_2	Capacitor de saída
C_{C1_ia} , C_{C2_ia}	Capacitores do compensador de corrente
C_{C1_vo} , C_{C2_vo}	Capacitores do compensador de tensão
C_{g1}	Capacitor do circuito de grampeamento dos interruptores
C_{g2}	Capacitor do circuito de grampeamento dos diodos
C_{ia}	Compensador da malha de corrente
C_{Vo}	Compensador da malha de tensão
D_1 , D_2	Diodos de saída
D	Razão cíclica
D_{g1} , D_{g2}	Diodos do circuito de grampeamento dos interruptores
D_{g3} , D_{g4}	Diodos do circuito de grampeamento dos diodos
$D_{m\acute{a}x}$	Máximo valor de razão cíclica
$D_{m\acute{i}n}$	Mínimo valor de razão cíclica
f_{cia}	Frequência de corte da malha de corrente
f_{cvo}	Frequência de corte da malha de tensão

f_r	Frequência da rede
f_s	Frequência de comutação
FT	Função de transferência
FT_{V_o}	Função de transferência da malha de tensão
$FTLA_{i_a}$	Função de transferência de laço aberto da malha de corrente
$FTLA_{V_o}$	Função de transferência de laço aberto da malha de tensão
$I_{a\text{eficaz_CA}}$	Valor eficaz da corrente de entrada durante um período da fonte de alimentação
$I_{a\text{máx}}$	Valor máximo da corrente de entrada
$I_{a\text{med_CA}}$	Valor médio da corrente de entrada durante um período da fonte de alimentação
$I_{a\text{min}}$	Valor mínimo da corrente de entrada
$I_{a\text{pico}}$	Valor de pico da corrente de entrada
$I_{a\text{sensor}}$	Corrente de saída do sensor
$I_{C2\text{eficaz_CA}}$	Valor eficaz da corrente no capacitor de saída durante um período da fonte de alimentação
$I_{D\text{eficaz_CA}}$	Valor eficaz da corrente nos diodos durante um período da fonte de alimentação
$I_{D\text{máx}}$	Valor máximo da corrente dos diodos
$I_{D\text{med_CA}}$	Valor médio da corrente nos diodos durante um período da fonte de alimentação
I_g	Corrente do circuito de grampeamento
$I_{L2\text{eficaz_CA}}$	Valor eficaz da corrente do indutor magnetizante durante um período da fonte de alimentação
$I_{L2\text{máx}}$	Valor máximo da corrente do indutor magnetizante
$I_{L2\text{med_CA}}$	Valor médio da corrente do indutor magnetizante durante um período da fonte de alimentação
$I_{L2\text{med_CA}_\pi}$	Valor médio da corrente do indutor magnetizante durante meio período da fonte de alimentação
$I_{L2\text{min}}$	Valor mínimo da corrente do indutor magnetizante
$I_{L2\text{pico}}$	Valor de pico da corrente do indutor magnetizante
I_o	Corrente média de saída

$I_{\text{Seficaz_CA}}$	Valor eficaz da corrente dos interruptores durante um período da fonte de alimentação
$I_{\text{Smáx}}$	Valor máximo da corrente dos interruptores
$I_{\text{Smed_CA}}$	Valor médio da corrente dos interruptores durante um período da fonte de alimentação
K_{ia}	Ganho do sensor de corrente
K_{cia}	Ganho do compensador de corrente
K_{cvo}	Ganho do compensador de tensão
K_{PWM}	Ganho do modulador
K_{sia}	Ganho do sensor de corrente
K_{Va}	Ganho da tensão de entrada utilizada no controle
K_{Vo}	Ganho de tensão
L_1	Indutor de entrada
L_2	Indutor magnetizante dos indutores acoplados de saída
M	Ganho estático
n	Relação de transformação
N_1	Número de espiras do primário
N_2	Número de espiras do secundário
P_g	Potência média transferida para o circuito de grampeamento
P_i	Potência de entrada
P_o	Potência média de saída
R	Carga resistiva
$R_{\text{C1_ia}}, R_{\text{C2_ia}}$	Resistores do compensador de corrente
$R_{\text{C1_vo}}, R_{\text{C2_vo}}$	Resistores do compensador de tensão
$R_{\text{dv1}}, R_{\text{dv2}}$	Resistores do divisor resistivo
R_{g1}	Resistor do circuito de grampeamento dos interruptores
R_{g2}	Resistor do circuito de grampeamento dos diodos
R_{ia}	Resistor utilizado para transformar o sinal de saída do sensor de corrente em um sinal de tensão
t	Tempo

t_r	Tempo de <i>Hold-up time</i>
T_s	Período de comutação
V_a	Tensão de entrada
V_{C1}	Tensão sobre o capacitor de entrada
$V_{Dmáx}$	Máxima tensão sobre os diodos
V_{gramp}	Valor de tensão a ser grampeado
V_{ia}	Tensão desejada na saída do sensor de corrente
V_o	Tensão média de saída
V_{oref}	Tensão de referência utilizada para o controle
V_p	Valor de pico da tensão de entrada
$V_{Smáx}$	Máxima tensão sobre os interruptores
$V_{Tmáx}$	Valor de pico do sinal dente de serra

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	19
1.1 PROPOSTA DA DISSERTAÇÃO	21
1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	22
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	24
2.1 CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS DE DOIS ESTÁGIOS	24
2.2 CONVERSORES CA-CC DE ESTÁGIO ÚNICO	26
2.3 COMPARAÇÃO ENTRE TOPOLOGIAS.....	29
3 CONVERSOR SEPIC CA-CC EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO	32
3.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	32
3.1.1 Primeira Etapa de Operação.....	33
3.1.2 Segunda Etapa de Operação	34
3.2 FORMAS DE ONDA	35
3.3 ANÁLISE MATEMÁTICA	41
3.3.1 Ganho Estático e Razão Cíclica	41
3.3.2 Intervalos de Tempo	43
3.3.3 Ondulação de Corrente dos Indutores L_1 e L_2	44
3.3.4 Indutores L_1 e L_2	45
3.3.5 Capacitores C_1 e C_2	45
3.3.6 Valores de Corrente dos Indutores L_1 e L_2	47
3.3.6.1 Máxima e mínima corrente dos indutores L_1 e L_2	47
3.3.6.2 Valores médios e eficazes de corrente no indutor L_1	49
3.3.6.3 Valores médios e eficazes de corrente no indutor magnetizante L_2	50
3.3.7 Valores de Tensão e Corrente nos Interruptores S_1 e S_2	51
3.3.7.1 Máxima corrente nos interruptores S_1 e S_2	51
3.3.7.2 Valores médios e eficazes de corrente dos interruptores S_1 e S_2	51
3.3.7.3 Máxima tensão sobre os interruptores S_1 e S_2	53
3.3.8 Valores de Tensão e Corrente nos Diodos D_1 e D_2	53
3.3.8.1 Máxima corrente nos diodos D_1 e D_2	53
3.3.8.2 Valores médios e eficazes de corrente dos diodos D_1 e D_2	53
3.3.8.3 Máxima tensão sobre os diodos D_1 e D_2	54
3.3.9 Valor Eficaz da Corrente do Capacitor C_2	55
3.4 RESTRIÇÃO DE OPERAÇÃO	56
3.5 CIRCUITO DE GRAMPEAMENTO.....	58
3.6 CONCLUSÃO	60

4 MODELAGEM DO CONVERSOR SEPIC E PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE	61
4.1.1 Funções de Transferência Obtidas a Partir do Modelo Convencional	62
4.1.2 Funções de Transferência Obtidas a Partir do Modelo Simplificado.....	65
4.1.3 Função de Transferência Obtida a Partir da Igualdade das Potências	67
4.1.4 Validação das Funções de Transferência	70
4.1.5 Definição e Projeto do Controlador	73
4.1.5.1 Ganho do modulador	74
4.1.5.2 Ganho dos sensores de corrente e de tensão	75
4.1.5.3 Controlador de corrente	77
4.1.5.4 Controlador de tensão.....	79
4.2 CONCLUSÃO	81
5 PROCEDIMENTO DE PROJETO	82
5.1 METODOLOGIA DE PROJETO	82
5.2 PROJETO DO CONVERSOR.....	84
5.3 PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE	85
5.3.1 Ganho dos sensores de Corrente e de Tensão	85
5.3.2 Controlador de Corrente	86
5.3.3 Controlador de Tensão	89
5.3.4 Valores Obtidos Com o Projeto de Controle	91
5.4 CONCLUSÃO	92
6 SIMULAÇÃO NUMÉRICA.....	93
6.1 RESULTADOS OBTIDOS A PARTIR DA SIMULAÇÃO NUMÉRICA	94
6.2 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE RESULTADOS TEÓRICOS E DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA	103
6.3 CONCLUSÃO	104
7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	105
7.1 CONVERSOR CA-CC E PLACA DE CONTROLE.....	105
7.2 RESULTADOS OBTIDOS NA IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA	109
7.3 CONCLUSÃO	125
8 CONCLUSÃO GERAL	126
REFERÊNCIAS.....	129
APÊNDICE A - Esquemático do conversor CA-CC.....	132
APÊNDICE B - Layouts do conversor CA-CC	134
APÊNDICE C - Planilha de cálculo do conversor CA-CC.....	136

1 INTRODUÇÃO

O aumento do consumo de energia elétrica mundial, proveniente do crescimento populacional e do setor industrial, faz com que o setor elétrico encontre soluções a fim de melhorar as tecnologias existentes, aumentando o rendimento dos equipamentos, mediante redução dos desperdícios.

Uma área do setor elétrico mundial que se encontra em uma crescente procura por melhorias de suas tecnologias é a Eletrônica de Potência, a qual tem ampla aplicação, seja doméstica, comercial ou industrial. Em grande parte destas aplicações encontram-se os equipamentos eletrônicos.

Pelo fato da energia elétrica disponível na rede elétrica de distribuição ser em corrente alternada (CA), todo equipamento eletrônico que necessite de corrente contínua (CC) deve ser alimentado por um retificador, ou também denominado conversor CA-CC (BARBI, 2006). O retificador se encontra como o primeiro estágio de conversão de energia das fontes de alimentação CA para uma carga alimentada em CC.

Pesquisas sobre os conversores CA-CC, ou retificadores, procuram melhorias no rendimento energético das estruturas, além da correção do fator de potência, redução de peso, redução de volume e custo (SOUZA, 1998; POSTIGLIONE, 2006; ISMAIL, 2009; FONT, 2009; HOU, ZHANG, LIU, 2011; MAHDAVI, FARZANEHFARD, 2011; FARDOUN, LANGE, 2012; ISMAIL, SABZALI, AL-SAFFAR, 2012; TIBOLA, 2013; HIRTH, 2015; COSTA, 2015; ASSUNÇÃO, 2016).

Grande parte da redução do nível de interferência dos conversores CA-CC na rede elétrica se deve à correção do fator de potência, a qual resulta na diminuição dos níveis reativos de corrente que circulam pelo sistema elétrico e de seus harmônicos, os quais causariam perdas em cabos e transformadores (LANGE, 2012).

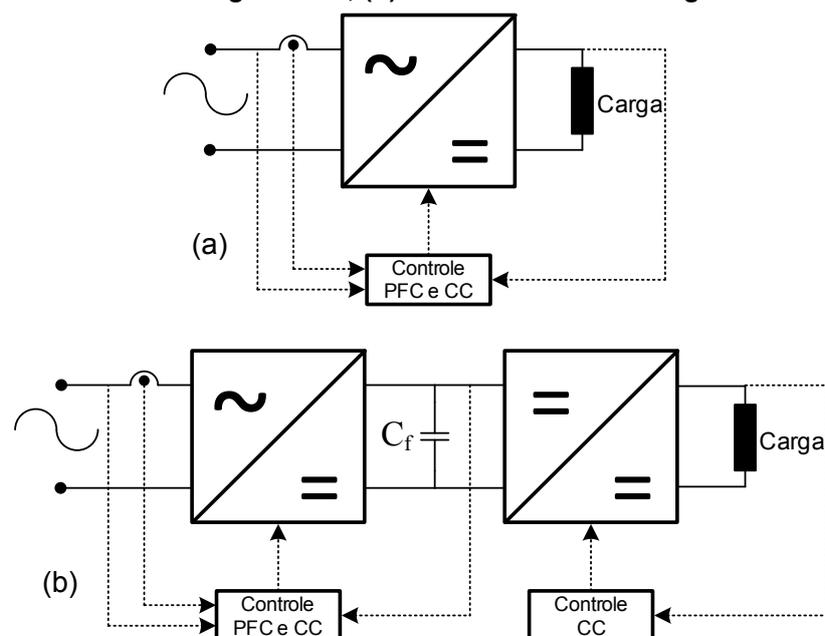
Dentre as diversas topologias de fontes de alimentação de elevado fator de potência, encontram-se as topologias de dois estágios e de estágio único. Os diagramas que representam esquematicamente as estruturas convencionais dos conversores CA-CC de estágio único e de dois estágios são apresentadas na Figura 1. Vale ressaltar que para as topologias convencionais, quando se opera em MCC, para obter-se um elevado fator de potência, deve-se realizar o controle

da corrente de entrada. Caso a topologia opere em MCD não é mais necessário realizar o controle da corrente da estrada, pois neste modo de operação, os conversores têm a propriedade de emular uma carga resistiva, drenando correntes senoidais da fonte de alimentação. No entanto, em algumas topologias, é necessário o emprego de filtro LC.

Fontes de alimentação de estágio único têm como vantagem a possibilidade de reduzir a quantidade de interruptores controlados, reduzindo assim os custos e aumentando a confiabilidade. Porém, estas fontes de alimentação podem apresentar rendimento global reduzido e são, geralmente, utilizadas para aplicações de baixa potência (CANESIN, BARBI, 1991; HOU, ZANG, LIU, 2011; LANGE, 2012; TIBOLA, 2013; HIRTH, 2015; COSTA, 2015; ASSUNÇÃO, 2016).

Fontes de alimentação de dois estágios são constituídas, geralmente, por um retificador *Boost PFC* e um conversor *CC-CC step-down* (abaixador de tensão) com isolamento em alta frequência. Geralmente são utilizadas para altas potências devido ao custo-benefício e por apresentarem alto rendimento (ZHANG; JOVANOVIC; LEE, 1999).

Figura 1 – Estruturas convencionais de conversores CA-CC. (a) estrutura de estágio único; (b) estrutura de dois estágios.



Fonte: Autoria Própria

Além dos conversores CA-CC já citados, pode-se destacar as topologias baseadas no conversor *SEPIC*, o qual tem vantagem de ser utilizado para obter um elevado fator de potência com menor esforço de filtragem, como o conversor *Boost*, e um menor nível de tensão de saída, como o conversor *Buck* (COSTA, 2015). Uma desvantagem do conversor *SEPIC* é com relação aos níveis de tensão e corrente que os semicondutores ficam submetidos, onde estes níveis são maiores quando comparado aos conversores *Boost* e *Buck*. Porém, com o desenvolvimento da indústria de semicondutores, como os *MOSFETs CoolMOS™* e os diodos e *MOSFETs SiC*, os esforços dos semicondutores não são traduzidos diretamente como elevadas perdas. Com isto, o rendimento pode não ser severamente degradado (ASSUNÇÃO, 2016).

Neste sentido, este trabalho propõe uma fonte de alimentação monofásica de estágio único baseada no conversor *SEPIC*, operando em MCC, com os interruptores no lado CA. Com o conversor *SEPIC* operando em MCC, para obter-se um elevado fator de potência, deve-se realizar o controle da corrente de entrada, pois a mesma não apresenta formato senoidal.

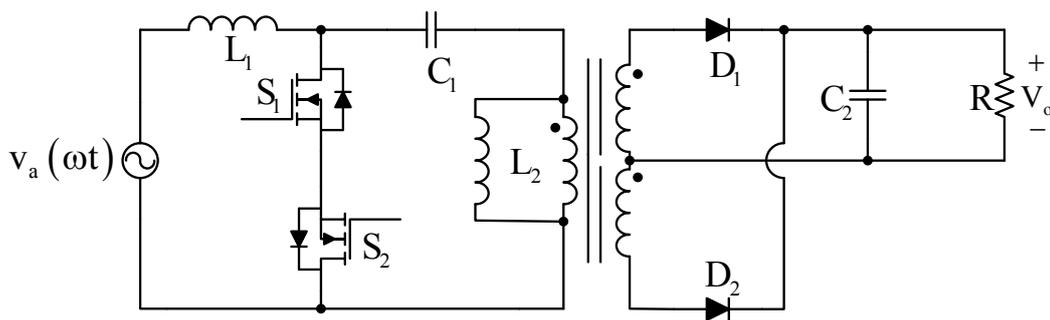
Com relação ao controle, este é composto por duas malhas, sendo a malha externa referente ao controle da tensão de saída e a malha interna referente ao controle da corrente de entrada. Quando comparada a mesma topologia do conversor, apenas mudando o modo de operação, passando para o MCD, o controle é composto apenas pela malha de tensão, não sendo necessário o controle da corrente de entrada. Porém, quando o conversor opera em MCC, espera-se um rendimento mais elevado, pois os picos de corrente serão menores, diminuindo assim as perdas nos semicondutores.

1.1 PROPOSTA DA DISSERTAÇÃO

O conversor *SEPIC* CA-CC de estágio único com interruptores do lado CA é baseado na topologia do conversor *SEPIC* CC-CC. O conversor opera no modo de condução contínuo, tendo sua corrente de entrada controlada, além da sua tensão de saída, possuindo assim um elevado fator de potência. A topologia do conversor é apresentada na Figura 2.

Pelo fato dos indutores acoplados apresentarem dois secundários, é possível a utilização de apenas dois diodos para realizar a retificação, um para cada semiciclo da fonte de alimentação. Caso os indutores acoplados apresentassem apenas um secundário, seria necessário utilizar uma ponte retificadora. Com isto, diminuem-se dois diodos na topologia do conversor.

Figura 2 – Conversor SEPIC CA-CC de estágio único com interruptores do lado CA



Fonte: Autoria Própria

1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

A revisão bibliográfica sobre conversores CA-CC de estágio único e dois estágios, com a possibilidade de isolamento galvânico e a operação com correção de fator de potência é realizada no capítulo dois. Neste capítulo detalham-se os conversores e apresentam-se algumas topologias.

No capítulo três apresenta-se a análise completa do conversor. Apresentam-se as etapas de operação, as respectivas formas de onda e a análise matemática realizada do conversor, contendo as equações que regem seu funcionamento.

Por meio do capítulo quatro, apresenta-se a modelagem do conversor, com todas as funções de transferência obtidas. Além disso, apresenta-se a metodologia utilizada para a realização do projeto do controlador.

As especificações de projeto e os resultados obtidos são apresentados no capítulo cinco. Também se apresenta os valores obtidos dos ganhos e dos componentes do controlador.

No capítulo seis realiza-se uma simulação numérica para a validação do projeto desenvolvido, além da validação das equações de projeto e das equações de esforços de corrente e tensão nos semicondutores, apresentadas no capítulo três.

Por intermédio do capítulo sete são apresentados os resultados experimentais do conversor. Inicialmente apresenta-se a foto do protótipo e da placa de controle. Posteriormente são apresentadas as formas de onda experimentais, finalizando com uma análise comparativa entre os resultados obtidos via simulação numérica e os resultados experimentais obtidos.

Por fim, no capítulo oito realiza-se uma conclusão geral de todo o estudo realizado, ressaltando as principais características e as contribuições do estudo desenvolvido. Também são apresentadas as possíveis continuidades do trabalho.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

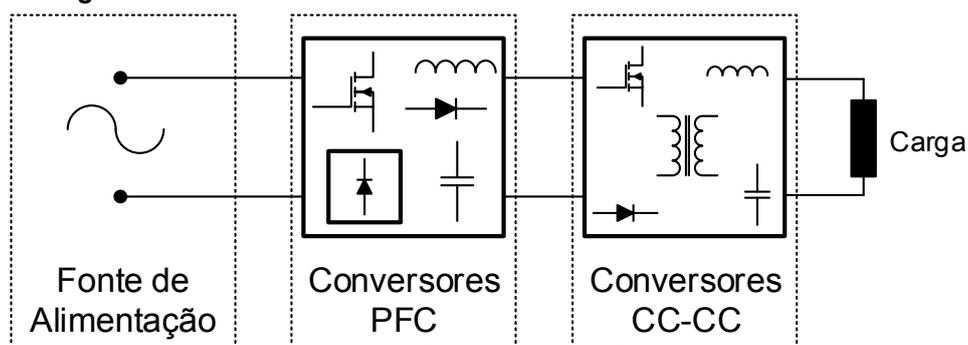
Neste capítulo apresenta-se uma breve revisão bibliográfica sobre o tema da dissertação, destacando as principais vantagens da estrutura monofásica de estágio único proposta.

Primeiramente, apresentam-se algumas topologias de conversores CA-CC monofásicos com elevado fator de potência de estágio único e também de dois estágios. Posteriormente, apresenta-se uma breve comparação, em relação aos componentes, entre topologia de estágio único, topologia de dois estágios e a topologia proposta.

2.1 CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS DE DOIS ESTÁGIOS

A fim de drenar uma corrente senoidal da fonte de alimentação e obter um elevado fator de potência é comum utilizar conversores CA-CC de dois estágios com topologias semelhantes à representação apresentada na Figura 3.

Figura 3 - Representação de conversores CA-CC de dois estágios através de diagrama de blocos



Fonte: Autoria Própria

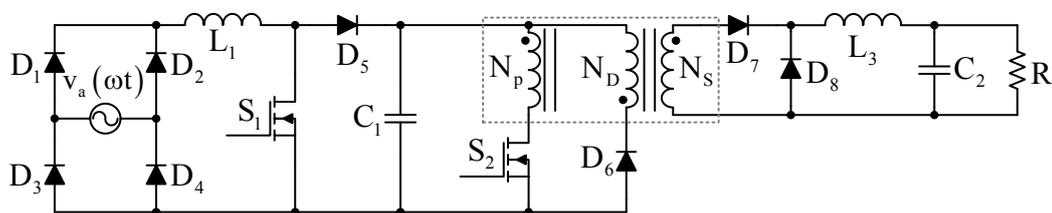
Nota-se que no primeiro estágio os conversores apresentam um retificador monofásico seguido pelo circuito utilizado para a correção do fator de potência. Geralmente, quando operam em MCC, estas topologias necessitam do controle da corrente de entrada para se obter um elevado fator de potência. Além do controle da corrente de entrada, estas topologias realizam o controle da tensão de saída, a fim de deixar uma tensão constante para o segundo estágio. Com

relação ao segundo estágio, pode-se observar que o mesmo é constituído por um conversor CC-CC, muitas vezes isolado em alta frequência.

A respeito do rendimento global dos conversores de dois estágios, tem-se que: se cada conversor operar com um rendimento de 90%, o rendimento global do conversor será de 81%, ou seja, o rendimento global é dado pela multiplicação do rendimento individual de cada conversor, desde que estes estejam ligados em série (HIRTH, 2015; ASSUNÇÃO 2016).

Geralmente quando se trata de topologias de dois estágios, o primeiro estágio é constituído por um conversor *Boost*, sendo o segundo estágio constituído por um conversor isolado tipo *Buck*. Um exemplo completo de conversores de dois estágios é apresentado na Figura 4, sendo constituído por um retificador *Boost* monofásico (MARTINEZ, PRASAD, 1996; ZHANG, JOVANOVIC, LEE, 1999) como estágio de entrada e um conversor *Forward* como estágio de saída (ZHANG, JOVANOVIC, LEE, 1999; FONT, 2003).

Figura 4 - Conversor de dois estágios: *Boost* + *Forward*



Fonte: Autoria Própria

O conversor apresentado na Figura 4 tem duas estruturas bem definidas, tendo a saída do retificador *Boost* sendo a entrada do conversor *Forward*, ou seja, os conversores são acoplados através do barramento CC, que neste caso é representado pelo capacitor C_1 .

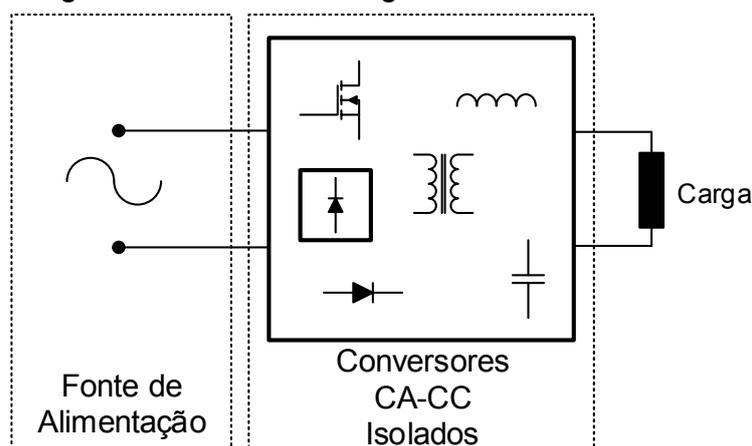
Pelo fato de se ter duas estruturas independentes, pode-se realizar um estudo independente dos conversores. A respeito do controle, os mesmos também são independentes entre si, ou seja, o retificador *Boost* apresenta duas malhas de controle, sendo a primeira malha responsável pelo controle da corrente de entrada, a fim de obter-se um elevado fator de potência, e a segunda malha sendo responsável pelo controle da tensão do barramento CC. Já o conversor *Forward*, apresenta apenas uma malha de controle, sendo responsável pelo controle da tensão de saída.

Realizando uma breve análise do conversor apresentado na Figura 4, nota-se que o mesmo apresenta isolamento galvânico em alta frequência entre a fonte CA e a carga. Além disto, a topologia apresenta um total de 15 componentes, sendo: quatro diodos operando em baixa frequência; dois indutores, um transformador de três enrolamentos, dois interruptores, quatro diodos em alta frequência e dois capacitores.

2.2 CONVERSORES CA-CC DE ESTÁGIO ÚNICO

Os conversores CA-CC de estágio único são capazes de controlar a corrente de entrada, apresentar isolamento galvânico em alta frequência entre a fonte CA e a carga e controlar a tensão de saída em apenas um único estágio. Com isto, estes conversores podem apresentar um sistema de controle mais complexo em relação aos conversores CA-CC de dois estágios, pois o interruptor atuará tanto na dinâmica de entrada quanto na dinâmica de saída. Na Figura 5 apresenta-se os conversores CA-CC de estágio único através de diagrama de blocos.

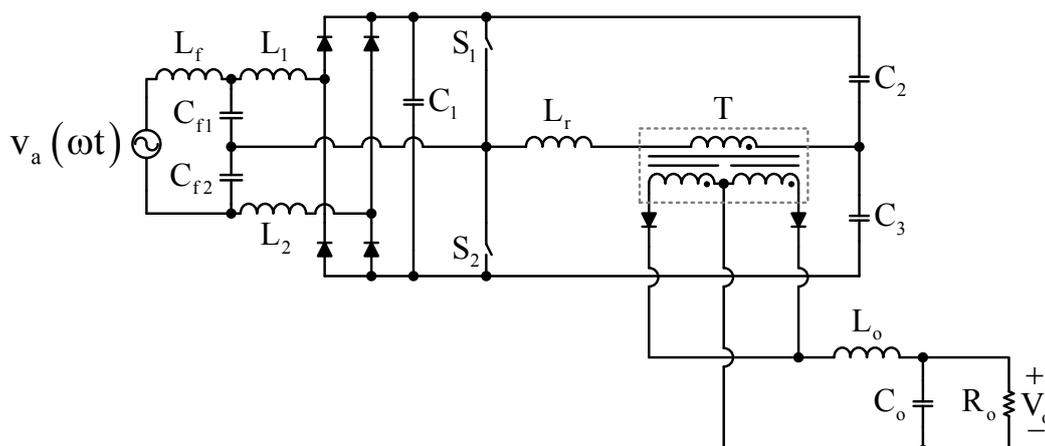
Figura 5 - Representação de conversores CA-CC de estágios único através de diagrama de blocos



Fonte: Autoria Própria

Dentre os conversores CA-CC de estágio único, estão os conversores integrados (POSTIGLIONE, 2006). Esses conversores têm por característica possuírem duas estruturas, assim como os conversores de dois estágios, porém, agora as estruturas não são independentes. Apresenta-se na Figura 6 o conversor CA-CC integrado de estágio único proposto por POSTIGLIONE (2006).

Figura 6 - Conversor CA-CC integrado proposto por POSTIGLIONE (2006)



Fonte: Adaptado de POSTIGLIONE (2006)

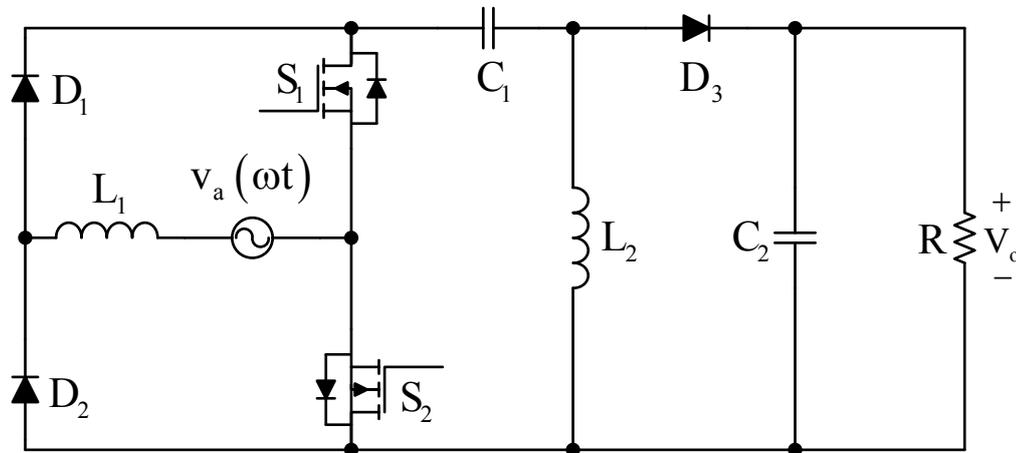
Realizando uma breve análise do conversor apresentado na Figura 6, nota-se que o mesmo apresenta isolamento galvânica em alta frequência entre a fonte CA e a carga. Além disto, a topologia apresenta um total de 20 componentes, sendo: cinco indutores, seis capacitores, dois interruptores, seis diodos e um transformador de três enrolamentos.

Outras topologias de conversores CA-CC de estágio único são derivadas do conversor *SEPIC* (ISMAIL, 2009; HOU, 2011; MAHDAVI, FARZANEHFARD, 2011; HIRTH, 2015; COSTA, 2015) e do conversor *Cuk* (SAHID, MUHAMMAD, 2011; FARDOUN, ISMAIL, SABZALI, AL-SAFFAR, 2012).

Na Figura 7 apresenta-se a topologia de um conversor CA-CC de estágio único baseado no conversor *SEPIC*, apresentado por MAHDAVI e FARZANEHFARD (2011). Realizando uma breve análise da topologia, nota-se que a mesma apresenta um total de nove componentes, sendo: três diodos, dois indutores, dois interruptores e dois capacitores. Porém, esta topologia não apresenta isolamento galvânica de alta frequência entre a fonte CA e a carga.

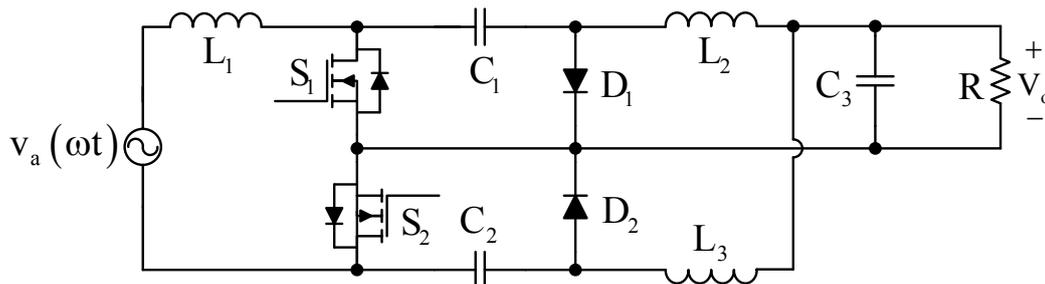
Na Figura 8 apresenta-se a topologia de um conversor CA-CC de estágio único baseado no conversor *Cuk*, apresentado por SAHID e MUHAMMAD (2011). Realizando uma breve análise da topologia, nota-se que a mesma apresenta um total de 10 componentes, sendo: dois diodos, três indutores, dois interruptores e três capacitores. Porém, esta topologia, assim como a topologia baseada no conversor *SEPIC* apresentada na Figura 7, não apresenta isolamento galvânica de alta frequência entre a fonte CA e a carga.

Figura 7 - Conversor *SEPIC* CA-CC de estágio único proposto por MAHDAVI E FARZANEHFARD (2011)



Fonte: Adaptado de MAHDAVI e FARZANEHFARD (2011)

Figura 8 - Conversor *Cuk* CA-CC de estágio único proposto por SAHID e MUHAMMAD (2011)



Fonte: Adaptado de SAHID e MUHAMMAD (2011)

Os conversores CA-CC apresentados na Figura 7 e na Figura 8, além das demais topologias similares, podem apresentar característica semelhantes aos conversores apresentados na Figura 4 e na Figura 6, como: operação com correção de fator de potência, tendo correntes de entrada em fase com a tensão da fonte de alimentação, além das pequenas taxas de distorção harmônica; possibilidade de isolamento galvânica em alta frequência; estruturas abaixadoras e elevadoras de tensão.

A partir disto, realizando uma breve análise na topologia proposta, apresentada na Figura 2, nota-se que a mesma apresenta um total de oito componentes, sendo: dois diodos operando em alta frequência, dois interruptores, um indutor, dois capacitores e um transformador de três enrolamentos. Além disso, a topologia apresenta correção do fator de potência e isolamento galvânica em alta frequência.

Algo a se destacar na topologia é o fato de não utilizar uma ponte retificadora na entrada, sendo feita a retificação por apenas dois diodos na saída. A retificação utilizando apenas dois diodos, ao invés dos quatro diodos de uma ponte retificadora convencional, pode contribuir significativamente quando se trata do rendimento da estrutura para tensões reduzidas na saída.

Com relação ao acionamento dos interruptores, os mesmos são comandados mediante um único pulso de comando.

2.3 COMPARAÇÃO ENTRE TOPOLOGIAS

Realizando uma análise comparativa entre a topologia proposta apresentada na Figura 2 e os conversores apresentados na Figura 4 e na Figura 6, alguns aspectos são apresentados na Tabela 1.

Para a comparação entre as topologias, algumas considerações foram adotadas, onde todos os conversores CA-CC são capazes de processar a potência de 300 W adotada neste trabalho, além de apresentarem a correção de fator de potência e possuírem isolamento galvânica em alta frequência. A comparação é realizada levando em consideração apenas os componentes que processam toda a potência demandada pela carga. Assim, esta comparação não leva em conta os componentes dos circuitos de ajuda à comutação (tais como circuitos grampeadores, snubbers, capacitores de comutação, etc). Na prática, os circuitos de ajuda à comutação processam apenas a energia envolvida na comutação de transistores e diodos, com isso, geralmente, não afetam significativamente o custo e o volume final.

Tabela 1 - Comparação entre os conversores apresentados

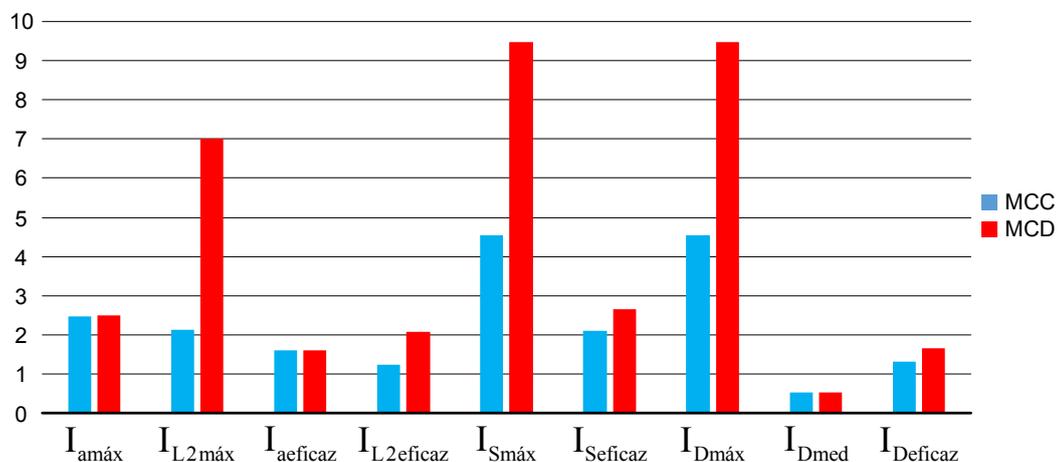
Conversores	Quantidade					Total
	L	C	D	S	T	
Conversor de dois estágios: <i>Boost + Forward</i>	2	2	8	2	1	15
Conversor CA-CC integrado proposto por POSTIGLIONE (2006)	5	6	6	2	1	20
Conversor <i>SEPIC</i> CA-CC	1	2	2	2	1	8

Fonte: Autoria Própria

Analisando os dados apresentados na Tabela 1, nota-se que o conversor contém uma menor quantidade de componentes e um circuito mais simplificado, o que poderá resultar em menos perdas por condução. Outro fator positivo em relação a menor quantidade de componentes é o custo do conversor, que possivelmente será menor.

Além da análise anterior, uma breve comparação da topologia proposta operando em MCC e MCD também é válida. Conforme comentado anteriormente, quando a topologia opera em MCD não há a necessidade de controlar a corrente de entrada, tendo um sistema de controle mais simplificado, com apenas a malha de controle da tensão de saída. Porém, quando se trata de rendimento, espera-se que a topologia operando em MCC obtenha um rendimento mais elevado, pois os picos de corrente serão menores ocasionando assim menores perdas nos componentes. Apresenta-se no Gráfico 1 uma comparação entre os valores de corrente nos componentes do conversor operando em MCC e MCD, parametrizados em função da corrente de saída.

Gráfico 1 - MCC x MCD: valores de corrente



Fonte: Autoria Própria

Analisando os valores de corrente entre os dois modos de operação, pode-se concluir que quando o conversor opera em MCC:

- A máxima corrente no indutor L_2 é de aproximadamente três vezes menor;
- A máxima corrente nos interruptores e nos diodos é aproximadamente a metade;

Com a análise apresentada na Tabela 1 entre os conversores e a breve análise entre os modos de operação do conversor, pode-se afirmar que o conversor *SEPIC* CA-CC operando em MCC possui vantagens relevantes, justificando-se assim o desenvolvimento da dissertação.

3 CONVERSOR *SEPIC* CA-CC EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO

Neste capítulo apresentam-se as etapas de operação do conversor na Figura 2, além das principais formas de onda e todas as equações utilizadas para a realização do projeto.

Pelo fato do conversor estar operando no modo de condução contínuo, há a necessidade de controlar a corrente de entrada (mesma corrente do indutor L_1) para que a mesma siga a tensão de entrada, ou seja, para que tensão de entrada e a corrente de entrada estejam em fase e sem distorções, pois assim será possível obter-se um elevado fator de potência.

Caso o conversor operasse no modo de condução descontínuo, segundo SIMONETTI (1997), HOU (2011) e HIRTH (2015) não seria necessário o controle da corrente de entrada, pois neste modo de condução, o conversor é emulado por uma resistência, ou seja, a tensão de entrada e a corrente de entrada encontram-se em fase e sem distorções.

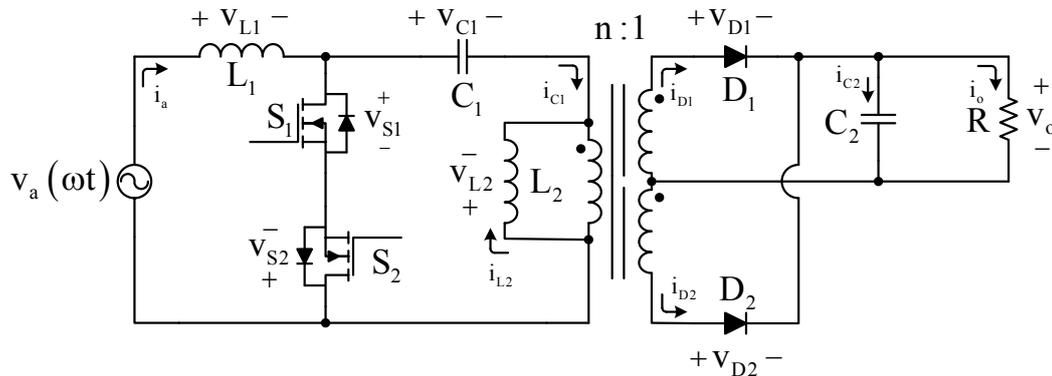
Algo a se notar na topologia é que os dois interruptores, além dos dois indutores e do capacitor C_1 , encontram-se no lado CA. Para o disparo dos interruptores, como ambos estão referenciados ao mesmo potencial, pode-se utilizar o mesmo pulso de comando para entrada em condução ou bloqueio, simplificando assim o sistema de acionamento dos interruptores. Nota-se que a conversão de energia alternada para contínua ocorre em um estágio único, sendo isolado galvanicamente em alta frequência através dos indutores acoplados.

A seguir, apresentam-se as etapas de operação e posteriormente o equacionamento da topologia.

3.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO

Pelo fato do conversor operar em MCC apresentam-se duas etapas de operação, quando os interruptores estão em condução e quando os interruptores estão bloqueados. Para as etapas de operação leva-se em consideração a polaridade das tensões e o sentido das correntes adotados na Figura 9.

Figura 9 - Topologia do conversor SEPIC CA-CC com as convenções de tensão e sentido de corrente adotados



Fonte: Autoria Própria

Com relação as análises a seguir, utiliza-se como referência o semiciclo positivo da fonte de alimentação, levando em consideração que todos os elementos são ideais, ou seja, não apresentam perdas por condução, entrada em condução ou bloqueio.

Com relação a indutância de dispersão proveniente dos indutores acoplados, a qual causa o efeito de sobre tensão nos interruptores S_1 e S_2 e nos diodos D_1 e D_2 , para a análise matemática desconsidera-se o seu efeito, pois além da análise matemática do conversor ser inédita em MCC, o efeito da indutância de dispersão para conversores com baixo ganho, relação da tensão de saída pela tensão de entrada, é pequeno.

A partir disso, apresentam-se a seguir as duas etapas de operação do conversor através das seções 3.1.1 e 3.1.2.

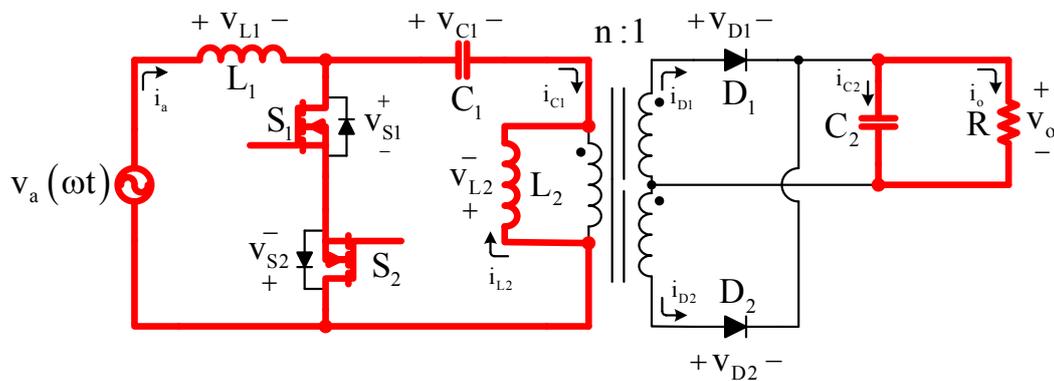
3.1.1 Primeira Etapa de Operação

Durante a primeira etapa de operação, apresentada na Figura 10, os interruptores S_1 e S_2 estão em condução, enquanto os diodos D_1 e D_2 estão bloqueados. Pelo fato das análises serem feitas para o semiciclo positivo da fonte de alimentação, nota-se que a corrente no interruptor S_1 é conduzida através do seu canal, enquanto que no interruptor S_2 a corrente é conduzida através do diodo intrínseco, em antiparalelo com o canal, ou pelo canal, dependendo da tecnologia do semicondutor.

Nesta etapa de operação, ambos os indutores, L_1 e L_2 recebem energia da fonte V_a e do capacitor C_1 , respectivamente, enquanto que o capacitor C_2 está fornecendo energia para a carga. Nota-se que a corrente nos interruptores é a somatória das correntes dos indutores.

Como os diodos estão bloqueados, nota-se que a tensão sobre o diodo D_1 é igual a somatória, inversa, da tensão de entrada refletida para o secundário e da tensão de saída. Enquanto isso, a tensão sobre o diodo D_2 é igual ao inverso da diferença entre a tensão de saída e a tensão de entrada refletida para o secundário.

Figura 10 - Primeira Etapa de Operação



Fonte: Autoria Própria

3.1.2 Segunda Etapa de Operação

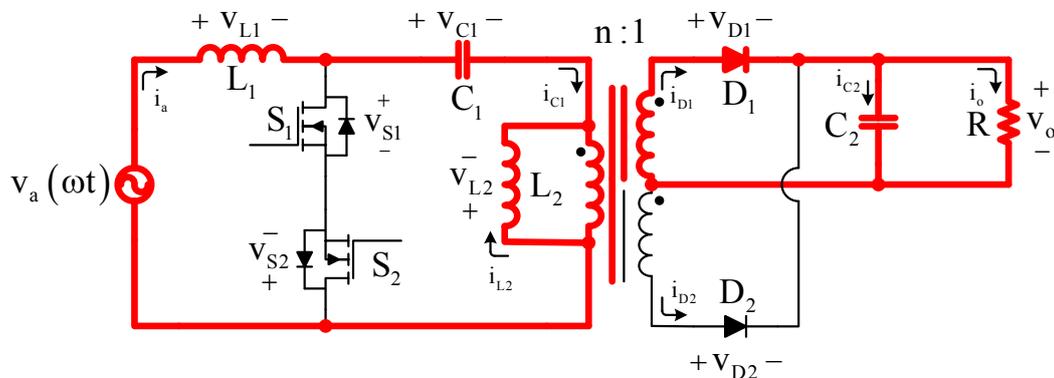
Durante a segunda etapa de operação, apresentada na Figura 11, os interruptores S_1 e S_2 estão bloqueados, enquanto o diodo D_1 está em condução. Nota-se que apenas o diodo D_1 está em condução, enquanto o diodo D_2 está bloqueado. O diodo D_2 irá entrar em condução apenas quando estiver no semiciclo negativo da fonte de alimentação.

Nesta etapa de operação, ambos os indutores, L_1 e L_2 , estão fornecendo energia para os capacitores C_1 e C_2 e para a carga. Nota-se que a corrente no diodo D_1 é a somatória da corrente dos indutores, refletidas para o secundário.

Como os interruptores estão bloqueados e analisa-se o semiciclo positivo da fonte de alimentação, nota-se que o diodo intrínseco da interruptor S_2 está polarizado, mas não está conduzindo. Sendo assim, a tensão sobre o interruptor S_2 será igual a zero. Enquanto isto, a tensão sobre o interruptor S_1 é igual a somatória da tensão de entrada e da tensão de saída refletida para o primário.

Já a tensão sobre o diodo D_2 é igual a duas vezes o inverso da tensão de saída.

Figura 11 - Segunda Etapa de Operação



Fonte: Autoria Própria

3.2 FORMAS DE ONDA

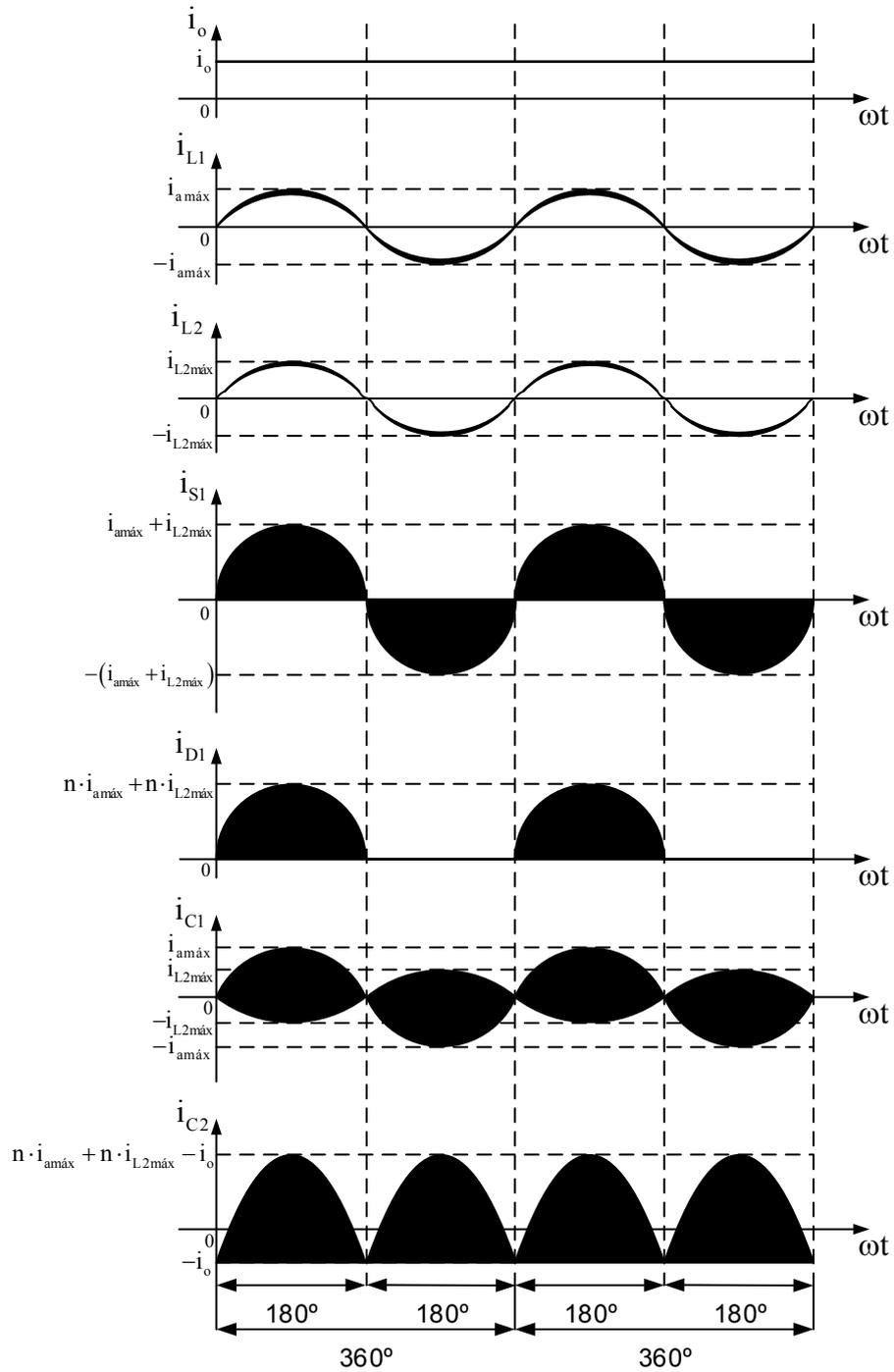
Com as etapas de operação apresentadas na seção 3.1, pode-se obter as formas de onda nos principais elementos que compõem o conversor. Apresentam-se na Figura 12 e na Figura 13 as formas de onda, em baixa frequência, de corrente e tensão, respectivamente, dos principais elementos do conversor *SEPIC* em MCC. Na Figura 14 e na Figura 15 apresentam-se as formas de onda em alta frequência de corrente e tensão, respectivamente, dos principais elementos do conversor *SEPIC* em MCC no instante em que a tensão de entrada apresenta seu máximo valor, ou seja, no pico da fonte de alimentação.

Para o desenvolvimento das formas de onda apresentadas na Figura 12 e na Figura 13, leva-se em consideração um período da fonte de alimentação, enquanto que para as formas de onda apresentadas na Figura 14 e na Figura 15, leva-se em consideração um período de comutação e a tensão de entrada

constante, uma vez que a frequência de comutação é muito maior que a frequência da fonte de alimentação.

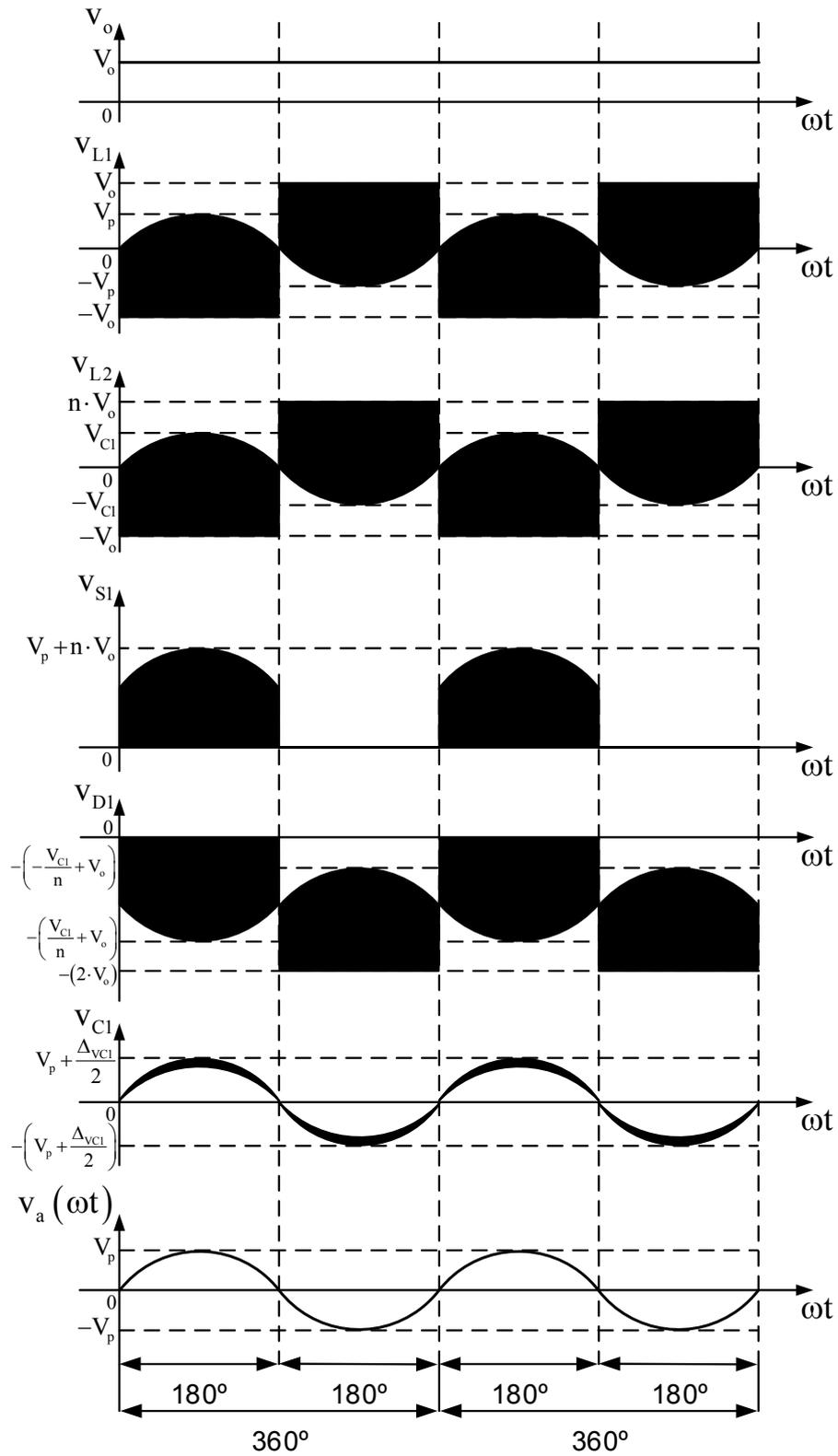
As formas de onda são de grande importância para o desenvolvimento do equacionamento do conversor, como as máximas tensões e máximas correntes, além dos valores médios e eficazes de corrente dos elementos.

Figura 12 - Formas de onda em baixa frequência de corrente dos principais elementos do conversor SEPIC em MCC



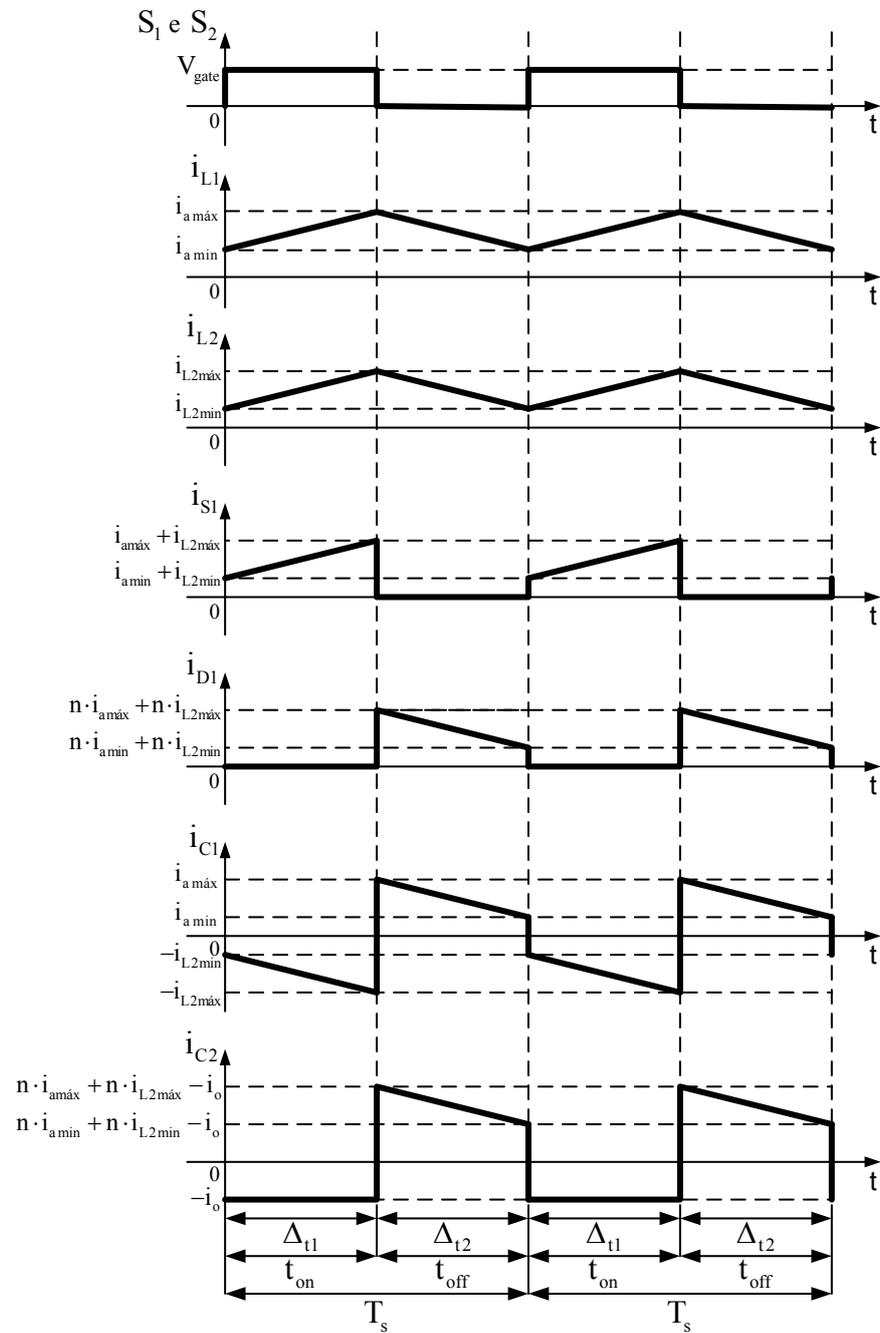
Fonte: Autoria Própria

Figura 13 - Formas de onda em baixa frequência de tensão dos principais elementos do conversor SEPIC em MCC



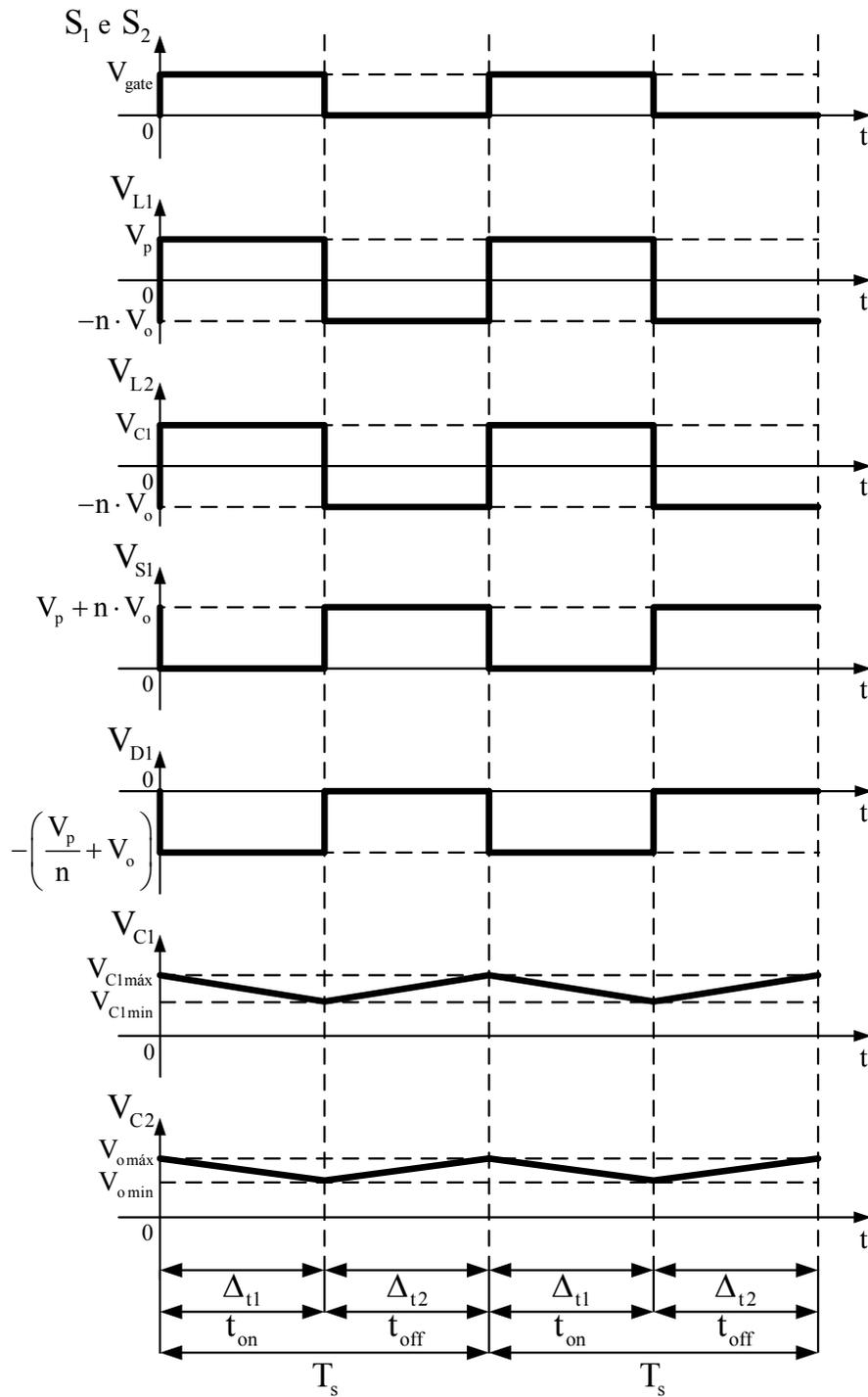
Fonte: Autoria própria

Figura 14 - Formas de onda em alta frequência de corrente dos principais elementos do conversor SEPIC em MCC



Fonte: Autoria Própria

Figura 15 - Formas de onda em alta frequência de tensão dos principais elementos do conversor SEPIC em MCC



Fonte: Autoria própria

3.3 ANÁLISE MATEMÁTICA

Apresenta-se nessa seção a análise matemática do conversor *SEPIC* em MCC, apresentado na Figura 9. O equacionamento leva em consideração as etapas de operação apresentadas na seção 3.1 e a as formas de onda apresentadas na Figura 12, Figura 13, Figura 14 e Figura 15.

3.3.1 Ganho Estático e Razão Cíclica

Realizando o balanço Volt-segundo no indutor L_1 para a máxima transferência de potência, considerando a tensão de entrada constante, obtém-se a equação do ganho estático do conversor, apresentada na equação (3.1). Isolando a razão cíclica, obtém-se a equação (3.2).

$$M = \frac{D}{n \cdot (1 - D)} \quad (3.1)$$

$$D = \frac{V_o \cdot n}{V_o \cdot n + V_p} \quad (3.2)$$

Onde:

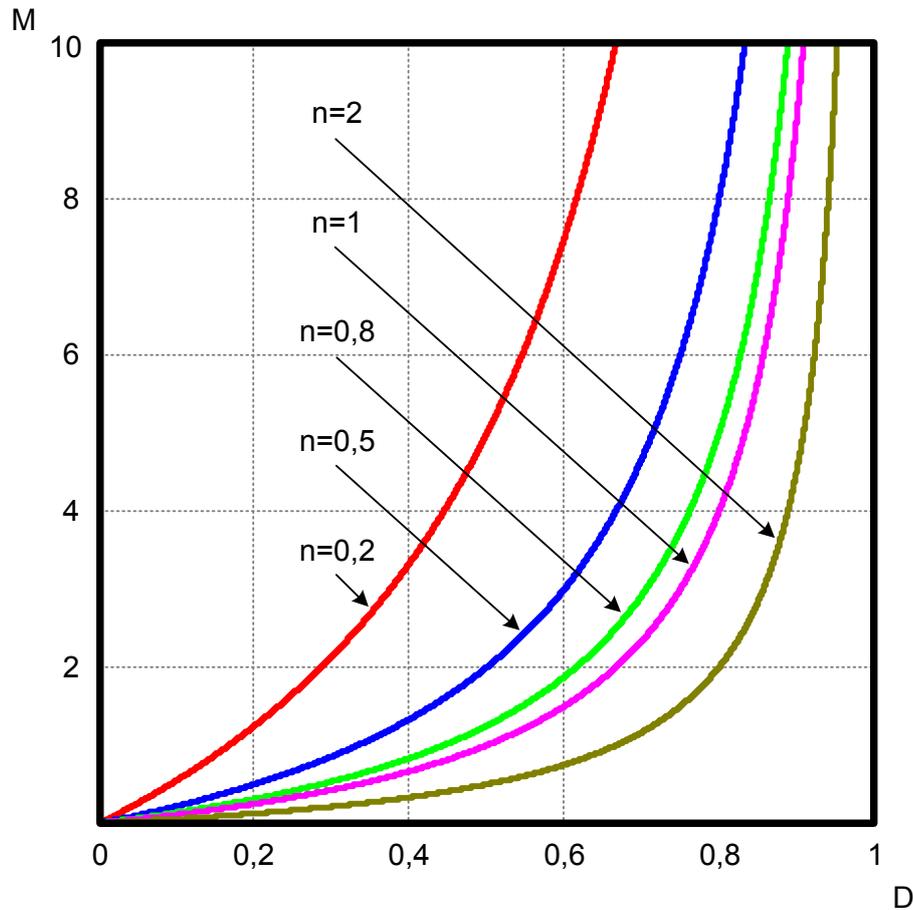
$$M = \frac{V_o}{V_p} \quad (3.3)$$

$$n = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.4)$$

Nota-se que o ganho estático do conversor apresentado na equação (3.1) fica em função da relação de transformação dos indutores acoplados, equação (3.4), onde N_1 é o número de espiras do primário e N_2 é o número de espiras do secundário.

A Figura 16 apresenta o comportamento do ganho estático em função da razão cíclica e da relação de transformação. Observa-se que quanto maior for a relação de transformação, para um ganho estático fixo, maior será o valor da razão cíclica.

Figura 16 - Ganho estático em função da razão cíclica e da relação de transformação



Fonte: Autoria Própria

Considerando que o conversor apresenta uma tensão de entrada senoidal, definida através da equação (3.5), pode-se reescrever a equação (3.2), sendo representada na equação (3.6).

$$v_a(\omega t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3.5)$$

$$d(\omega t) = \frac{V_o \cdot n}{V_o \cdot n + |V_p \cdot \text{sen}(\omega t)|} \quad (3.6)$$

Nota-se por meio da equação (3.6) que a razão cíclica encontra-se em função da tensão senoidal da fonte de alimentação. Sendo assim, a razão cíclica obtém um valor máximo, apresentado na equação (3.7), quando a tensão de entrada atinge o seu menor valor, ou seja, o ângulo ωt é igual a 0° , 180° ou 360° , que equivale a tensão de entrada instantânea igual a zero. Além do seu valor máximo, a razão cíclica apresenta um valor mínimo, apresentado na equação

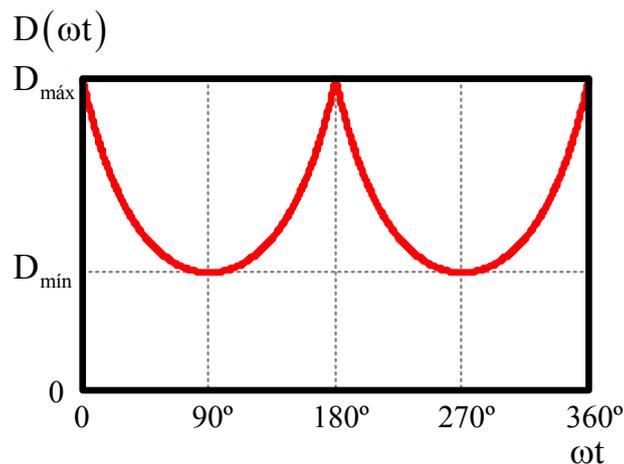
(3.8), quando a tensão de entrada atinge seu máximo valor, ou seja, o ângulo ωt é igual a 90° ou 270° , que equivale a tensão de entrada instantânea igual a V_p .

$$D_{\text{máx}} = \frac{V_o \cdot n}{V_o \cdot n + |V_p \cdot \text{sen}(0^\circ)|} \rightarrow D_{\text{máx}} = \frac{V_o \cdot n}{V_o \cdot n} \rightarrow D_{\text{máx}} = 1 \quad (3.7)$$

$$D_{\text{mín}} = \frac{V_o \cdot n}{V_o \cdot n + |V_p \cdot \text{sen}(90^\circ)|} \rightarrow D_{\text{mín}} = \frac{V_o \cdot n}{V_o \cdot n + V_p} \quad (3.8)$$

Assim, apresenta-se na Figura 17 a variação da razão cíclica em relação ao ângulo ωt . Nota-se que durante um semiciclo da fonte de alimentação, a razão cíclica parte do seu valor máximo até seu valor mínimo, retornando ao seu valor máximo. Esta variação da razão cíclica é necessária para obter-se um elevado fator de potência.

Figura 17 - Razão cíclica em função do ângulo ωt



Fonte: Autoria Própria

3.3.2 Intervalos de Tempo

Os intervalos de tempo apresentados na Figura 14 e na Figura 15, Δ_{t1} e Δ_{t2} , definem o tempo ao qual os interruptores estão em condução e em bloqueio, respectivamente. O intervalo de tempo Δ_{t1} , apresentado na equação (3.9), é determinado pela razão cíclica e pelo período de comutação T_s , apresentado na equação (3.11), enquanto que o intervalo de tempo Δ_{t2} , apresentado na equação (3.10), é seu complementar.

$$\Delta_{t1}(\omega t) = d(\omega t) \cdot T_s \quad (3.9)$$

$$\Delta_{t2}(\omega t) = (1 - d(\omega t)) \cdot T_s \quad (3.10)$$

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (3.11)$$

Nota-se que os tempos ficam dependentes do ângulo ωt . Sendo assim, quando o ângulo ωt é igual a 90° , o tempo Δ_{t1} atinge seu mínimo valor, enquanto que o tempo Δ_{t2} atinge seu máximo valor. A partir disso, apresentam-se as equações (3.12) e (3.13) com os tempos Δ_{t1} e Δ_{t2} , respectivamente, para o ângulo ωt igual a 90° .

$$\Delta_{t1} = D_{\min} \cdot T_s \quad (3.12)$$

$$\Delta_{t2} = (1 - D_{\min}) \cdot T_s \quad (3.13)$$

3.3.3 Ondulação de Corrente dos Indutores L_1 e L_2

As equações que determinam a ondulação de corrente dos indutores L_1 e L_2 são obtidas através da análise da primeira etapa de operação e são apresentadas nas equações (3.14) e (3.15), respectivamente.

$$\Delta_{iL1}(\omega t) = \frac{V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot d(\omega t)}{L_1 \cdot f_s} \quad (3.14)$$

$$\Delta_{iL2}(\omega t) = \frac{V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot d(\omega t)}{L_2 \cdot f_s} \quad (3.15)$$

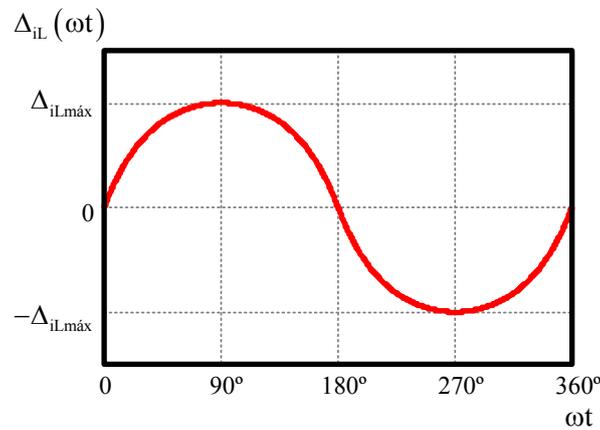
Assim como a razão cíclica e os tempos, a ondulação de corrente dos indutores também se encontra em função do ângulo ωt , apresentado assim um máximo e um mínimo valor. Nota-se, através da Figura 18, que a máxima ondulação de corrente nos indutores ocorre quando o ângulo ωt é igual a 90° ou 270° .

Desta maneira, apresenta-se nas equações (3.16) e (3.17) a máxima ondulação de corrente nos indutores L_1 e L_2 , respectivamente.

$$\Delta_{iL1} = \frac{V_p \cdot D_{\min}}{L_1 \cdot f_s} \quad (3.16)$$

$$\Delta_{iL2} = \frac{V_p \cdot D_{\min}}{L_2 \cdot f_s} \quad (3.17)$$

Figura 18 - Ondulação nos indutores



Fonte: Autoria Própria

3.3.4 Indutores L_1 e L_2

As equações que determinam o valor dos indutores L_1 e L_2 são obtidas mediante a manipulação algébrica das equações (3.16) e (3.17), respectivamente. A partir disto, apresentam-se nas equações (3.18) e (3.19) as equações que determinam os valores dos indutores. Tais equações atendem aos critérios de ondulação máxima de corrente.

$$L_1 = \frac{V_p \cdot D_{\min}}{\Delta_{iL1} \cdot f_s} \quad (3.18)$$

$$L_2 = \frac{V_p \cdot D_{\min}}{\Delta_{iL2} \cdot f_s} \quad (3.19)$$

3.3.5 Capacitores C_1 e C_2

A expressão que determina o valor do capacitor C_1 é obtida mediante a equação (3.20) e da análise da forma de onda da corrente durante a segunda etapa de operação. Assim, apresenta-se na equação (3.21) a expressão utilizada

para o cálculo do capacitor C_1 . Tal expressão atende ao critério de ondulação de tensão em alta frequência.

$$\Delta_{V_{Cl}} = \frac{1}{C_1} \cdot \int_0^{\Delta_{Cl}} i_{Cl}(t) dt \quad (3.20)$$

$$C_1 = \frac{2 \cdot P_o \cdot (1 - D_{\min})}{V_p \cdot \Delta_{V_{Cl}} \cdot f_s} \quad (3.21)$$

Uma das maneiras de determinar a expressão que define o capacitor de saída C_2 é o critério de *Hold-up time*. Além deste critério, o critério de ondulação em baixa frequência também pode ser utilizado. Ambos os critérios, *Hold-up time* e ondulação em baixa frequência, são mais restritivos em relação ao critério de ondulação em alta frequência, considerado para o dimensionamento do capacitor C_1 . Isto deve-se ao fato de que o capacitor C_2 deverá ser capaz de suportar uma determinada ondulação com frequência de duas vezes a frequência da fonte de alimentação, a qual está submetido.

De acordo com Yuan (2007), o critério de *Hold-up time* leva em consideração que o capacitor deverá, na falta de energia da fonte de alimentação, ser capaz de suprir a energia entregue a carga por um determinado período de tempo, levando assim a um capacitor de volume elevado.

Desta maneira, levando em consideração que o tempo de *Hold-up time*, ou seja, tempo que o capacitor deverá alimentar a carga, é igual a um ciclo da fonte de alimentação, apresentam-se as equações (3.22) e (3.23).

$$t_r = \frac{1}{f_r} \quad (3.22)$$

$$C_{2_hold} = \frac{2 \cdot P_o \cdot t_r}{V_o^2 - (0,9 \cdot V_o)^2} \quad (3.23)$$

A ondulação em baixa frequência, a qual o capacitor está submetido, é apresentada na Figura 19. Como deseja-se obter uma corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão, a ondulação não poderá deixar de existir.

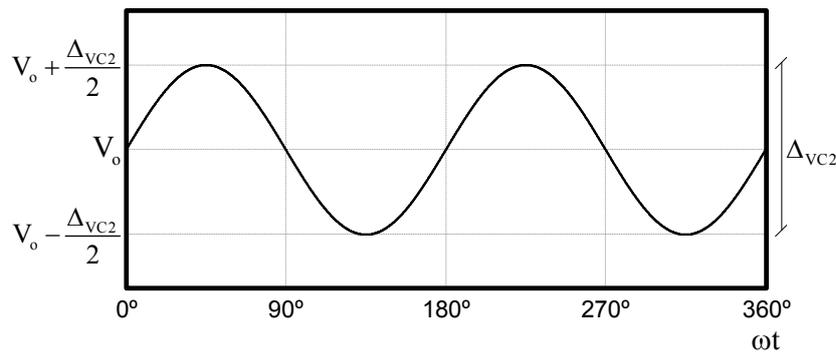
Segundo Souza (1998), a potência instantânea que é entregue pela entrada para a saída do conversor não é constante ao longo de um período da fonte de alimentação, o que impede que a ondulação da tensão de saída seja

nula. Portanto, tal ondulação será dependente da potência de carga, da capacitância de saída e da tensão de carga.

Na equação (3.24) apresenta-se a expressão que determina o valor do capacitor C_2 para baixa frequência.

$$C_2 = \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot V_o \cdot \Delta_{VC2} \cdot f_r} \quad (3.24)$$

Figura 19 - Ondulação da tensão de saída



Fonte: Autoria Própria

3.3.6 Valores de Corrente dos Indutores L_1 e L_2

3.3.6.1 Máxima e mínima corrente dos indutores L_1 e L_2

A partir das formas de onda apresentadas na Figura 12, pode-se notar que as correntes dos indutores apresentam um valor máximo e um valor mínimo. Realizando a igualdade entre a potência de entrada e a potência de saída, equação (3.25), obtém-se a equação (3.26), que define a corrente de pico do indutor L_1 .

$$P_i = P_o \rightarrow \frac{V_p}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{apico}}{\sqrt{2}} = P_o \quad (3.25)$$

$$I_{apico} = \frac{2 \cdot P_o}{V_p} \quad (3.26)$$

A relação do ganho estático apresentado na equação (3.1) pode ser reescrita através da relação das correntes, sendo apresentada na equação (3.27).

$$\frac{I_{\text{apico}}}{I_{L2\text{pico}}} = \frac{D_{\text{min}}}{(1-D_{\text{min}})} \quad (3.27)$$

A partir da equação (3.27), isolando a corrente de pico do indutor L_2 e substituindo a equação (3.26), obtém-se a equação (3.28) a seguir, que define a corrente de pico do indutor L_2 .

$$I_{L2\text{pico}} = \frac{2 \cdot P_o \cdot (1-D_{\text{min}})}{V_p \cdot D_{\text{min}}} \quad (3.28)$$

As equações (3.26) e (3.28) foram obtidas admitindo-se que as correntes são isentas da ondulação de alta frequência. Levando-se em consideração a ondulação de alta frequência, apresentam-se as equações das correntes máximas e mínimas dos indutores L_1 e L_2 , respectivamente, através das equações (3.29), (3.30), (3.31) e (3.32).

$$I_{\text{amáx}} = \frac{2 \cdot P_o}{V_p} + \frac{\Delta_{iL1}}{2} \quad (3.29)$$

$$I_{\text{amin}} = \frac{2 \cdot P_o}{V_p} - \frac{\Delta_{iL1}}{2} \quad (3.30)$$

$$I_{L2\text{máx}} = \frac{2 \cdot P_o \cdot (1-D_{\text{min}})}{V_p \cdot D_{\text{min}}} + \frac{\Delta_{iL2}}{2} \quad (3.31)$$

$$I_{L2\text{min}} = \frac{2 \cdot P_o \cdot (1-D_{\text{min}})}{V_p \cdot D_{\text{min}}} - \frac{\Delta_{iL2}}{2} \quad (3.32)$$

Substituindo a equação (3.16) nas equações (3.29) e (3.30), apresenta-se nas equações (3.33) e (3.34) a corrente máxima e mínima, respectivamente, do indutor L_1 .

$$I_{\text{amáx}} = \frac{4 \cdot P_o \cdot L_1 \cdot f_s + V_p^2 \cdot D_{\text{min}}}{2 \cdot V_p \cdot L_1 \cdot f_s} \quad (3.33)$$

$$I_{\text{amin}} = \frac{4 \cdot P_o \cdot L_1 \cdot f_s - V_p^2 \cdot D_{\text{min}}}{2 \cdot V_p \cdot L_1 \cdot f_s} \quad (3.34)$$

Para o valor da corrente máxima e mínima do indutor L_2 , substitui-se a equação (3.17) nas equações (3.31) e (3.32), sendo as mesmas apresentadas, respectivamente, nas equações (3.35) e (3.36) a seguir.

$$I_{L2\text{máx}} = \frac{4 \cdot P_o \cdot L_2 \cdot f_s \cdot (1 - D_{\min}) + V_p^2 \cdot D_{\min}}{2 \cdot V_p \cdot L_2 \cdot D_{\min} \cdot f_s} \quad (3.35)$$

$$I_{L2\text{min}} = \frac{4 \cdot P_o \cdot L_2 \cdot f_s \cdot (1 - D_{\min}) - V_p^2 \cdot D_{\min}}{2 \cdot V_p \cdot L_2 \cdot D_{\min} \cdot f_s} \quad (3.36)$$

3.3.6.2 Valores médios e eficazes de corrente no indutor L_1

Para a determinação dos valores médios e eficazes de corrente no indutor L_1 deve-se realizar uma análise em baixa frequência. Para isto, primeiramente define-se a potência de entrada mediante a equação (3.37).

$$p_i(\omega t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot I_{\text{apico}} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (3.37)$$

Analisando a equação (3.26) para baixa frequência e utilizando as equações (3.5) e (3.37), apresenta-se na equação (3.38) a corrente do indutor L_1 em baixa frequência.

$$i_a(\omega t) = \frac{2 \cdot P_o \cdot \text{sen}(\omega t)}{V_p} \quad (3.38)$$

O valor médio da corrente do indutor L_1 é obtido a partir da integral da equação (3.38) para um período da tensão senoidal da fonte de alimentação, como na equação (3.39). Assim, apresenta-se o valor médio da corrente do indutor L_1 na equação (3.40).

$$I_{\text{amed_CA}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} \frac{2 \cdot P_o \cdot \text{sen}(\omega t)}{V_p} d\omega t \quad (3.39)$$

$$I_{\text{amed_CA}} = 0 \quad (3.40)$$

O valor eficaz da corrente do indutor L_1 é obtido a partir da equação (3.41). Na equação (3.42) apresenta-se a expressão que define o valor da corrente eficaz do indutor L_1 .

$$I_{\text{aefficaz_CA}} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{2 \cdot P_o \cdot \text{sen}(\omega t)}{V_p} \right)^2 d\omega t} \quad (3.41)$$

$$I_{\text{aeficaz_CA}} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_p} \quad (3.42)$$

3.3.6.3 Valores médios e eficazes de corrente no indutor magnetizante L_2

Analisando a primeira etapa de operação, apresentada na Figura 10, e a segunda etapa de operação, apresentada na Figura 11, pode-se notar que, assim como no indutor L_1 , a corrente do indutor L_2 é senoidal para um período da fonte de alimentação.

Realizando então a igualdade das potências em baixa frequência, apresenta-se a equação (3.43) a seguir.

$$p_i(\omega t) = p_o(\omega t) \rightarrow V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot I_{\text{apico}} \cdot \text{sen}(\omega t) = I_{L_2\text{pico}} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot V_o \cdot n \quad (3.43)$$

Isolando a corrente do indutor L_2 da equação (3.43), obtém-se a equação (3.44), que define a corrente do indutor L_2 em baixa frequência, para um período da fonte de alimentação.

$$i_{L_2}(\omega t) = \frac{2 \cdot P_o \cdot \text{sen}(\omega t)}{V_o \cdot n} \quad (3.44)$$

O valor médio da corrente do indutor L_2 , para um período da fonte de alimentação, é obtido a partir da integral da equação (3.44), como pode-se observar na equação (3.45). Assim, apresenta-se o valor médio da corrente do indutor L_2 na equação (3.46).

$$I_{L_2\text{med_CA}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} \frac{2 \cdot P_o \cdot \text{sen}(\omega t)}{V_o \cdot n} d\omega t \quad (3.45)$$

$$I_{L_2\text{med_CA}} = 0 \quad (3.46)$$

O valor eficaz da corrente do indutor L_2 é obtido a partir da equação (3.47). Na equação (3.48) apresenta-se a expressão que define o valor da corrente eficaz do indutor L_2 .

$$I_{L_2\text{eficaz_CA}} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{2 \cdot P_o \cdot \text{sen}(\omega t)}{V_o \cdot n} \right)^2 d\omega t} \quad (3.47)$$

$$I_{L2eficaz_CA} = \frac{\sqrt{6} \cdot P_o}{2 \cdot V_o \cdot n} \quad (3.48)$$

3.3.7 Valores de Tensão e Corrente nos Interruptores S_1 e S_2

3.3.7.1 Máxima corrente nos interruptores S_1 e S_2

Observa-se na Figura 14 que a máxima corrente nos interruptores é igual a somatória das correntes máximas dos indutores L_1 e L_2 . Somando as equações (3.33) e (3.35), obtém-se a equação (3.49) que define a máxima corrente nos interruptores S_1 e S_2 .

$$I_{Smáx} = \frac{V_p^2 \cdot D_{min}^2 \cdot (L_1 + L_2) + 4 \cdot P_o \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot f_s}{2 \cdot V_p \cdot D_{min} \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot f_s} \quad (3.49)$$

3.3.7.2 Valores médios e eficazes de corrente dos interruptores S_1 e S_2

O valor médio da corrente nos interruptores pode ser obtido a partir da forma de onda apresentada na Figura 14. Analisando as equações de reta da forma de onda da corrente do interruptor S_1 , obtém-se a equação (3.51), a partir da equação (3.50).

$$I_{Smed} = \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{\Delta_{t1}} \left(\frac{I_{amáx} + I_{L2máx} - I_{amin} - I_{L2min}}{\Delta_{t1}} \cdot t + I_{amin} + I_{L2min} \right) dt + \int_0^{\Delta_{t2}} (0) dt \right) \quad (3.50)$$

$$I_{Smed} = \frac{2 \cdot P_o}{V_p} \quad (3.51)$$

Analisando a equação (3.51) para baixa frequência e utilizando as equações (3.5) e (3.37), apresenta-se na equação (3.52) a corrente dos interruptores em baixa frequência.

$$i_s(\omega t) = \frac{2 \cdot P_o \cdot \text{sen}(\omega t)}{V_p} \quad (3.52)$$

O valor médio da corrente dos interruptores é obtido a partir da integral da equação (3.52) para um período da tensão senoidal da fonte de alimentação, como pode-se observar na equação (3.53). Apresenta-se o valor médio da corrente dos interruptores S_1 e S_2 na equação (3.54).

$$I_{Smed_CA} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} \frac{2 \cdot P_o \cdot \text{sen}(\omega t)}{V_p} d\omega t \quad (3.53)$$

$$I_{Smed_CA} = 0 \quad (3.54)$$

O valor eficaz da corrente nos interruptores pode ser obtido a partir da forma de onda apresentada na Figura 14. Analisando as equações de reta da forma de onda, obtém-se a equação (3.56) a partir da equação (3.55).

$$I_{Seficaz} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{\Delta_{t1}} \left(\frac{I_{am\acute{a}x} + I_{L2m\acute{a}x} - I_{amin} - I_{L2min}}{\Delta_{t1}} \cdot t + I_{amin} + I_{L2min} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta_{t2}} (0)^2 dt \right)} \quad (3.55)$$

$$I_{Seficaz} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \sqrt{D \cdot \left((I_{am\acute{a}x} + I_{L2m\acute{a}x})^2 + (I_{amin} + I_{L2min})^2 + (I_{amin} + I_{L2min}) \cdot (I_{am\acute{a}x} + I_{L2m\acute{a}x}) \right)} \quad (3.56)$$

Substituindo as equações (3.29), (3.30), (3.31) e (3.32) em (3.56), obtém-se a equação (3.57) a seguir.

$$I_{Seficaz} = \frac{\sqrt{3}}{6} \cdot \sqrt{\frac{V_p^2 \cdot D^2 \cdot (\Delta_{iL1} + \Delta_{iL2})^2 + 48 \cdot P_o^2}{V_p^2 \cdot D}} \quad (3.57)$$

Analisando a equação (3.57) em baixa frequência e realizando a integral para um período da fonte de alimentação, obtém-se a equação (3.58) a seguir, que define o valor da corrente eficaz dos interruptores S_1 e S_2 .

$$I_{Seficaz_CA} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left[\frac{\sqrt{3}}{6} \cdot \left(\frac{\left\{ V_p^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot d(\omega t)^2 \cdot (\Delta_{iL1}(\omega t) + \Delta_{iL2}(\omega t))^2 \right\} + 48 \cdot P_o^2 \cdot \text{sen}^4(\omega t)}{V_p^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot d(\omega t)} \right) \right]^2 d\omega t} \quad (3.58)$$

Nota-se que a equação (3.58), que representa o valor eficaz da corrente dos interruptores S_1 e S_2 , não pode ser representada algebricamente, tendo apenas solução na forma numérica, ou seja, a equação apresenta solução apenas quando atribuem-se valores as variáveis.

3.3.7.3 Máxima tensão sobre os interruptores S_1 e S_2

A máxima tensão sobre os interruptores pode ser obtida a partir da forma de onda apresentada na Figura 13, sendo a mesma apresentada na equação (3.59) a seguir.

$$V_{S\text{máx}} = V_p + n \cdot V_o \quad (3.59)$$

3.3.8 Valores de Tensão e Corrente nos Diodos D_1 e D_2

3.3.8.1 Máxima corrente nos diodos D_1 e D_2

Observa-se na Figura 12 que a máxima corrente nos diodos é igual a somatória das correntes máximas dos indutores L_1 e L_2 , ambas refletidas para o secundário. Somando as equações (3.33) e (3.35) e multiplicando pela relação de transformação, obtém-se a equação (3.60) que define a máxima corrente nos diodos D_1 e D_2 .

$$I_{D\text{máx}} = \frac{n \cdot (V_p^2 \cdot D_{\text{min}}^2 \cdot (L_1 + L_2) + 4 \cdot P_o \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot f_s)}{2 \cdot V_p \cdot D_{\text{min}} \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot f_s} \quad (3.60)$$

3.3.8.2 Valores médios e eficazes de corrente dos diodos D_1 e D_2

O valor médio da corrente nos diodos pode ser obtido a partir das etapas de operação apresentadas na Figura 10 e na Figura 11. Analisando as etapas de operação do conversor, nota-se que o valor médio da corrente dos diodos é igual a metade do valor médio da corrente de saída, pois cada diodo irá conduzir durante um semiciclo da fonte de alimentação. A partir disto apresenta-se a equação (3.61), que define o valor médio da corrente dos diodos.

$$I_{D\text{med_CA}} = \frac{I_o}{2} \quad (3.61)$$

O valor eficaz da corrente nos diodos pode ser obtido a partir da forma de onda apresentada na Figura 14. Analisando as equações de reta da forma de onda, obtém-se a equação (3.63) a partir da equação (3.62).

$$I_{\text{Deficaz}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{\Delta_{t1}} (0)^2 dt + \int_0^{\Delta_{t2}} \left(\frac{n \cdot (I_{a\text{min}} + I_{L2\text{min}} - I_{a\text{máx}} - I_{L2\text{máx}})}{\Delta_{t2}} \cdot t + n \cdot (I_{a\text{máx}} + I_{L2\text{máx}}) \right)^2 dt \right)} \quad (3.62)$$

$$I_{\text{Deficaz}} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \sqrt{n^2 \cdot (1-D) \cdot \left((I_{a\text{máx}} + I_{L2\text{máx}})^2 + (I_{a\text{min}} + I_{L2\text{min}})^2 \right) + (I_{a\text{min}} + I_{L2\text{min}}) \cdot (I_{a\text{máx}} + I_{L2\text{máx}})} \quad (3.63)$$

Substituindo as equações (3.29), (3.30), (3.31) e (3.32) em (3.63), obtém-se a equação (3.64) a seguir.

$$I_{\text{Deficaz}} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \sqrt{\frac{n^2 \cdot (1-D) \cdot (V_p^2 \cdot D^2 \cdot (\Delta_{iL1} + \Delta_{iL2})^2 + 48 \cdot P_o^2)}{4 \cdot V_p^2 \cdot D^2}} \quad (3.64)$$

Analisando a equação (3.64) em baixa frequência e realizando a integral para um período da fonte de alimentação, obtém-se a equação (3.65) a seguir, que define o valor da corrente eficaz dos diodos D_1 e D_2 .

$$I_{\text{Deficaz_CA}} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \left[\frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \left(\frac{n^2 \cdot (1-d(\omega t)) \cdot \{b\}}{4 \cdot V_p^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot d(\omega t)^2} \right) \right]^2 d\omega t} \quad (3.65)$$

$$b = V_p^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot d(\omega t)^2 \cdot (\Delta_{iL1}(\omega t) + \Delta_{iL2}(\omega t))^2 + 48 \cdot P_o^2 \cdot \text{sen}^4(\omega t) \quad (3.66)$$

Nota-se que a equação (3.65), que representa o valor eficaz da corrente dos diodos D_1 e D_2 , assim como a equação do valor eficaz da corrente dos interruptores, não pode ser representada algebricamente, tendo apenas solução na forma numérica.

3.3.8.3 Máxima tensão sobre os diodos D_1 e D_2

A máxima tensão sobre os diodos pode ser obtida a partir da forma de onda apresentada na Figura 13. Nota-se que para o semiciclo positivo da fonte de alimentação, a máxima tensão sobre o diodo D_1 é igual a somatória, inversa, da tensão de entrada refletida para o secundário e da tensão de saída, sendo apresentada na equação (3.68). Já para o semiciclo negativo da fonte de

alimentação, a máxima tensão sobre o diodo D_1 é igual a duas vezes o inverso da tensão de saída, sendo apresentada na equação (3.68). Para o diodo D_2 , os valores máximos de tensão são os mesmos, apenas alterando o semiciclo da fonte de alimentação.

$$V_{D1máx+} = -\left(\frac{V_p}{n} + V_o\right) \quad (3.67)$$

$$V_{D1máx-} = -(2 \cdot V_o) \quad (3.68)$$

3.3.9 Valor Eficaz da Corrente do Capacitor C_2

O valor eficaz da corrente do capacitor C_2 pode ser obtido a partir da forma de onda apresentada na Figura 14.

Sabe-se o valor médio da corrente do capacitor durante uma etapa de operação é igual a zero. A partir disto, analisando as equações de reta da forma de onda, obtém-se a equação (3.71) a partir da equação (3.69).

$$I_{C2eficaz} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{\Delta_{t1}} (-I_o)^2 dt + \int_0^{\Delta_{t2}} \left(\frac{n \cdot (I_{amin} + I_{L2min} - I_{amáx} - I_{L2máx})}{\Delta_{t2}} \cdot t + (c) \right)^2 dt \right)} \quad (3.69)$$

$$c = n \cdot I_{amáx} + n \cdot I_{L2máx} - I_o \quad (3.70)$$

$$I_{C2eficaz} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \sqrt{n^2 \cdot (1-D) \cdot (e) - (f) + 3 \cdot I_o^2} \quad (3.71)$$

$$e = (I_{amáx} + I_{L2máx})^2 + (I_{amin} + I_{L2min})^2 + (I_{amin} + I_{L2min}) \cdot (I_{amáx} + I_{L2máx}) \quad (3.72)$$

$$f = 3 \cdot I_o \cdot n \cdot (1-D) \cdot (I_{amáx} + I_{amin} + I_{L2máx} + I_{L2min}) \quad (3.73)$$

Substituindo as equações (3.29), (3.30), (3.31) e (3.32) em (3.71), obtém-se a equação (3.74) a seguir.

$$I_{C2eficaz} = \frac{\sqrt{3}}{6} \cdot \sqrt{\frac{(g) + (h) + 12 \cdot V_p^2 \cdot I_o^2 \cdot D^2}{V_p^2 \cdot D^2}} \quad (3.74)$$

$$g = V_p^2 \cdot n^2 \cdot D^2 \cdot (\Delta_{iL1} + \Delta_{iL2})^2 \cdot (1-D) \quad (3.75)$$

$$h = 48 \cdot (1-D) \cdot (P_o^2 \cdot n^2 - V_p \cdot n \cdot I_o \cdot P_o \cdot D) \quad (3.76)$$

Analisando a equação (3.74) em baixa frequência e realizando a integral para meio período da fonte de alimentação, obtém-se a equação (3.77) a seguir, que define o valor eficaz da corrente do capacitor C_2 .

$$I_{C2\text{eficaz_CA}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left[\frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \left(\frac{(i)+(j)+12 \cdot V_p^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot I_o^2 \cdot d(\omega t)^2}{V_p^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot d(\omega t)^2} \right) \right]^2 d\omega t} \quad (3.77)$$

$$i = V_p^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot n^2 \cdot d(\omega t)^2 \cdot (\Delta_{iL1}(\omega t) + \Delta_{iL2}(\omega t))^2 \cdot (1 - d(\omega t)) \quad (3.78)$$

$$j = 48 \cdot (1 - d(\omega t)) \cdot (P_o^2 \cdot \text{sen}^4(\omega t) \cdot n^2 - V_p \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot n \cdot I_o \cdot P_o \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot d(\omega t)) \quad (3.79)$$

Nota-se que a equação (3.77), que representa o valor eficaz da corrente do capacitor C_2 , assim como a equação do valor eficaz da corrente dos interruptores e a equação do valor eficaz da corrente dos diodos, não pode ser representada algebricamente, tendo apenas solução na forma numérica.

3.4 RESTRIÇÃO DE OPERAÇÃO

Quando operando em MCC, a topologia apresenta apenas restrição de operação para os diodos D_1 e D_2 . Durante a primeira etapa de operação, os diodos devem permanecer bloqueados, independente se a tensão da fonte de alimentação estiver no semiciclo positivo ou negativo.

Analisando a primeira etapa de operação, apresentado na Figura 10, nota-se que pelas polaridades atribuídas aos indutores acoplados, o diodo D_1 encontra-se bloqueado. Já para o diodo D_2 permanecer bloqueado, a tensão de saída deve ser maior que a tensão do capacitor C_1 refletida para o secundário, caso contrário, o diodo D_2 entrará em condução. Tal restrição é apresentada na equação (3.80).

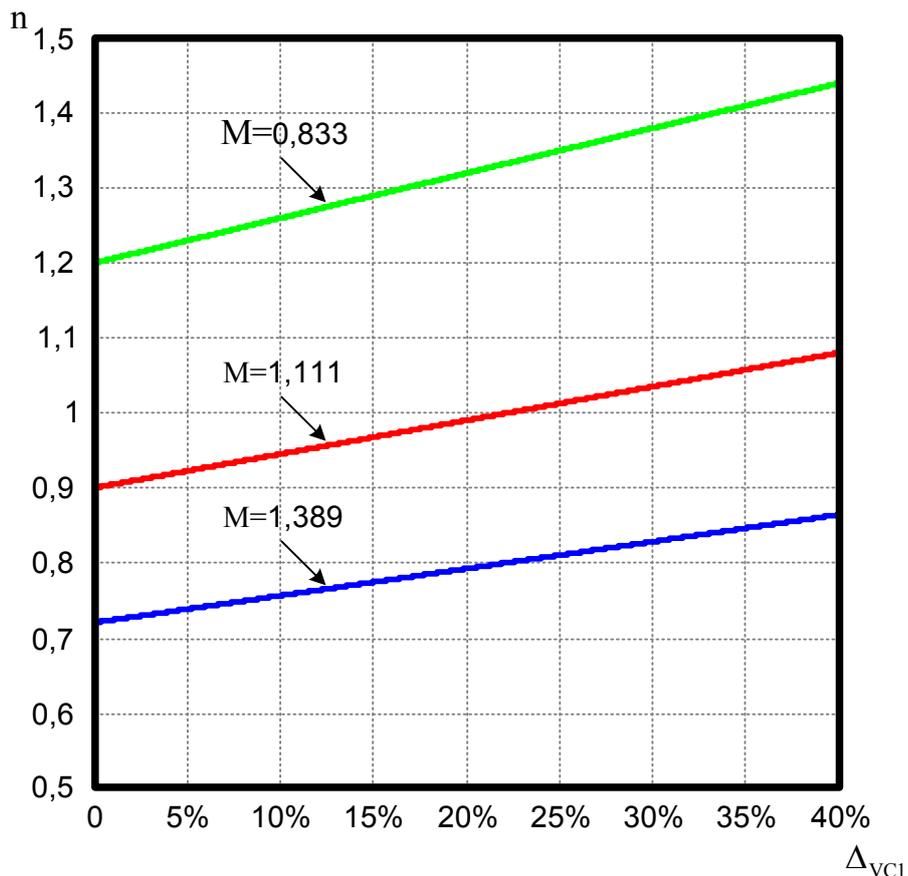
$$V_o > \frac{V_{C1}}{n} \quad (3.80)$$

Escrevendo a restrição de operação do conversor em função da relação de transformação e do ganho estático, obtém-se a equação (3.81). Nota-se que a relação de transformação fica em função do ganho estático e da variação de tensão do capacitor C_1 .

$$n > \frac{1}{M} + \frac{\Delta_{VCI}}{2 \cdot V_o} \quad (3.81)$$

A Figura 20 apresenta a relação de transformação em função da ondulação do capacitor C_1 . Nota-se que para um valor fixo de ganho estático, quanto maior a ondulação do capacitor, maior será o valor de n a ser utilizado. Por exemplo, utilizando como parâmetro de projeto do capacitor C_1 uma ondulação de tensão igual a 25%, quando tem-se um ganho estático igual a 1,389, a relação de transformação deve ser menor que, aproximadamente, 0,8. Já quando tem-se um ganho estático igual a 1,111, para a ondulação de tensão do capacitor C_1 igual a 25%, a relação de transformação deve ser menor que, aproximadamente, 1,025.

Figura 20 - Relação de transformação em função da ondulação do capacitor C_1



Fonte: Autoria Própria

3.5 CIRCUITO DE GRAMPEAMENTO

Pelo fato do conversor apresentar uma indutância de dispersão, proveniente dos indutores acoplados, em série com o enrolamento primário de L_2 , os interruptores estarão submetidos a uma sobre tensão, sendo necessário utilizar um circuito de grampeamento para não danificar os mesmos.

Segundo FONT (2003), os circuitos de grampeamento são responsáveis por auxiliarem nas comutações dos semicondutores de potência, tendo a função de grampear a tensão sobre o semicondutor no instante da comutação.

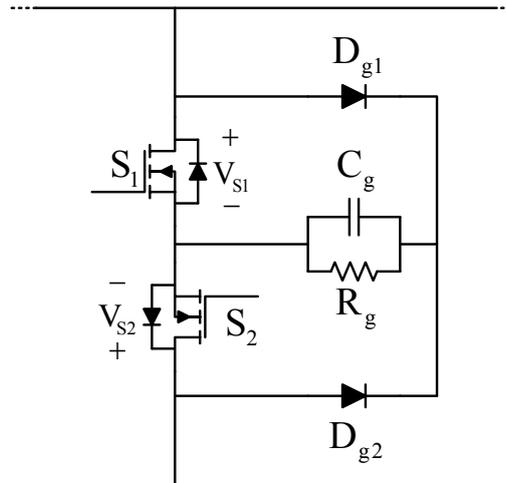
Dentre as tantas topologias de circuitos de grampeamento apresentados na literatura, têm-se o circuito de grampeamento passivo, sendo que o mais utilizado é o circuito RCD, o qual é constituído por um resistor, um capacitor e um ou dois diodos.

Segundo FONT (2003), as principais vantagens em se utilizar o circuito de grampeamento passivo RCD, é que o mesmo apresenta uma estrutura simples, de baixo custo e possui um número reduzido de componentes. Porém, a principal desvantagem encontra-se na perda de energia através do resistor do circuito de grampeamento.

Apresenta-se na Figura 21 a topologia do circuito de grampeamento proposta por HIRTH (2015), composta por dois diodos, um capacitor e um resistor. Tal topologia, comparado com a topologia convencional, para realizar o grampeamento sobre dois interruptores, apresenta um capacitor e um resistor a menos, contudo, o resistor e o capacitor de grampeamento apresentam o dobro do volume em relação a topologia convencional.

Na análise da segunda etapa de operação, apresentado na seção 3.1.2, nota-se que no momento em que os interruptores são comandados a bloquear, o diodo D_1 entra em condução. A partir disto, analisando agora a Figura 21, nota-se que a partir do momento em que os interruptores forem comandados a bloquear, para o semiciclo positivo da fonte de alimentação, além do diodo D_1 , o diodo D_{g1} também entrará em condução. Com isto, toda a energia que o diodo D_{g1} conduzirá ficará armazenada no capacitor C_g , sendo dissipada pelo resistor R_g .

Figura 21 - Circuito de grampeamento



Fonte: Adaptado de HIRTH (2015)

Como o intervalo de tempo da comutação é muito menor que o período de comutação do conversor, pode-se considerar a corrente, para este intervalo de tempo, constante, ou seja, a máxima corrente no indutor L_2 , apresentada na equação (3.35).

A equação que define o tempo de ação do circuito de grampeamento é determinada através da equação (3.82), sendo apresentada na equação (3.83), onde a tensão V_{gramp} é a máxima tensão sobre os interruptores e a indutância L_{2D} é o valor da indutância de dispersão dos indutores acoplados L_2 , o qual, na prática, é obtido posteriormente a construção dos indutores acoplados L_2 .

$$V_{L2D} = L_{2D} \cdot \frac{\Delta_{iL2D}}{\Delta_{tg}} \quad (3.82)$$

$$\Delta_{tg} = \frac{L_{2D} \cdot I_{L2\text{máx}}}{V_{\text{gramp}} - V_p - V_o \cdot n} \quad (3.83)$$

Na equação (3.84), apresenta-se o valor médio da corrente no diodo D_{g1} .

$$I_g = \frac{I_{L2\text{máx}}}{2} \cdot \Delta_{tg} \cdot f_s \quad (3.84)$$

A potência média transferida para o circuito de grampeamento é definida através da equação (3.85).

$$P_g = \frac{V_{\text{gramp}} \cdot I_{L2\text{máx}}}{2} \cdot \Delta_{tg} \cdot f_s \quad (3.85)$$

A expressão que define o cálculo do resistor do circuito de grampeamento, R_g , é apresentada na equação (3.86) a seguir. Tal expressão é obtida através da relação potência e tensão.

$$R_g = \frac{V_{\text{gramp}}^2}{P_g} \quad (3.86)$$

Sabendo que a componente contínua da corrente I_g circula pelo resistor R_g enquanto que a componente alternada circula pelo capacitor C_g , apresenta-se na equação (3.88) a expressão que define o cálculo do capacitor C_g . Tal expressão é obtida a partir da relação apresentada na equação (3.87). Vale ressaltar que a tensão V_{gramp} , a ondulação de tensão Δ_{VCg} e a frequência de comutação f_s são parâmetros de projeto.

$$I_g = C_g \cdot \frac{\Delta_{\text{VCg}}}{\Delta_{\text{tg}}} \quad (3.87)$$

$$C_g = \frac{P_g}{V_{\text{gramp}} \cdot \Delta_{\text{VCg}} \cdot f_s} \quad (3.88)$$

3.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentou-se o estudo do funcionamento do conversor *SEPIC* CA-CC operando no modo de condução contínuo. Apresentaram-se as etapas de operação e suas respectivas formas de onda, tanto para alta frequência quanto para baixa frequência.

Apresentou-se também o equacionamento do conversor, contendo todas as equações que foram utilizadas para a realização de projeto quanto as equações para determinar os valores médios, eficazes e de pico das correntes nos principais elementos do conversor. Além disto, apresentaram-se os máximos valores de tensão sobre os interruptores e diodos.

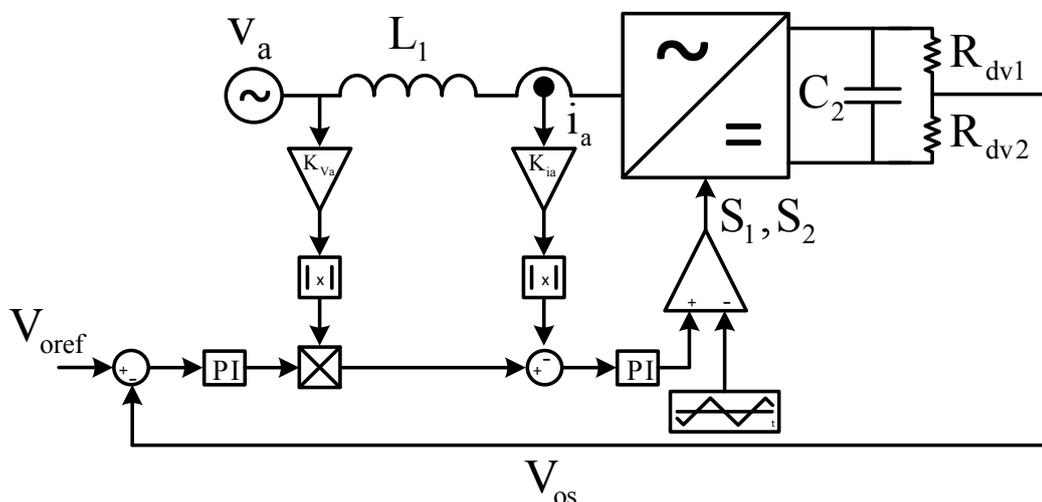
Por fim, apresentou-se a restrição de operação do conversor e a topologia do circuito de grampeamento que foi utilizado, contendo as equações para o cálculo do capacitor e resistor de grampeamento.

4 MODELAGEM DO CONVERSOR *SEPIC* E PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE

Neste capítulo apresenta-se a modelagem do conversor *SEPIC* e o projeto do sistema de controle. O principal objetivo da modelagem é obter as funções de transferência que descrevem a dinâmica da planta para realizar o projeto do sistema de controle.

Na Figura 22 apresenta-se a estratégia de controle adotada. Nota-se que a estratégia de controle apresenta duas malhas. A primeira malha, malha da tensão de saída pela corrente de entrada, é a malha mais lenta do sistema, sendo responsável por controlar a tensão de saída e gerar uma referência para o controle da corrente de entrada. A segunda malha, corrente de entrada pela razão cíclica, é responsável por controlar a corrente de entrada e gerar o pulso PWM para os interruptores. Com isto, faz-se necessário a obtenção de duas funções de transferência para a realização do controle.

Figura 22 – Estratégia de controle



Fonte: Autoria própria

Pelo fato do conversor *SEPIC* possuir quatro elementos armazenadores de energia, dois indutores e dois capacitores, leva-se a obtenção das funções de transferência de 4ª ordem. Porém, para a implementação do controle, uma função de transferência (FT) de 4ª ordem torna o projeto do controlador complexo.

A fim de simplificar a implementação do controle, adotou-se simplificações para o modelo do conversor *SEPIC* e obteve-se funções de transferência de 1ª e 2ª ordem.

Com relação a nomenclatura utilizada a seguir para apresentar as grandezas do ponto de operação (representadas com letra maiúscula) e as pequenas variações, ou pequenos sinais, (representadas com letra minúscula e notadas com acento circunflexo) tem-se como base a nomenclatura utilizada por Erickson e Maksimovic (2001).

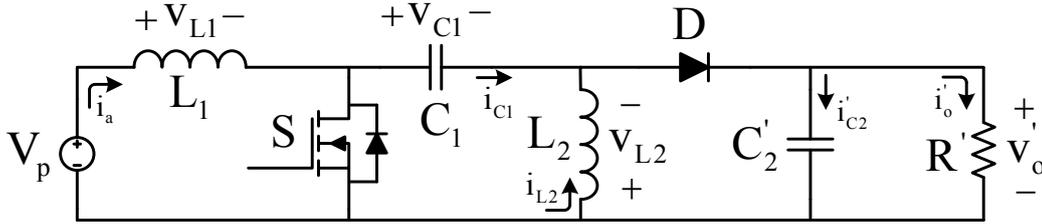
A seguir apresentam-se as funções de transferência obtidas a partir do modelo convencional, modelo simplificado e a partir da conservação de energia entre a entrada e a saída do conversor. Como comentando anteriormente, é necessário a obtenção da FT da corrente de entrada em função da razão cíclica e a FT da tensão de saída em função da corrente de entrada para a realização do controle do conversor. Porém, a fim de apresentar a modelagem completa do conversor, as funções de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica também são apresentadas, além destas serem um passo intermediário para a obtenção das funções de transferência da tensão de saída em função da corrente de entrada.

4.1.1 Funções de Transferência Obtidas a Partir do Modelo Convencional

Pelo fato da função de transferência representar a operação da planta para um determinado ponto, pode-se realizar a análise e obter as funções de transferência a partir da topologia do conversor CC-CC *SEPIC*.

Apresenta-se na Figura 23 o circuito CC referente à topologia proposta, o qual é utilizado para a realização da análise a seguir. Nota-se que todo lado secundário é refletido para o lado primário, apresentando assim as equações (4.1) (4.2) e (4.3).

Figura 23 - Circuito convencional do conversor SEPIC CC-CC isolado



Fonte: Autoria Própria

$$i'_{C2} = \frac{i_{C2}}{n} \quad (4.1)$$

$$i'_o = \frac{i_o}{n} \quad (4.2)$$

$$v'_o = v_o \cdot n \quad (4.3)$$

A partir da Figura 23, realizando a análise das duas etapas de operação, utilizando a mesma metodologia adotada na seção 3.1, obtém-se as equações (4.4), (4.5), (4.6) e (4.7), referentes ao valor médio da tensão sobre o indutor L_1 , valor médio da tensão sobre o indutor L_2 , valor médio da corrente do capacitor C_1 e valor médio da corrente do capacitor C_2 , respectivamente.

$$L_1 \cdot \frac{d\langle i_a(t) \rangle_{T_s}}{dt} = V_p - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} \cdot n \cdot d'(t) - \langle v_{C1}(t) \rangle_{T_s} \cdot d'(t) \quad (4.4)$$

$$L_2 \cdot \frac{d\langle i_{L2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_{C1}(t) \rangle_{T_s} \cdot d(t) - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} \cdot n \cdot d'(t) \quad (4.5)$$

$$C_1 \cdot \frac{d\langle v_{C1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = -\langle i_{L2}(t) \rangle_{T_s} \cdot d(t) + \langle i_a(t) \rangle_{T_s} \cdot d'(t) \quad (4.6)$$

$$C_2 \cdot \frac{d\langle v_o(t) \rangle}{dt} = \frac{-\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{R} + \langle i_a(t) \rangle_{T_s} \cdot n \cdot d'(t) + \langle i_{L2}(t) \rangle_{T_s} \cdot n \cdot d'(t) \quad (4.7)$$

Aplicando as perturbações nas equações (4.4), (4.5), (4.6) e (4.7) e, posteriormente realizando os cancelamentos e desprezando-se os termos de 2ª ordem, permanecendo apenas com os termos de 1ª ordem, justamente para realizar a análise dinâmica da planta, obtém-se as equações (4.8), (4.9), (4.10) e (4.11).

$$L_1 \cdot \frac{d\hat{i}_a}{dt} = \hat{d} \cdot (V_o \cdot n + V_{C1}) - \hat{v}_o \cdot n \cdot (1-D) - \hat{v}_{C1} \cdot (1-D) \quad (4.8)$$

$$L_2 \cdot \frac{d\hat{i}_{L2}}{dt} = \hat{d} \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl}) - \hat{v}_o \cdot n \cdot (1-D) + \hat{v}_{Cl} \cdot D \quad (4.9)$$

$$C_1 \cdot \frac{d\hat{v}_{Cl}}{dt} = \hat{i}_a \cdot (1-D) - \hat{i}_{L2} \cdot D - \hat{d} \cdot (I_a + I_{L2}) \quad (4.10)$$

$$C_2 \cdot \frac{d\hat{v}_o}{dt} = -\frac{\hat{v}_o}{R} - \hat{d} \cdot n \cdot (I_a + I_{L2}) + \hat{i}_a \cdot n \cdot (1-D) + \hat{i}_{L2} \cdot n \cdot (1-D) \quad (4.11)$$

Aplicando a transformada de Laplace nas equações (4.8), (4.9), (4.10) e (4.11) obtém-se as equações (4.12), (4.13), (4.14) e (4.15), respectivamente.

$$L_1 \cdot s \cdot \hat{i}_a(s) = \hat{d}(s) \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl}) - \hat{v}_o(s) \cdot n \cdot (1-D) - \hat{v}_{Cl}(s) \cdot (1-D) \quad (4.12)$$

$$L_2 \cdot s \cdot \hat{i}_{L2}(s) = \hat{d}(s) \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl}) - \hat{v}_o(s) \cdot n \cdot (1-D) + \hat{v}_{Cl}(s) \cdot D \quad (4.13)$$

$$C_1 \cdot s \cdot \hat{v}_{Cl}(s) = \hat{i}_a(s) \cdot (1-D) - \hat{i}_{L2}(s) \cdot D - \hat{d}(s) \cdot (I_a + I_{L2}) \quad (4.14)$$

$$C_2 \cdot s \cdot \hat{v}_o(s) = -\frac{\hat{v}_o(s)}{R} - \hat{d}(s) \cdot n \cdot (I_a + I_{L2}) + \hat{i}_a(s) \cdot n \cdot (1-D) + \hat{i}_{L2}(s) \cdot n \cdot (1-D) \quad (4.15)$$

Manipulando as equações (4.12), (4.13), (4.14) e (4.15) matematicamente, obtém-se a equação (4.16), que representa a FT da tensão de saída em função da razão cíclica, e a equação (4.17), que representa a FT da corrente de entrada em função da razão cíclica.

$$FT_1 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\left\{ \begin{array}{l} -R \cdot n \cdot C_1 \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot (I_a + I_{L2}) \cdot s^3 \\ +R \cdot n \cdot C_1 \cdot (L_1 + L_2) \cdot (1-D) \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl}) \cdot s^2 \\ -R \cdot n \cdot D \cdot L_1 \cdot (I_a + I_{L2}) \cdot s \\ +R \cdot n \cdot (1-D) \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl}) \end{array} \right\}}{\left\{ \begin{array}{l} C_1 \cdot C_2 \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot R \cdot s^4 + C_1 \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot s^3 \\ +R \cdot \left[(1-D)^2 \cdot [C_1 \cdot n^2 \cdot (L_1 + L_2) + L_2 \cdot C_2] + L_1 \cdot C_2 \cdot D^2 \right] \cdot s^2 \\ + [L_2 \cdot (1-D)^2 + L_1 \cdot D^2] \cdot s + R \cdot n^2 \cdot (1-D)^2 \end{array} \right\}} \quad (4.16)$$

$$FT_2 = \frac{\hat{i}_a(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\left\{ \begin{array}{l} R \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot L_2 \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl}) \cdot s^3 \\ + L_2 \cdot [(1-D) \cdot (C_1 \cdot n^2 + C_2) \cdot (I_a + I_{L2}) \cdot R + C_1 \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl})] \cdot s^2 \\ [C_2 \cdot D \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl}) \cdot R + L_2 \cdot (1-D) \cdot (I_a + I_{L2})] \cdot s \\ + R \cdot n^2 \cdot (1-D) \cdot (I_a + I_{L2}) + D \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl}) \end{array} \right\}}{\left\{ \begin{array}{l} C_1 \cdot C_2 \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot R_o \cdot s^4 + C_1 \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot s^3 \\ + R \cdot [(1-D)^2 \cdot [C_1 \cdot n^2 \cdot (L_1 + L_2) + L_2 \cdot C_2] + L_1 \cdot C_2 \cdot D^2] \cdot s^2 \\ + [L_2 \cdot (1-D)^2 + L_1 \cdot D^2] \cdot s + R \cdot n^2 \cdot (1-D)^2 \end{array} \right\}} \quad (4.17)$$

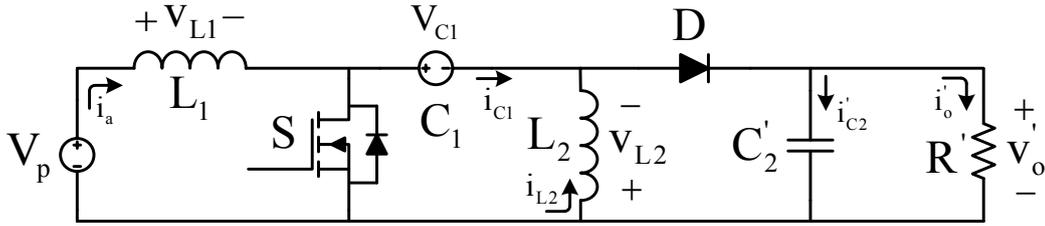
A FT que representa a tensão de saída pela corrente de entrada é apresentada na equação (4.18). Tal FT é obtida através da divisão entre as equações (4.16) e (4.17), respectivamente.

$$FT_3 = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{i}_a(s)} = \frac{\left\{ \begin{array}{l} -R \cdot n \cdot C_1 \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot (I_a + I_{L2}) \cdot s^3 \\ + R \cdot n \cdot C_1 \cdot (L_1 + L_2) \cdot (1-D) \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl}) \cdot s^2 \\ -R \cdot n \cdot D \cdot L_1 \cdot (I_a + I_{L2}) \cdot s \\ + R \cdot n \cdot (1-D) \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl}) \end{array} \right\}}{\left\{ \begin{array}{l} R \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot L_2 \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl}) \cdot s^3 \\ + L_2 \cdot [(1-D) \cdot (C_1 \cdot n^2 + C_2) \cdot (I_a + I_{L2}) \cdot R + C_1 \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl})] \cdot s^2 \\ [C_2 \cdot D \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl}) \cdot R + L_2 \cdot (1-D) \cdot (I_a + I_{L2})] \cdot s \\ + R \cdot n^2 \cdot (1-D) \cdot (I_a + I_{L2}) + D \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl}) \end{array} \right\}} \quad (4.18)$$

4.1.2 Funções de Transferência Obtidas a Partir do Modelo Simplificado

A fim de obter-se funções de transferência de 1ª e 2ª ordem, mas que representem a dinâmica da planta, para a realização do projeto do controlador, algumas simplificações são adotadas. Nesta seção adota-se como simplificação a substituição do capacitor de entrada por uma fonte de tensão, Figura 24, ou seja, considera-se que o mesmo apresenta uma tensão constante, sem sofrer variações. Além disto, reflete-se todo o lado secundário para o primário, utilizando assim as equações (4.1), (4.2) e (4.3) apresentadas anteriormente.

Figura 24 - Circuito simplificado do conversor SEPIC CC-CC isolado



Fonte: Autoria Própria

A partir da Figura 24, realizando a análise das duas etapas de operação, utilizando a mesma metodologia adotada na seção 3.1, obtém-se as equações (4.19), (4.20) e (4.21), referentes ao valor médio da tensão no indutor L_1 , valor médio da tensão no indutor L_2 e valor médio da corrente do capacitor C_2 , respectivamente.

$$L_1 \cdot \frac{di_a(t)}{dt} = V_p - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} \cdot n \cdot d'(t) - V_{C1} \cdot d'(t) \quad (4.19)$$

$$L_2 \cdot \frac{di_{L2}(t)}{dt} = V_{C1} \cdot d(t) - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} \cdot n \cdot d'(t) \quad (4.20)$$

$$C_2 \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = \frac{-\langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{R} + \langle i_a(t) \rangle_{T_s} \cdot n \cdot d'(t) + \langle i_{L2}(t) \rangle_{T_s} \cdot n \cdot d'(t) \quad (4.21)$$

Aplicando-se as perturbações nas equações (4.19), (4.20) e (4.21) e posteriormente realizando os cancelamentos e desprezando-se os termos de 2ª ordem, permanecendo apenas com os termos de 1ª ordem, justamente para realizar a análise dinâmica da planta, obtém-se as equações (4.22), (4.23) e (4.24).

$$L_1 \cdot \frac{d\hat{i}_a}{dt} = \hat{d} \cdot (V_o \cdot n + V_{C1}) - \hat{v}_o \cdot n \cdot (1-D) \quad (4.22)$$

$$L_2 \cdot \frac{d\hat{i}_{L2}}{dt} = \hat{d} \cdot (V_o \cdot n + V_{C1}) - \hat{v}_o \cdot n \cdot (1-D) \quad (4.23)$$

$$C_2 \cdot \frac{d\hat{v}_o}{dt} = -\frac{\hat{v}_o}{R} - \hat{d} \cdot n \cdot (I_a + I_{L2}) + \hat{i}_a \cdot n \cdot (1-D) + \hat{i}_{L2} \cdot n \cdot (1-D) \quad (4.24)$$

Aplicando a transformada de Laplace nas equações (4.22), (4.23) e (4.24) obtém-se as equações (4.25), (4.26) e (4.27) a seguir.

$$L_1 \cdot s \cdot \hat{i}_a(s) = \hat{d}(s) \cdot (V_o \cdot n + V_{C1}) - \hat{v}_o(s) \cdot n \cdot (1-D) \quad (4.25)$$

$$L_2 \cdot s \cdot \hat{i}_{L2}(s) = \hat{d}(s) \cdot (V_o \cdot n + V_{C1}) - \hat{v}_o(s) \cdot n \cdot (1-D) \quad (4.26)$$

$$C_2 \cdot s \cdot \hat{v}_o(s) = -\frac{\hat{v}_o(s)}{R} - \hat{d}(s) \cdot n \cdot (I_a + I_{L2}) + \hat{i}_a(s) \cdot n \cdot (1-D) + \hat{i}_{L2}(s) \cdot n \cdot (1-D) \quad (4.27)$$

Manipulando as equações (4.25), (4.26) e (4.27) matematicamente, obtém-se a equação (4.28), que representa a FT da tensão de saída em função da razão cíclica, e a equação (4.29), que representa a FT da corrente de entrada em função da razão cíclica.

$$FT_4 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-R \cdot n \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot (I_a + I_{L2}) \cdot s + R \cdot n \cdot (1-D) \cdot (L_1 + L_2) \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl})}{C_2 \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot R \cdot s^2 + L_1 \cdot L_2 \cdot s + R \cdot n^2 \cdot (L_1 + L_2) \cdot (1-D)^2} \quad (4.28)$$

$$FT_5 = \frac{\hat{i}_a(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\left\{ \begin{array}{l} L_2 \cdot C_2 \cdot R \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl}) \cdot s \\ + L_2 \cdot R \cdot n^2 \cdot (1-D) \cdot (I_a + I_{L2}) + L_2 \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl}) \end{array} \right\}}{C_2 \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot R \cdot s^2 + L_1 \cdot L_2 \cdot s + R \cdot n^2 \cdot (L_1 + L_2) \cdot (1-D)^2} \quad (4.29)$$

A FT que representa a tensão de saída pela corrente de entrada é apresentada na equação (4.30). Tal FT é obtida através da divisão entre as equações (4.28) e (4.29), respectivamente.

$$FT_6 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_a(s)} = \frac{-R \cdot n \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot (I_a + I_{L2}) \cdot s + R \cdot n \cdot (1-D) \cdot (L_1 + L_2) \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl})}{\left\{ \begin{array}{l} L_2 \cdot C_2 \cdot R \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl}) \cdot s \\ + L_2 \cdot R \cdot n^2 \cdot (1-D) \cdot (I_a + I_{L2}) + L_2 \cdot (V_o \cdot n + V_{Cl}) \end{array} \right\}} \quad (4.30)$$

4.1.3 Função de Transferência Obtida a Partir da Igualdade das Potências

Outra maneira para a obtenção da função de transferência referente a primeira malha de controle, ou seja, da tensão de saída pela corrente de entrada, baseia-se na conservação de energia entre a entrada e a saída do conversor.

Como simplificação, desconsidera-se a potência nos indutores e no capacitor de entrada, ou seja, considera-se que a dinâmica destes elementos não influencia a dinâmica da tensão de saída.

Para a definição da potência de entrada em função do tempo, apresenta-se a equação (4.31).

$$p_i(\omega t) = v_a(\omega t) \cdot i_a(\omega t) \quad (4.31)$$

Para a definição da potência de saída em função do tempo, apresenta-se a equação (4.32). Nota-se que para a potência de saída é a somatória da potência no capacitor e da potência no resistor.

$$p_o(\omega t) = p_c(\omega t) + p_r(\omega t) \quad (4.32)$$

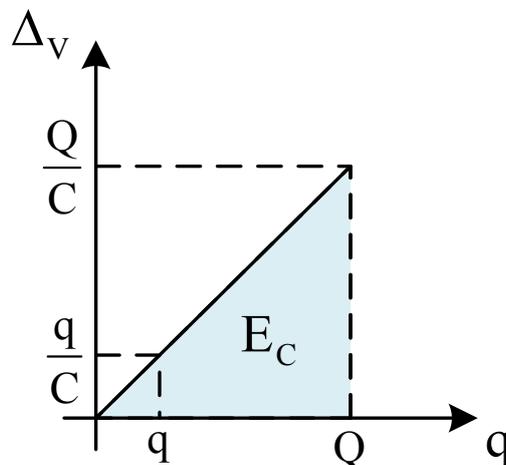
Sabe-se que a capacitância é medida pelo quociente da quantidade de carga (Q) armazenada pela diferença de potencial (Δ_v) existente entre as placas. A partir disso, apresenta-se a equação (4.33).

$$C = \frac{Q}{\Delta_v} \quad (4.33)$$

A energia total armazenada em um capacitor pode ser obtida a partir da análise da Figura 25, onde a energia (E_c) é a área destacada da variação de tensão (Δ_v) em função da quantidade de carga (q), onde q varia de 0 a Q . Realizando o cálculo da área, obtém-se a equação (4.34).

$$E_c = \frac{Q^2}{2 \cdot C} \quad (4.34)$$

Figura 25 - Diferença de potencial em um capacitor em função da carga



Fonte: Autoria Própria

Substituindo a equação (4.33) em (4.34), obtém-se a equação da energia do capacitor em função de Δ_v e da capacitância, equação (4.35).

$$E_c = \frac{1}{2} \cdot C \cdot \Delta_v^2 \quad (4.35)$$

Com a equação da energia do capacitor definida, pode-se reescrever a equação da potência de saída em função do tempo, equação (4.32), rerepresentando-a na equação (4.36).

$$p_o(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot C_2 \cdot \frac{d}{dt} \cdot v_o(\omega t)^2 + \frac{v_o(\omega t)^2}{R} \quad (4.36)$$

Realizando a igualdade das potências, obtém-se a equação (4.37) a seguir.

$$v_a(t) \cdot i_a(t) = \frac{1}{2} \cdot C_2 \cdot \frac{d}{dt} \cdot v_o(t)^2 + \frac{v_o(t)^2}{R} \quad (4.37)$$

Analisando a equação (4.37) no ponto de operação, obtém-se a equação (4.38) a seguir.

$$\frac{V_p \cdot I_{apico}}{2} = \frac{V_o^2}{R} \quad (4.38)$$

Aplicando as perturbações apresentadas nas equações (4.39), (4.40) e (4.41) na equação (4.37), considerando apenas a fonte de entrada isenta de perturbação, obtém-se a equação (4.42) a seguir.

$$v_a(t) = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (4.39)$$

$$i_a(t) = \frac{I_{apico}}{\sqrt{2}} + \hat{i}_a \quad (4.40)$$

$$v_o(t) = V_o + \hat{v}_o \quad (4.41)$$

$$\frac{V_p}{\sqrt{2}} \cdot \left(\frac{I_{apico}}{\sqrt{2}} + \hat{i}_a \right) = \frac{1}{2} \cdot C_2 \cdot \frac{d}{dt} \cdot (V_o + \hat{v}_o)^2 + \frac{(V_o + \hat{v}_o)^2}{R} \quad (4.42)$$

Efetuada operações matemáticas na equação (4.42) e considerando apenas as grandezas alternadas da equação, ou seja, desconsideram-se as grandezas no ponto de operação, justamente para realizar a análise dinâmica da planta, obtém-se a equação (4.43) a seguir.

$$\frac{V_p}{\sqrt{2}} \cdot \hat{i}_a = V_o \cdot C_2 \cdot \frac{d}{dt} \cdot \hat{v}_o + \frac{2 \cdot V_o \cdot \hat{v}_o}{R} \quad (4.43)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (4.43) e manipulando-se a equação matematicamente a fim de se obter a variação da tensão de saída pela variação da corrente de entrada, ou seja, a função de transferência da tensão de saída pela corrente de entrada, obtém-se a equação (4.44) a seguir.

$$FT_7 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_a(s)} = \frac{V_p \cdot R}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_o} \cdot \frac{1}{\left(\frac{R \cdot C_2}{2} \cdot s + 1\right)} \quad (4.44)$$

4.1.4 Validação das Funções de Transferência

A fim de validar as funções de transferência apresentadas nas equações (4.16), (4.17), (4.28) e (4.29), utilizam-se os valores apresentados na Tabela 2.

Efetuada as devidas substituições nas equações (4.16) e (4.28), obtém-se as equações (4.45) e (4.46), respectivamente.

$$FT_1 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-2,659 \cdot 10^{-8} \cdot s^3 + 5,053 \cdot 10^{-4} \cdot s^2 - 1,263 \cdot s + 24000}{6,63 \cdot 10^{-14} \cdot s^4 + 6,298 \cdot 10^{-11} \cdot s^3 + 3,779 \cdot 10^{-6} \cdot s^2 + 2,992 \cdot 10^{-3} \cdot s + 29,917} \quad (4.45)$$

$$FT_4 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-0,015 \cdot s + 288}{3,779 \cdot 10^{-8} \cdot s^2 + 3,59 \cdot 10^{-5} \cdot s + 0,359} \quad (4.46)$$

Tabela 2 – Parâmetros e valores de componentes utilizados para validação das funções de transferência da tensão de saída pela razão cíclica e da corrente de entrada pela razão cíclica

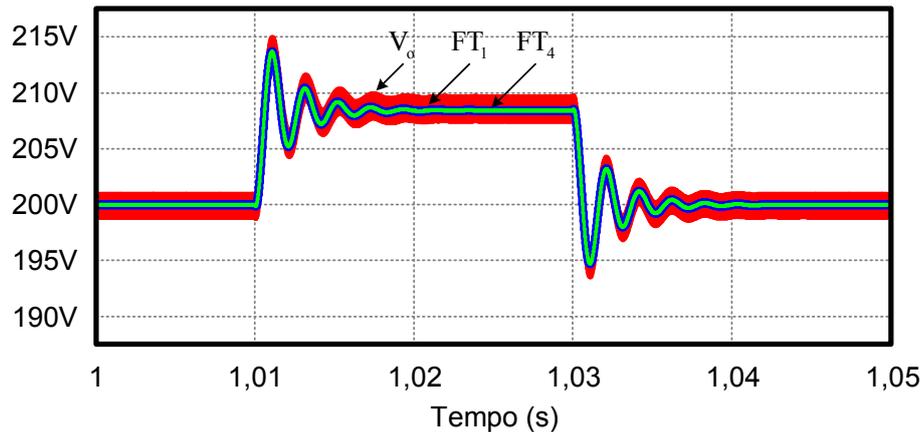
Grandeza	Valor
Razão cíclica (D)	0,526
Indutor L_1	5,684mH
Indutor L_2	6,316mH
Capacitor C_1	1,754 μ F
Capacitor C_2	7,895 μ F
Carga R	133,333 Ω
Relação de transformação (n)	1
Tensão de saída (V_o)	200V
Tensão sobre capacitor C_1 (V_{C1})	180V
Corrente do Indutor L_1 (I_a)	1,667A
Corrente do indutor L_2 (I_{L2})	1,5A

Fonte: Aatoria Própria

Realizando a simulação numérica para a validação das funções de transferência apresentadas nas equações (4.45) e (4.46) obtém-se a Figura 26. Nota-se que a planta e as funções de transferência recebem um incremento de

2% da razão cíclica, posteriormente retornando ao seu valor nominal. Com relação as respostas, é possível observar que as funções de transferência representam a variação da tensão de saída da planta, tanto para o incremento da razão cíclica quanto para o decremento da razão cíclica.

Figura 26 – Validação da FT da tensão de saída em função da razão cíclica



Fonte: Autoria Própria

Efetuada as devidas substituições nas equações (4.17) e (4.29), obtêm-se as equações (4.47) e (4.48), respectivamente.

$$FT_2 = \frac{\hat{i}_a(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{4,432 \cdot 10^{-9} \cdot s^3 + 1,64 \cdot 10^{-5} \cdot s^2 + 0,22 \cdot s + 400}{6,63 \cdot 10^{-14} \cdot s^4 + 6,298 \cdot 10^{-11} \cdot s^3 + 3,779 \cdot 10^{-6} \cdot s^2 + 2,992 \cdot 10^{-3} \cdot s + 29,917} \quad (4.47)$$

$$FT_5 = \frac{\hat{i}_a(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2,526 \cdot 10^{-3} \cdot s + 3,663}{3,779 \cdot 10^{-8} \cdot s^2 + 3,59 \cdot 10^{-5} \cdot s + 0,359} \quad (4.48)$$

Realizando a simulação numérica para a validação das funções de transferência apresentadas nas equações (4.47) e (4.48) obtém-se a Figura 27. Nota-se que a planta e as funções de transferência recebem um incremento de 2% da razão cíclica, posteriormente retornando ao seu valor nominal. Com relação as respostas, é possível observar que as funções de transferência representam a variação da corrente de entrada da planta, tanto para o incremento da razão cíclica quanto para o decremento da razão cíclica.

A fim de validar as funções de transferência apresentadas nas equações (4.18), (4.30) e (4.44), utilizam-se os valores apresentados na Tabela 3.

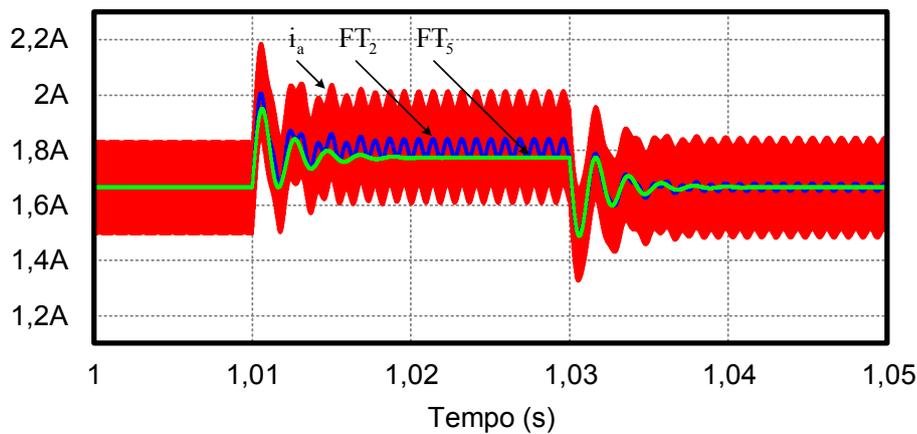
Efetuada as devidas substituições nas equações (4.18), (4.30) e (4.44), obtém-se as equações (4.49), (4.50) e (4.51), respectivamente.

$$FT_3 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_a(s)} = \frac{-4,51 \cdot 10^{-8} \cdot s^3 + 8,569 \cdot 10^{-4} \cdot s^2 - 0,964 \cdot s + 24000}{2,482 \cdot 10^{-6} \cdot s^3 + 3,852 \cdot 10^{-3} \cdot s^2 + 53,066 \cdot s + 505,263} \quad (4.49)$$

$$FT_6 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_a(s)} = \frac{-0,012 \cdot s + 219,789}{0,637 \cdot s + 4,328} \quad (4.50)$$

$$FT_7 = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_a(s)} = 42,426 \cdot \frac{1}{(0,133 \cdot s + 1)} \quad (4.51)$$

Figura 27 - Validação da FT da corrente de entrada em função da razão cíclica



Fonte: Autoria Própria

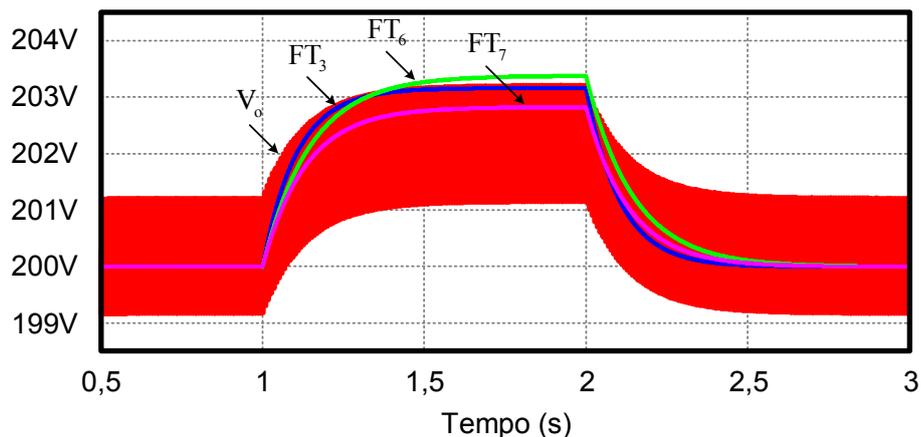
Tabela 3 – Parâmetros e valores de componentes utilizados para validação das funções de transferência da tensão de saída pela corrente de entrada

Grandeza	Valor
Razão cíclica (D)	0,526
Indutor L_1	2,842mH
Indutor L_2	6,316mH
Capacitor C_1	3,899 μ F
Capacitor C_2	1989 μ F
Carga R	133,333 Ω
Relação de transformação (n)	1
Tensão de saída (V_o)	200V
Tensão sobre capacitor C_1 (V_{C1})	180V
Corrente do Indutor L_1 (I_a)	3,333A
Corrente do indutor L_2 (I_{L2})	1,5A

Fonte: Autoria Própria

Realizando a simulação numérica para a validação das funções de transferência apresentadas nas equações (4.49), (4.50) e (4.51) obtém-se a Figura 28. Nota-se que a planta e as funções de transferência recebem um incremento de 2% na referência da corrente de entrada, posteriormente retornando ao seu valor nominal. Com relação as respostas, é possível observar que as três funções de transferência representam a variação da tensão de saída da planta, tanto para o incremento da referência da corrente de entrada quanto para o decremento da referência da corrente de entrada. Vale ressaltar que a função de transferência obtida pelo processo de conservação de energia apresentou o melhor resultado. Para a validação das funções de transferência da tensão de saída em função da corrente de entrada, a simulação numérica foi realizada com o controle da corrente de entrada.

Figura 28 - Validação da FT da tensão de saída em função da corrente de entrada



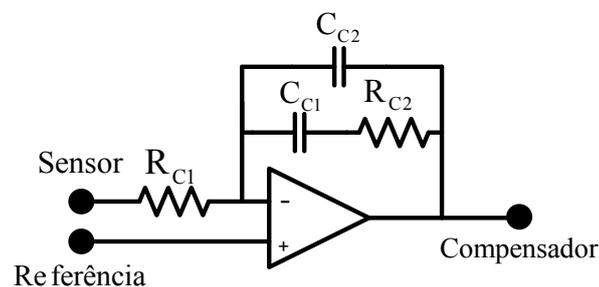
Fonte: Autoria Própria

4.1.5 Definição e Projeto do Controlador

Um passo importante para obter-se um elevado fator de potência é a definição do controlador. Para isto, optou-se por utilizar um controlador proporcional integral com filtro, ou seja, um PI com filtro para a realização do controle. Leva-se a escolha deste controlador pelo fato do mesmo almejar erro nulo em regime permanente para entrada em degrau, além de auxiliar na filtragem dos ruídos.

Apresenta-se o controlador utilizado nesta dissertação na Figura 29 e sua estrutura na equação (4.52). Nota-se que o controlador apresenta dois polos e um zero, sendo um polo na origem, o que nos dá um grau de liberdade no ajuste da resposta do sistema, além de um ganho. O ganho K_c está apresentado na equação (4.53), enquanto que a frequência do zero, ω_z , e a frequência do polo, ω_p , estão definidos nas equações (4.54) e (4.55), respectivamente.

Figura 29 - Estrutura do controlador PI com filtro



Fonte: Autoria Própria

$$C(s) = K_c \cdot \frac{(s + \omega_z)}{s \cdot (s + \omega_p)} \quad (4.52)$$

$$K_c = \frac{1}{R_{C1} \cdot C_{C2}} \quad (4.53)$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_{C2} \cdot C_{C1}} \quad (4.54)$$

$$\omega_p = \frac{C_{C1} + C_{C2}}{R_{C2} \cdot C_{C1} \cdot C_{C2}} \quad (4.55)$$

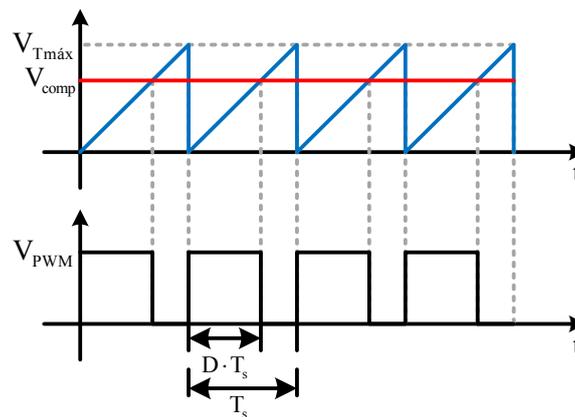
4.1.5.1 Ganho do modulador

Os pulsos de comando gerados para os interruptores são oriundos da comparação entre o sinal da saída do controlador e o sinal dente de serra, da portadora, como pode-se observar na Figura 30. Nota-se que o sinal dente de serra apresenta um valor máximo, denominado como $V_{Tm\acute{a}x}$. A partir disto, apresenta-se na equação (4.56) o ganho do modulador.

$$K_{\text{PWM}} = \frac{1}{V_{\text{Tmáx}}} \quad (4.56)$$

Nota-se que a Figura 30 representa uma pequena faixa, em alta frequência, da geração dos pulsos de comando, justificando a apresentação da variável V_{comp} em forma de uma reta.

Figura 30 - Geração dos pulsos de comando

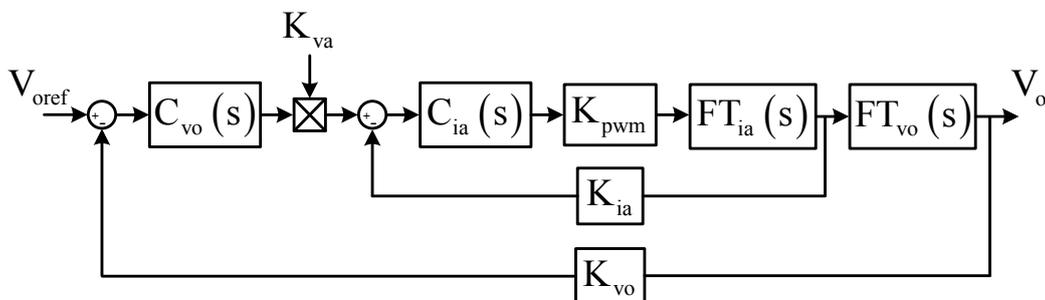


Fonte: Autoria Própria

4.1.5.2 Ganho dos sensores de corrente e de tensão

Apresenta-se a seguir a metodologia adotada para determinar os valores dos ganhos dos sensores de corrente e tensão. Vale ressaltar que para cada malha de controle haverá um controlador, como mostra a Figura 31.

Figura 31 - Sistema de controle representado através de diagrama de blocos



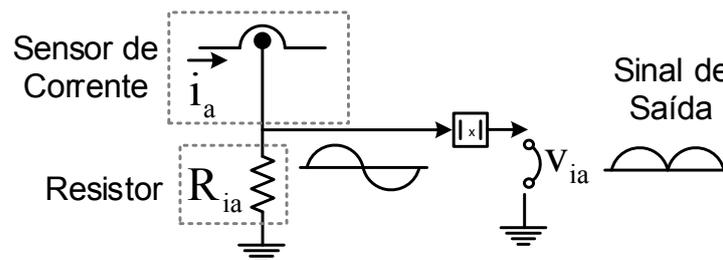
Fonte: Autoria Própria

Como pode-se observar na Figura 31, a estratégia de controle apresenta três ganhos de sensores. O ganho K_{va} é responsável em gerar um sinal senoidal

de baixa amplitude, multiplicando-se posteriormente com a saída do PI da tensão, tornando-se referência para a malha responsável pelo controle da corrente de entrada.

Para medir a corrente de entrada, mesma corrente do indutor L_1 , utiliza-se um sensor de “efeito *Hall*”, o qual tem seu sinal de saída em corrente. A fim de obter-se um sinal em forma de tensão, acrescenta-se um resistor, representado pela variável R_{ia} , sendo posteriormente o sinal retificado. Pelo fato do conversor ser unidirecional, há a necessidade de retificar os sinais de referência do controle, operando assim apenas no primeiro quadrante. Na Figura 32 apresenta-se o diagrama do circuito de medição utilizado.

Figura 32 – Circuito utilizado para medição da corrente de entrada



Fonte: Autoria Própria

Analisando a medição de corrente do sensor, obtém-se a equação (4.57), onde $i_a(t)$ é a corrente de entrada em função do tempo, $i_{as}(t)$ é a corrente medida pelo sensor e K_{sia} é o ganho do sensor.

$$i_{as}(t) = K_{sia} \cdot i_a(t) \quad (4.57)$$

A expressão que representa o sinal de saída é apresentada na equação (4.58) a seguir.

$$v_{ia}(t) = i_{as}(t) \cdot R_{ia} \rightarrow v_{ia}(t) = K_{sia} \cdot i_a(t) \cdot R_{ia} \quad (4.58)$$

Para o cálculo do resistor R_{ia} , leva-se em consideração os valores de pico da corrente de entrada e o valor de pico da tensão V_{ia} desejada. Apresenta-se na equação (4.59) a expressão para o cálculo do resistor R_{ia} .

$$R_{ia} = \frac{V_{ia}}{I_{apico} \cdot K_{sia}} \quad (4.59)$$

O ganho do sensor da corrente de entrada, K_{ia} , é obtido a partir da equação (4.60)

$$K_{ia} = K_{sia} \cdot R_{ia} \quad (4.60)$$

Para a medição da tensão de saída utiliza-se um divisor resistivo, como pode-se notar na Figura 22. Define-se o ganho do sensor de tensão através da equação (4.61).

$$K_{Vo} = \frac{R_{dv2}}{R_{dv1} + R_{dv2}} \quad (4.61)$$

4.1.5.3 Controlador de corrente

Como critério de projeto do controlador de corrente, a frequência de cruzamento da Função de Transferência de Laço Aberto (FTLA) precisa ser menor que a frequência de comutação dos interruptores, pois assim, o sistema de controle verá o conversor como um sistema contínuo (ASSUNÇÃO, 2016). A FTLA da malha de corrente é apresentada na equação (4.62).

$$FTLA_{ia} = C_{ia}(s) \cdot K_{PWM} \cdot FT_{ia}(s) \cdot K_{ia} \quad (4.62)$$

O controlador utilizado foi apresentado na Figura 29. Nota-se que o mesmo é composto por dois polos e um zero, sendo um dos polos posicionado na origem, a fim de reduzir o erro em regime permanente.

Pelo fato da frequência de cruzamento precisar ser menor que a frequência de comutação dos interruptores, define-se, através da equação (4.63), que a frequência de cruzamento da malha de corrente será um quarto da frequência de comutação, assim, a frequência de comutação não irá interferir no circuito de controle.

$$f_{cia} = \frac{f_s}{4} \quad (4.63)$$

A frequência do zero é definida de pelo menos dez vezes maior que a frequência da fonte de alimentação, assim garante-se uma boa reprodução da corrente senoidal (FONT, 2009). Neste projeto a frequência do zero ficou uma década abaixo da frequência de corte, equação (4.64).

$$\omega_{zia} = \frac{f_{cia}}{10} \quad (4.64)$$

A fim de eliminar as interferências de alta frequência, aloca-se o outro polo do controlador em uma frequência acima da frequência do zero. Porém, este polo não deve ser alocado em uma frequência muito alta, pois deseja-se que a frequência de cruzamento esteja bem abaixo da frequência de comutação dos interruptores (FONT, 2009). Sendo assim, aloca-se o polo do controlador em uma frequência de duas vezes maior que a frequência de cruzamento, equação (4.65).

$$\omega_{pia} = 2 \cdot f_{cia} \quad (4.65)$$

Reescrevendo a equação (4.52) para o controlador da corrente de entrada, obtém-se a equação (4.66).

$$C_{ia}(s) = K_{cia} \cdot \frac{(s + \omega_{zia} \cdot 2 \cdot \pi)}{s \cdot (s + \omega_{pia} \cdot 2 \cdot \pi)} \quad (4.66)$$

Sabendo que o módulo da FTLA no gráfico de Bode é representado pela equação (4.67), pode-se verificar que na frequência de cruzamento o valor do módulo é igual a zero dB, tendo seu valor absoluto igual a um. Com isto, apresenta-se a equação (4.68).

$$FTLA_{ia\text{dB}} = 20 \cdot \log|FTLA_{ia}| \quad (4.67)$$

$$|C_{ia}(s)|_{f=fc} \cdot K_{PWM} \cdot |FT_{ia}(s)|_{f=fc} \cdot K_{ia} = 1 \quad (4.68)$$

Substituindo a equação (4.66) em (4.68), obtém-se o valor do ganho do controlador K_{cia} , equação (4.69).

$$K_{cia} = \frac{1}{\left| \frac{(s + \omega_{zia} \cdot 2 \cdot \pi)}{s \cdot (s + \omega_{pia} \cdot 2 \cdot \pi)} \right| \cdot K_{PWM} \cdot |FT_{ia}(s)| \cdot K_{ia}} \quad (4.69)$$

Com o ganho do controlador de corrente definido, pode-se obter os valores dos resistores e capacitores do controlador.

Primeiramente define-se um valor para o resistor R_{C1_ia} . Para obter o valor do capacitor C_{C2_ia} , utiliza-se a equação (4.53), sendo manipulada matematicamente e apresentada na equação (4.70).

$$C_{C2_ia} = \frac{1}{R_{C1_ia} \cdot K_{cia}} \quad (4.70)$$

Manipulando matematicamente as equações (4.54) e (4.55), obtém-se as expressões para determinar o valor do capacitor C_{C1_ia} e do resistor R_{C2_ia} , sendo apresentadas nas equações (4.71) e (4.72), respectivamente.

$$C_{C1_ia} = C_{C2_ia} \cdot \left(\frac{\omega_{pia}}{\omega_{zia}} - 1 \right) \quad (4.71)$$

$$R_{C2_ia} = \frac{1}{C_{C1_ia} \cdot \omega_{zia} \cdot 2 \cdot \pi} \quad (4.72)$$

4.1.5.4 Controlador de tensão

Como critério de projeto do controlador de tensão, a frequência de cruzamento da FTLA precisa ser relativamente baixa, pois a malha de tensão deve ser bem lenta, gerando uma referência para a malha de corrente, não causando assim distorções na corrente de entrada. Caso isto não ocorra, o sistema de controle pode ser ineficaz. A FTLA da malha de tensão é apresentada na equação (4.73).

$$FTLA_{vo} = C_{vo}(s) \cdot \frac{1}{K_{ia}} \cdot FT_{vo}(s) \cdot K_{vo} \quad (4.73)$$

O controlador utilizado para a malha de tensão é o mesmo utilizado para a malha de corrente, apresentado na Figura 29.

Pelo fato da malha de controle de tensão ser mais lenta que a malha de corrente, recomenda-se que a frequência de cruzamento ocorra em uma frequência de, pelo menos, cinco vezes menor que a frequência da fonte de alimentação. A partir disto, define-se que a frequência de cruzamento será igual a um sexto da frequência da fonte de alimentação, equação (4.74).

$$f_{cvo} = \frac{f_i}{6} \quad (4.74)$$

Para a frequência do zero do controlador de tensão utiliza-se a mesma metodologia adotada para o controlador de corrente, equação (4.64), sendo apenas reescrita na equação (4.75) para o controlador de tensão. Já o polo do

controlador de tensão é alocado em uma frequência de dez vezes maior que a frequência de cruzamento, equação (4.76).

$$\omega_{zvo} = \frac{f_{cvo}}{10} \quad (4.75)$$

$$\omega_{pvo} = 10 \cdot f_{cvo} \quad (4.76)$$

Reescrevendo a equação (4.52) para o controlador da tensão de saída obtém-se a equação (4.77).

$$C_{vo}(s) = K_{cvo} \cdot \frac{(s + \omega_{zvo} \cdot 2 \cdot \pi)}{s \cdot (s + \omega_{pvo} \cdot 2 \cdot \pi)} \quad (4.77)$$

Sabendo que o módulo da FTLA no gráfico de Bode é representado pela equação (4.78), pode-se verificar que na frequência de cruzamento o valor do módulo é igual a zero dB, tendo seu valor absoluto igual a um. Com isto, apresenta-se a equação (4.79).

$$FTLA_{VodB} = 20 \cdot \log|FTLA_{Vo}| \quad (4.78)$$

$$|C_{Vo}(s)|_{f=fc} \cdot \frac{1}{K_{ia}} \cdot |FT_{Vo}(s)|_{f=fc} \cdot K_{Vo} = 1 \quad (4.79)$$

Substituindo a equação (4.77) em (4.79), obtém-se o valor do ganho do controlador K_{cvo} , equação (4.80).

$$K_{cvo} = \frac{1}{\left| \frac{(s + \omega_{zvo} \cdot 2 \cdot \pi)}{s \cdot (s + \omega_{pvo} \cdot 2 \cdot \pi)} \right| \cdot \frac{1}{K_{ia}} \cdot |FT_{Vo}(s)| \cdot K_{Vo}} \quad (4.80)$$

Com o ganho do controlador da tensão de saída definido, pode-se obter os valores dos resistores e capacitores do controlador.

Primeiramente define-se um valor para o resistor $R_{C1_{vo}}$. Para obter o valor do capacitor $C_{C2_{vo}}$, utiliza-se a equação (4.53), sendo manipulada matematicamente e apresentada na equação (4.81).

$$C_{C2_{vo}} = \frac{1}{R_{C1_{vo}} \cdot K_{cvo}} \quad (4.81)$$

Manipulando matematicamente as equações (4.54) e (4.55), obtém-se as expressões para determinar o valor do capacitor C_{C1_vo} e do resistor R_{C2_vo} , sendo apresentadas nas equações (4.82) e (4.83), respectivamente.

$$C_{C1_vo} = C_{C2_vo} \cdot \left(\frac{\omega_{pvo}}{\omega_{zvo}} - 1 \right) \quad (4.82)$$

$$R_{C2_vo} = \frac{1}{C_{C1_vo} \cdot \omega_{zvo} \cdot 2 \cdot \pi} \quad (4.83)$$

4.2 CONCLUSÃO

Neste capítulo realizou-se o estudo da modelagem do conversor, necessário para controlar a corrente de entrada e a tensão de saída.

As funções de transferência do conversor foram obtidas a partir de três análises diferentes. A primeira análise realizou-se a partir do modelo convencional do conversor, seguido por uma análise do modelo simplificado do conversor e finalizando através da análise da conservação de energia entre a entrada e a saída do conversor.

A fim de validar as funções de transferência obtidas, realizou-se uma simulação numérica comparando a resposta da planta com as respectivas funções de transferência, onde todas as funções de transferência obtidas representaram as variações da planta, sendo assim, validadas.

Com as funções de transferência validadas, pode-se escolher as funções de transferência de menor ordem para realizar o projeto do controlador, facilitando assim o projeto.

Por fim, apresentou-se a metodologia utilizada para determinar o projeto do controlador da corrente de entrada e do controlador da tensão de saída, com todas as equações utilizadas para obter os valores dos capacitores e resistores do controlador.

5 PROCEDIMENTO DE PROJETO

Neste capítulo apresenta-se a metodologia adotada para o projeto do conversor.

Primeiramente é apresentada a metodologia adotada para a realização do conversor. Posteriormente, apresentam-se as especificações adotadas, bem como os valores das principais grandezas obtidas. Por fim, apresenta-se a metodologia adotada para a realização do projeto do controlador, com os valores dos ganhos e dos resistores e capacitores dos compensadores de tensão e de corrente.

Os valores de grandezas obtidos são utilizados para a realização da simulação numérica e a implementação prática do conversor.

5.1 METODOLOGIA DE PROJETO

Para o desenvolvimento do conversor *SEPIC* CA-CC em modo de condução contínuo, inicialmente calcula-se o ganho estático do conversor para a razão cíclica mínima. A equação que define o ganho estático já foi apresentado na equação (3.3). A partir disto, reescreve-se a equação do ganho estático, substituindo V_a por V_p , e apresenta-se na equação (5.1).

$$M = \frac{V_o}{V_p} \quad (5.1)$$

Com o ganho estático definido deve-se adotar um valor de variação da tensão do capacitor C_1 . Posterior a isso, adota-se um valor para a relação de transformação respeitando a restrição de projeto apresentada na seção 3.4. A restrição de projeto é apresentada a partir da equação (3.81), sendo reescrita na equação (5.2) a seguir.

$$n > \frac{1}{M} + \frac{\Delta_{VCl}}{2 \cdot V_o} \quad (5.2)$$

Pelo fato da razão cíclica ficar em função da tensão alternada de entrada, utiliza-se o valor mínimo da razão cíclica para o cálculo dos indutores e do capacitor de entrada. A utilização do valor mínimo da razão cíclica para o cálculo

dos componentes deve-se ao fato da maior ondulação, seja de corrente para os indutores ou tensão para o capacitor de entrada, ocorrer neste momento. A expressão que permite calcular o valor mínimo da razão cíclica está definida na equação (3.8), sendo reescrita na equação (5.3).

$$D_{\min} = \frac{V_o \cdot n}{V_o \cdot n + V_p} \quad (5.3)$$

Posterior a isso, calculam-se as indutâncias. Para a determinação do indutor L_1 , utiliza-se a equação (3.18) apresentada anteriormente, sendo reescrita na equação (5.4). Para a determinação do indutor L_2 , utiliza-se a equação (3.19) apresentada anteriormente, sendo reescrita na equação (5.5). Nota-se que ambos os indutores são obtidos a partir do critério de ondulação de corrente.

$$L_1 = \frac{V_p \cdot D_{\min}}{\Delta_{iL1} \cdot f_s} \quad (5.4)$$

$$L_2 = \frac{V_p \cdot D_{\min}}{\Delta_{iL2} \cdot f_s} \quad (5.5)$$

O capacitor C_1 é obtido a partir da equação (3.21) apresentada anteriormente, sendo reescrita na equação (5.6). Nota-se que o capacitor C_1 é obtido a partir do critério da ondulação de tensão.

$$C_1 = \frac{2 \cdot P_o \cdot (1 - D_{\min})}{V_p \cdot \Delta_{vC1} \cdot f_s} \quad (5.6)$$

Para o cálculo do capacitor C_2 , pode-se utilizar a equação (3.23) ou a equação (3.24). Para o projeto do conversor, apresentado na próxima seção, calculou-se o valor do capacitor C_2 através da equação (3.24), para ondulação em baixa frequência. Tal equação foi utilizada pelo fato da mesma ser mais criteriosa em relação a equação de *Hold-up Time*, ou seja, apresentou um valor de capacitância mais elevado. A partir disto, reescreve-se a equação em (5.7).

$$C_2 = \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot V_o \cdot \Delta_{vC2} \cdot f_r} \quad (5.7)$$

5.2 PROJETO DO CONVERSOR

Com a metodologia de projeto definida, apresentam-se as especificações de projeto na Tabela 4.

Com as especificações apresentadas na Tabela 4 e a metodologia de projeto, apresentado na seção 5.1, apresentam-se, na Tabela 5, os valores obtidos do projeto do conversor e de seus componentes.

Tabela 4 - Especificações de projeto

Especificações	Valor
Tensão eficaz de entrada (V_a)	127V
Tensão de saída (V_o)	200V
Potência de saída (P_o)	300W
Frequência de comutação (f_s)	50kHz
Frequência da fonte de alimentação (f_r)	60Hz
Ondulação de corrente no indutor L_1 (Δ_{iL1})	20%
Ondulação de corrente no indutor L_2 (Δ_{iL2})	40%
Ondulação de tensão no capacitor C_1 (Δ_{vC1})	10%
Ondulação de tensão no capacitor C_2 (Δ_{vC2})	1%

Fonte: Autoria Própria

Tabela 5 - Valores obtidos com o projeto

Grandeza	Valor
Valor de pico da tensão de entrada (V_p)	180V
Ganho estático do conversor (M)	1,111
Relação de transformação (n)	1
Razão cíclica mínima (D_{min})	0,526
Indutor L_1	2,842mH
Indutor L_2	3,158mH
Capacitor C_1	1,949 μ F
Capacitor C_2	1989,437 μ F

Fonte: Autoria Própria

5.3 PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE

Analisando a Figura 31, nota-se que o sistema de controle apresenta duas malhas, com um controlador em cada malha. Com isto, faz-se necessário a utilização de duas funções de transferência para a realização do projeto do sistema de controle, pois tem-se que controlar a corrente de entrada, segunda malha de controle, e a tensão de saída, primeira malha de controle. Para a realização do projeto de controlador utiliza-se o método da resposta em frequência (Diagrama de Bode).

Além disso, pelo fato da corrente de entrada apresentar formato senoidal, os valores de ganho e quaisquer valores de corrente a serem calculados leva-se em consideração o máximo valor da corrente de entrada.

5.3.1 Ganho dos sensores de Corrente e de Tensão

Inicialmente define-se o valor de pico do sinal dente de serra da portadora. Posterior a isso, pode-se calcular o ganho do modulador (K_{PWM}) através da equação (4.56), sendo reescrito na equação (5.8).

$$K_{\text{PWM}} = \frac{1}{V_{\text{Tmáx}}} \quad (5.8)$$

Com relação ao ganho de corrente do sensor de efeito *Hall*, o mesmo pode ser obtido através do seu referido *datasheet*, pois tal ganho pode estar diretamente relacionado com a configuração adotada para o sensor.

A partir do valor de corrente que atravessa pelos terminais do sensor de “efeito *Hall*”, o mesmo apresenta em sua saída um valor de corrente sendo igual ao valor da corrente multiplicado por seu ganho, equação (5.9). A fim de transformar este sinal em tensão adiciona-se um resistor, o qual foi apresentado na Figura 32 e sua expressão na equação (4.59). Com isto, reapresenta-se a equação (4.59) na equação (5.10).

$$I_{\text{asensor}} = K_{\text{sia}} \cdot I_{\text{amáx}} \quad (5.9)$$

$$R_{\text{ia}} = \frac{V_{\text{ia}}}{I_{\text{apico}} \cdot K_{\text{sia}}} \quad (5.10)$$

Com os valores do resistor e do ganho de corrente do sensor de efeito *Hall* definidos, pode-se calcular o valor do ganho do sensor de corrente (K_{ia}). Tal expressão é apresentada na equação (4.60), sendo reescrita na equação (5.11).

$$K_{ia} = K_{sia} \cdot R_{ia} \quad (5.11)$$

Para determinar o ganho do sensor da tensão de saída, inicialmente define-se o valor de referência da tensão de saída. Com o valor da tensão de saída e o valor da referência da tensão de saída, pode-se calcular o ganho K_{Vo} a partir da equação (5.12).

$$K_{Vo} = \frac{V_{oref}}{V_o} \quad (5.12)$$

Com a definição do ganho da tensão de saída, os valores dos resistores do divisor resistivo podem ser obtidos. Para isto, primeiramente adota-se um valor para o resistor R_{dv1} , geralmente este valor se encontra na casa dos k Ω para que a corrente nos mesmos seja de baixa amplitude. Com isto, manipulando-se matematicamente a equação (4.61), obtém-se o valor do resistor R_{dv2} , equação (5.13).

$$R_{dv2} = \frac{R_{dv1} \cdot K_{Vo}}{1 - K_{Vo}} \quad (5.13)$$

Com relação ao ganho K_{Va} , conforme comentado anteriormente na seção 4.1.5.2, o mesmo tem por objetivo amostrar um sinal da tensão de entrada com baixa amplitude. Pelo fato da amostra da tensão de entrada ser realizada a partir de um transformador de baixa potência, apresenta-se na equação (5.14) a expressão que define o valor do ganho K_{Va} , onde V_{pkT} é a tensão de pico do secundário do transformador.

$$K_{Va} = \frac{V_{pkT}}{V_p} \quad (5.14)$$

5.3.2 Controlador de Corrente

Para a realização do projeto do controlador de corrente primeiramente deve-se escolher a função de transferência a ser utilizada. Analisando a validação

das funções de transferência apresentadas na Figura 27, nota-se que as funções de transferência apresentam variação semelhante a planta. Com isto, utiliza-se a função de transferência apresentada na equação (4.29) para a realização do projeto do controlador de corrente, pois esta função de transferência é de segunda ordem, facilitando o projeto do controlador.

Posterior a escolha da função de transferência, utiliza-se a metodologia apresentada na seção 4.1.5.3.

As equações que permitem calcular a frequência de cruzamento, do zero e do polo do controlador foram apresentadas nas equações (4.63), (4.64) e (4.65), sendo reescritas nas equações (5.15), (5.16) e (5.17), respectivamente.

$$f_{cia} = \frac{f_s}{4} \quad (5.15)$$

$$\omega_{zia} = \frac{f_{cia}}{10} \quad (5.16)$$

$$\omega_{pia} = 2 \cdot f_{cia} \quad (5.17)$$

Com a definição da frequência do polo e do zero do controlador determina-se o ganho do controlador de corrente. A expressão que permite o cálculo do ganho do controlador de corrente foi apresentada na equação (4.69), sendo reescrita na equação (5.18).

$$K_{cia} = \frac{1}{\left| \frac{(s + \omega_{zia} \cdot 2 \cdot \pi)}{s \cdot (s + \omega_{pia} \cdot 2 \cdot \pi)} \right| \cdot K_{PWM} \cdot |FT_{ia}(s)| \cdot K_{ia}} \quad (5.18)$$

Conforme descrito anteriormente, para a determinação dos valores dos resistores e capacitores que compõe o controlador, primeiramente define-se um valor para o resistor R_{C1_ia} . Posterior a isso, para obter o valor do capacitor C_{C2_ia} , utiliza-se a equação (4.81), sendo reescrita na equação (5.19).

$$C_{C2_ia} = \frac{1}{R_{C1_ia} \cdot K_{cia}} \quad (5.19)$$

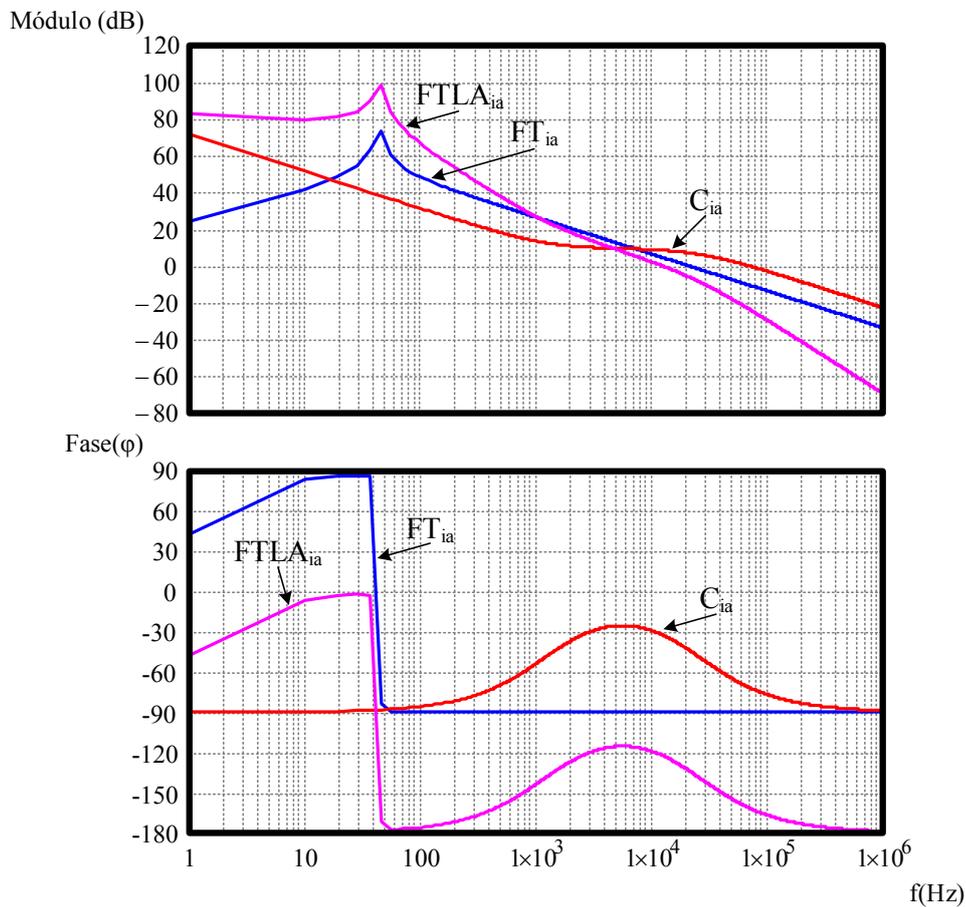
Para a obtenção dos valores do capacitor C_{C1_ia} e do resistor R_{C2_ia} , utilizam-se as equações (4.82) e (4.83), sendo reescritas nas equações (5.20) e (5.21), respectivamente.

$$C_{C1_ia} = C_{C2_ia} \cdot \left(\frac{\omega_{pia}}{\omega_{zia}} - 1 \right) \quad (5.20)$$

$$R_{C2_ia} = \frac{1}{C_{C1_ia} \cdot \omega_{zia} \cdot 2 \cdot \pi} \quad (5.21)$$

Com o projeto do controlador finalizado, é possível verificar o comportamento da $FTLA_{ia}$ através do diagrama de BODE. Apresenta-se na Figura 33 o diagrama de BODE da malha de corrente. Nota-se uma margem de fase de aproximadamente 57,722 graus. Para a realização da Figura 33, utilizaram-se os valores apresentados na Tabela 4, Tabela 5 e Tabela 6.

Figura 33 - Diagrama de BODE da malha de corrente



Fonte: Autoria Própria

5.3.3 Controlador de Tensão

Para a realização do projeto do controlador de tensão primeiramente deve-se escolher a função de transferência a ser utilizada. Analisando a validação das funções de transferência apresentadas na Figura 28, nota-se que as três funções de transferência apresentam variação semelhante a planta. Com isto, utiliza-se a função de transferência apresentada na equação (4.44) para a realização do projeto do controlador de tensão, pois esta função de transferência é de primeira ordem, facilitando o projeto do controlador.

Posterior a escolha da função de transferência, utiliza-se a metodologia apresentada na seção 4.1.5.3.

As equações que permitem calcular a frequência de cruzamento, do zero e do polo do controlador foram apresentadas nas equações (4.74), (4.75) e (4.76), sendo reescritas nas equações (5.22), (5.23) e (5.24), respectivamente.

$$f_{cvo} = \frac{f_i}{6} \quad (5.22)$$

$$\omega_{zvo} = \frac{f_{cvo}}{10} \quad (5.23)$$

$$\omega_{pvo} = 10 \cdot f_{cvo} \quad (5.24)$$

Com a definição da frequência do polo e do zero do controlador determina-se o ganho do controlador de tensão. A expressão que permite o cálculo do ganho do controlador de tensão foi apresentada na equação (4.80), sendo reescrita na equação (5.25).

$$K_{cvo} = \frac{1}{\left| \frac{(s + \omega_{zvo} \cdot 2 \cdot \pi)}{s \cdot (s + \omega_{pvo} \cdot 2 \cdot \pi)} \right| \cdot \frac{1}{K_{ia}} \cdot |FT_{Vo}(s)| \cdot K_{Vo}} \quad (5.25)$$

Conforme descrito anteriormente, para a determinação dos valores dos resistores e capacitores que compõe o controlador, primeiramente define-se um valor para o resistor R_{C1_vo} . Posterior a isso, para obter o valor do capacitor C_{C2_vo} , utiliza-se a equação (4.81), sendo reescrita na equação (5.26).

$$C_{C2_vo} = \frac{1}{R_{C1_vo} \cdot K_{cvo}} \quad (5.26)$$

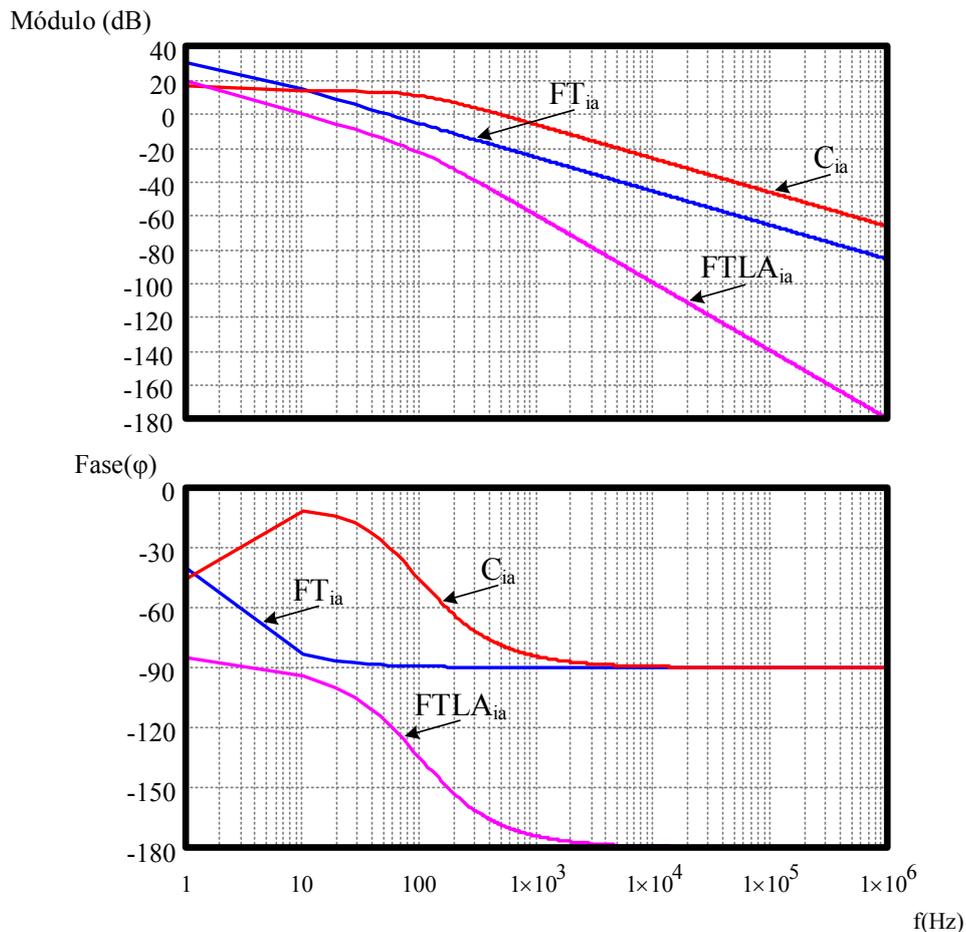
Para a obtenção dos valores do capacitor C_{C1_vo} e do resistor R_{C2_vo} , utilizam-se as equações (4.82) e (4.83), sendo reescritas nas equações (5.27) e (5.28), respectivamente.

$$C_{C1_vo} = C_{C2_vo} \cdot \left(\frac{\omega_{pvo}}{\omega_{zvo}} - 1 \right) \quad (5.27)$$

$$R_{C2_vo} = \frac{1}{C_{C1_vo} \cdot \omega_{zvo} \cdot 2 \cdot \pi} \quad (5.28)$$

Com o projeto controlador finalizado, é possível verificar o comportamento da $FTLA_{vo}$ através do diagrama de BODE. Apresenta-se na Figura 34 o diagrama de BODE da malha de tensão. Nota-se uma margem de fase de aproximadamente 85,422 graus. Para a realização da Figura 33, utilizaram-se os valores apresentados na Tabela 4, Tabela 5 e Tabela 6.

Figura 34 - Diagrama de BODE da malha de tensão



Fonte: Autoria Própria

5.3.4 Valores Obtidos Com o Projeto de Controle

A partir da metodologia de projeto do sistema de controle apresentada nas seções 5.3.1, 5.3.2 e 5.3.3 e dos valores apresentados na Tabela 4 e na Tabela 5, apresentam-se, na Tabela 6, os resultados obtidos dos ganhos dos sensores de corrente e tensão, além dos valores dos componentes dos controladores.

Tabela 6 - Valores obtidos com o projeto de controle

Grandeza	Valor
Tensão de pico da dente de serra ($V_{Tm\acute{a}x}$)	5,5V
Tensão de referência (V_{oref})	7,5V
Ganho de tensão de entrada (K_{Va})	0,04714
Ganho da tensão de saída (K_{Vo})	0,0375
Ganho de corrente (K_{ia})	1,2
Ganho do modulador (K_{pwm})	0,182
Ganho do sensor de corrente (K_{sia})	0,005
Resistor do sensor de corrente (R_{ia})	240 Ω
Resistor do divisor resistivo (R_{dv1})	220k Ω
Resistor do divisor resistivo (R_{dv2})	8,571k Ω
Resistor do controlador de corrente (R_{C1_ia})	4,7k Ω
Resistor do controlador de corrente (R_{C2_ia})	14,818k Ω
Capacitor do controlador de corrente (C_{C1_ia})	8,592nF
Capacitor do controlador de corrente (C_{C2_ia})	452,236pF
Resistor do controlador de tensão (R_{C1_vo})	56k Ω
Resistor do controlador de tensão (R_{C2_vo})	358,088k Ω
Capacitor do controlador de tensão (C_{C1_vo})	444,457nF
Capacitor do controlador de tensão (C_{C2_vo})	4,489nF

Fonte: Autoria Própria

5.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentou-se a metodologia detalhada do projeto do conversor. Primeiramente apresentaram-se as equações utilizadas para o cálculo dos componentes do conversor, tendo os valores obtidos apresentados na Tabela 5, levando em consideração os parâmetros de projeto apresentados na Tabela 4.

Posterior a isto, apresentou-se a metodologia detalhada do projeto do sistema de controle, com todas as equações utilizadas, tendo os valores obtidos apresentados na Tabela 6.

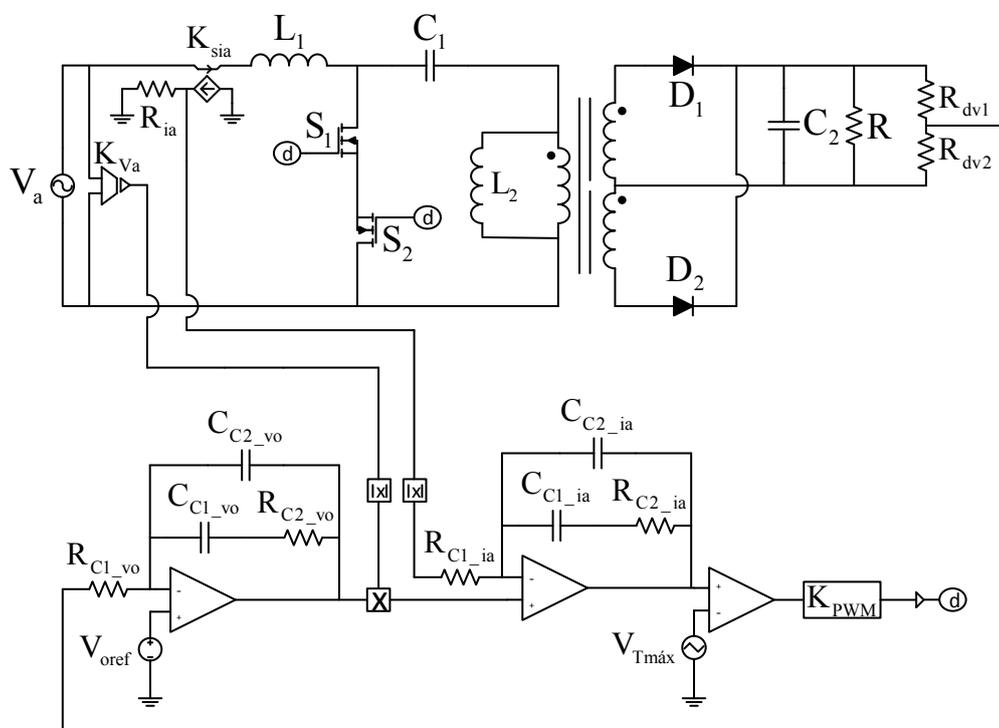
6 SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Neste capítulo apresentam-se os resultados obtidos a partir da simulação numérica do conversor, realizada no software [®]PSIM. Apresenta-se na Figura 35 o circuito utilizado para a realização da simulação numérica, onde utilizaram-se os valores apresentados na Tabela 4, Tabela 5 e Tabela 6.

A partir da simulação numérica é possível realizar uma comparação com os resultados teóricos, validando assim todo o cálculo desenvolvido e as equações utilizadas para o dimensionamento do conversor e do sistema de controle, além dos valores de tensão e corrente. Além disso, obtém-se uma prévia dos resultados esperados na experimentação prática.

Destaca-se que as formas de onda apresentadas em detalhe são referentes ao instante de pico da tensão de entrada e para o semiciclo positivo da fonte de alimentação.

Figura 35 - Circuito utilizado para a realização da simulação numérica no software [®]PSIM



Fonte: Autoria Própria

6.1 RESULTADOS OBTIDOS A PARTIR DA SIMULAÇÃO NUMÉRICA

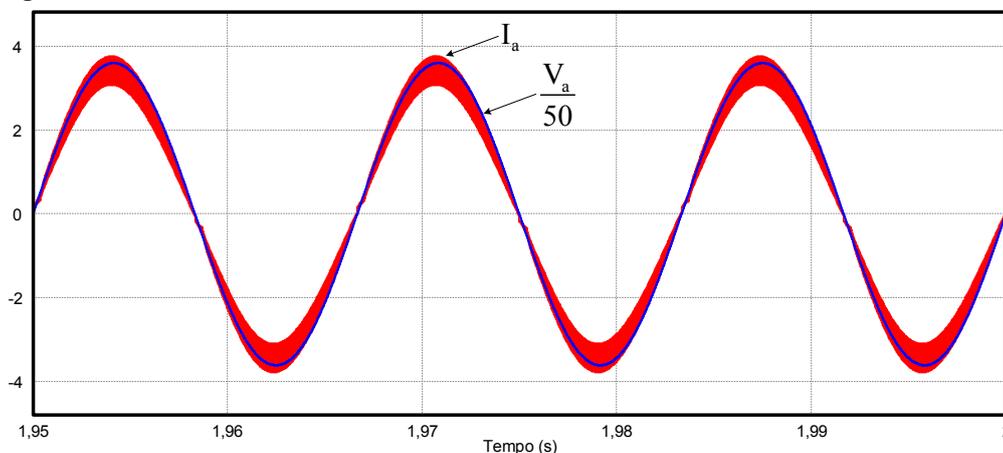
Conforme comentando nas seções anteriores, quando a topologia opera em MCC é necessário a realização do controle da corrente de entrada para que a mesma siga a tensão da fonte de alimentação e o conversor apresente um elevado fator de potência. Na Figura 36 apresenta-se a corrente de entrada em fase com a tensão da fonte de alimentação. Nota-se que a tensão foi dividida por um fator igual a 50 a fim de obter-se uma melhor visualização.

Na Figura 37 apresenta-se a tensão e a corrente de saída, conforme projetado, ambas são contínuas. Pode-se notar que a potência entregue a carga é de aproximadamente 300W.

A tensão de saída em detalhe é apresentada na Figura 38. Nota-se que seu valor médio é de aproximadamente 200V. Com relação a ondulação, nota-se que a ondulação da tensão de saída é de aproximadamente 2V, assim como projetado.

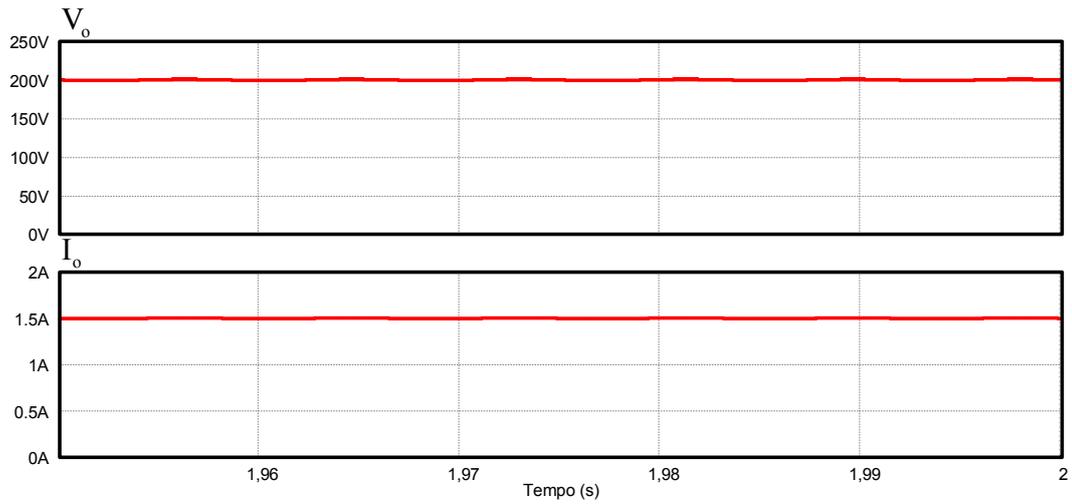
Na Figura 39 apresenta-se a corrente do indutor L_1 e do indutor L_2 em baixa frequência, ambas com formato senoidal. A corrente do indutor L_1 e do indutor L_2 em detalhe, ou seja, em alta frequência, é apresentada na Figura 40. Nota-se claramente as duas etapas de operação do MCC, onde os indutores recebem energia e posteriormente fornecem energia para os capacitores e para a carga.

Figura 36 - Tensão de entrada e corrente de entrada



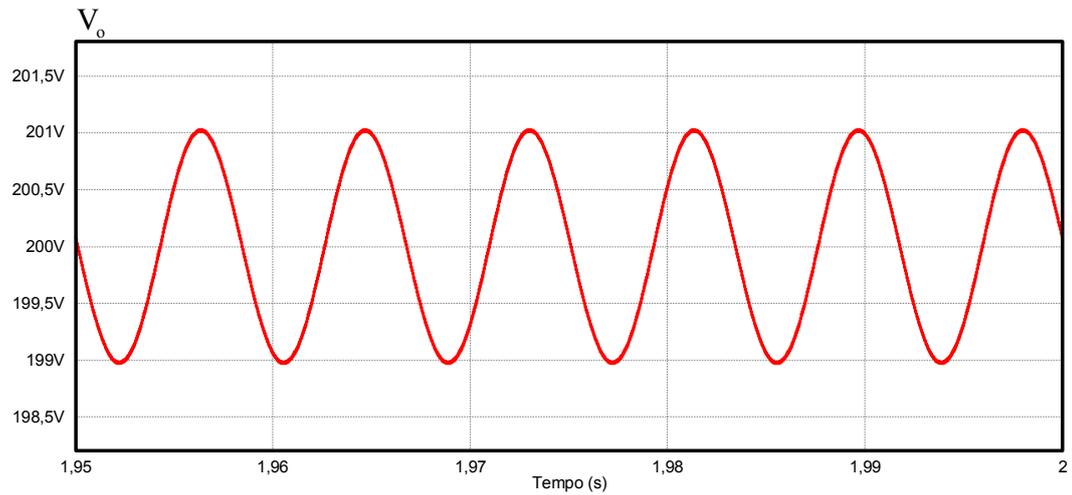
Fonte: Autoria Própria

Figura 37 - Tensão e corrente de saída



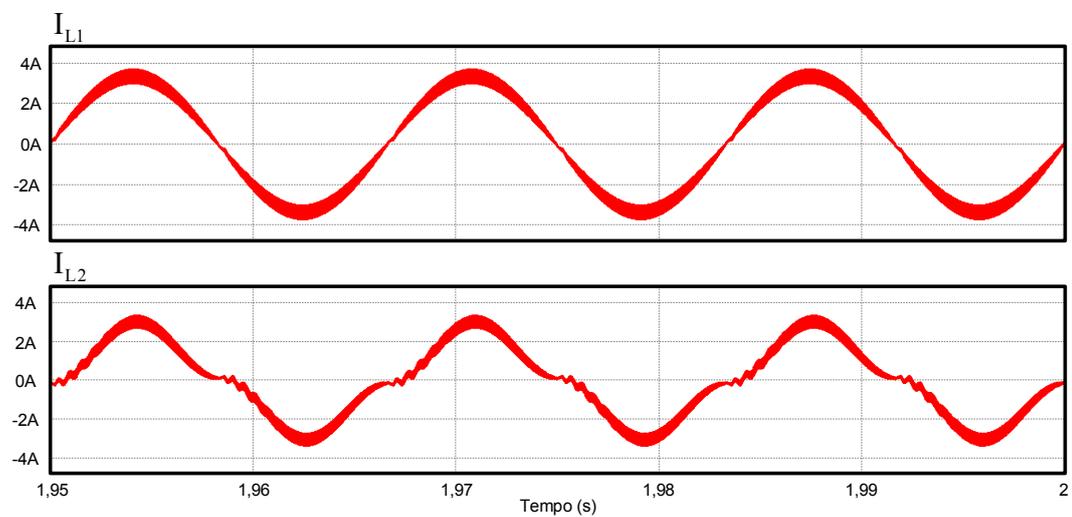
Fonte: Autoria Própria

Figura 38 - Tensão de saída em detalhe



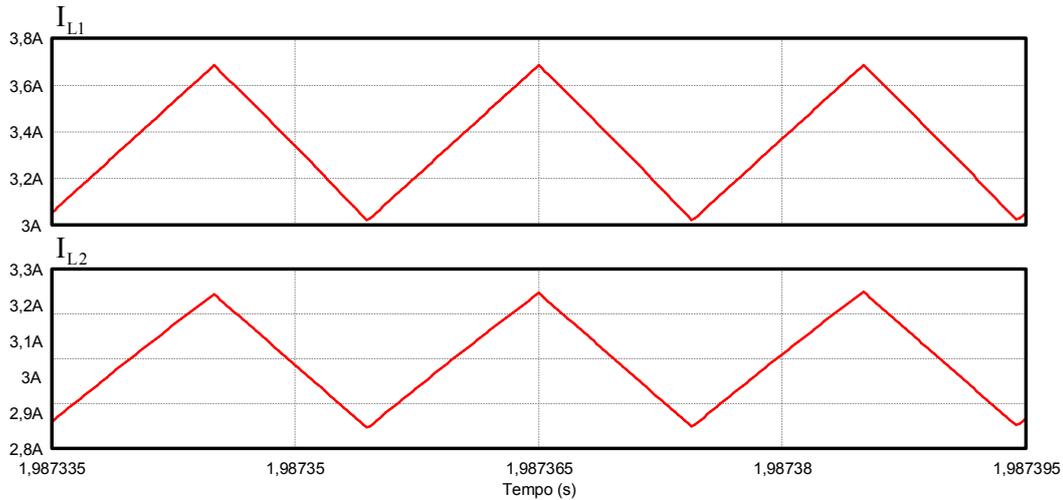
Fonte: Autoria Própria

Figura 39 - Corrente do indutor L_1 e do indutor L_2



Fonte: Autoria Própria

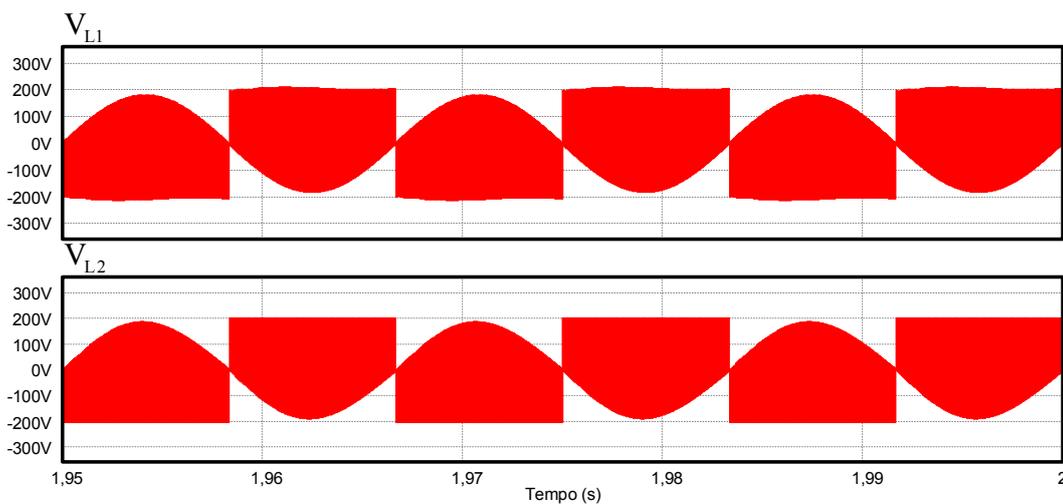
Figura 40 - Corrente do indutor L_1 e do indutor L_2 em detalhe



Fonte: Autoria Própria

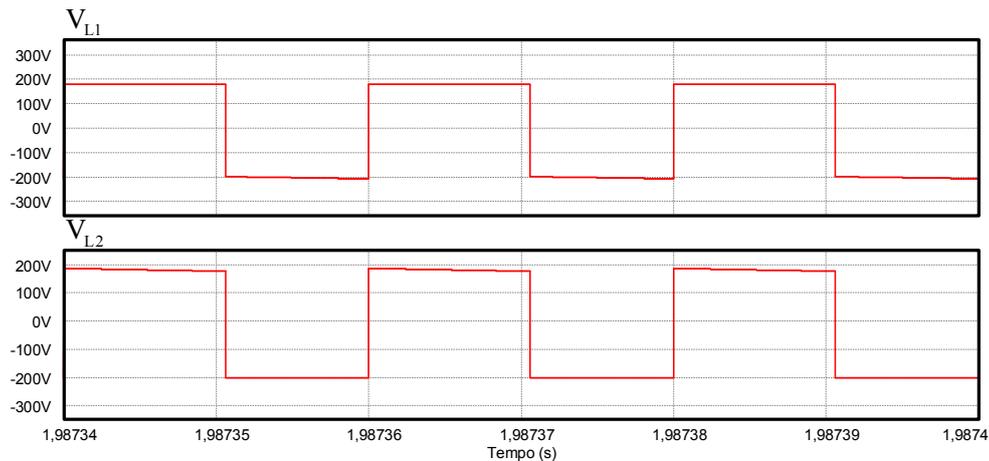
Na Figura 41 apresenta-se a tensão sobre os indutores L_1 e L_2 em baixa frequência, tendo seus valores em detalhe apresentados na Figura 42. Nota-se na Figura 42 que durante a primeira etapa de operação a tensão sobre o indutor L_1 é igual a tensão de entrada V_a , enquanto que para a segunda etapa de operação a tensão sobre o mesmo é igual a $-V_o \cdot n$. Já para o indutor L_2 , durante a primeira etapa de operação, a tensão sobre o mesmo é igual a V_{C1} , enquanto que para a segunda etapa de operação é igual a $-V_o \cdot n$.

Figura 41 – Tensão sobre os indutores L_1 e L_2



Fonte: Autoria Própria

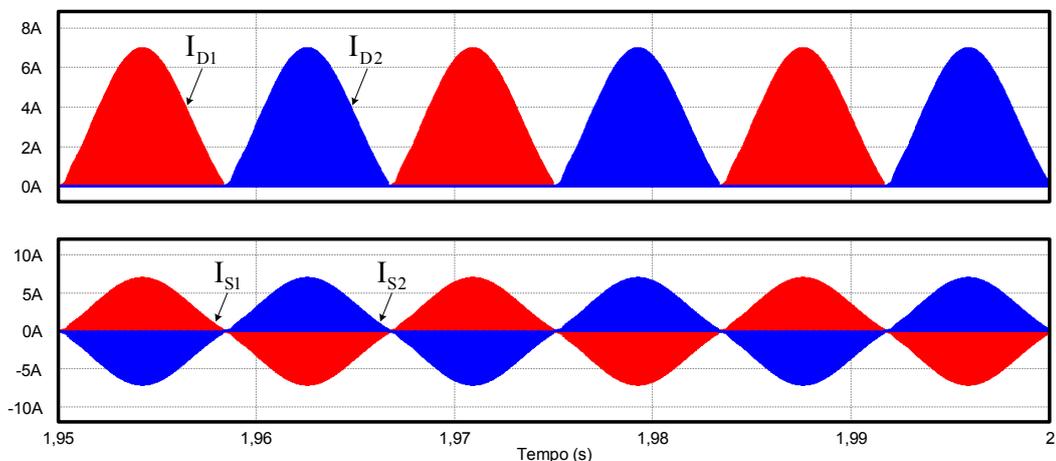
Figura 42 - Tensão sobre os indutores L_1 e L_2 em detalhe



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 43 apresenta-se a corrente dos diodos D_1 e D_2 e a corrente dos interruptores S_1 e S_2 , em baixa frequência. Nota-se que durante o semiciclo positivo da fonte de alimentação há apenas corrente no diodo D_1 , pois somente ele conduz. Já para o semiciclo negativo da fonte de alimentação, apenas o diodo D_2 conduz. Com relação a corrente dos interruptores, nota-se que durante o semiciclo positivo a corrente do interruptor S_2 encontra-se negativa, circulando pelo seu diodo intrínseco, ou pelo canal em sentido contrário do convencional. O mesmo ocorre para o interruptor S_1 , porém, para o semiciclo negativo da fonte de alimentação.

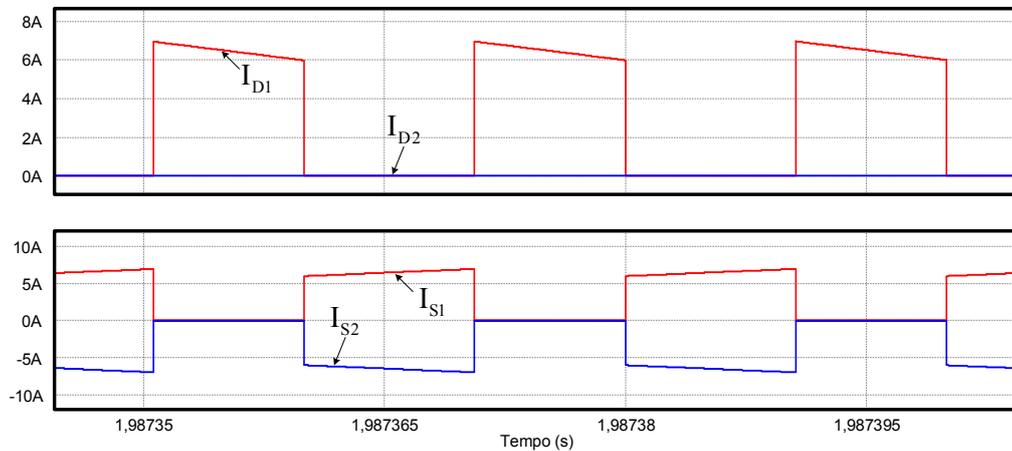
Figura 43 - Corrente dos diodos D_1 e D_2 e dos interruptores S_1 e S_2



Fonte: Autoria Própria

A corrente dos diodos D_1 e D_2 e dos interruptores S_1 e S_2 em detalhe são apresentadas na Figura 44.

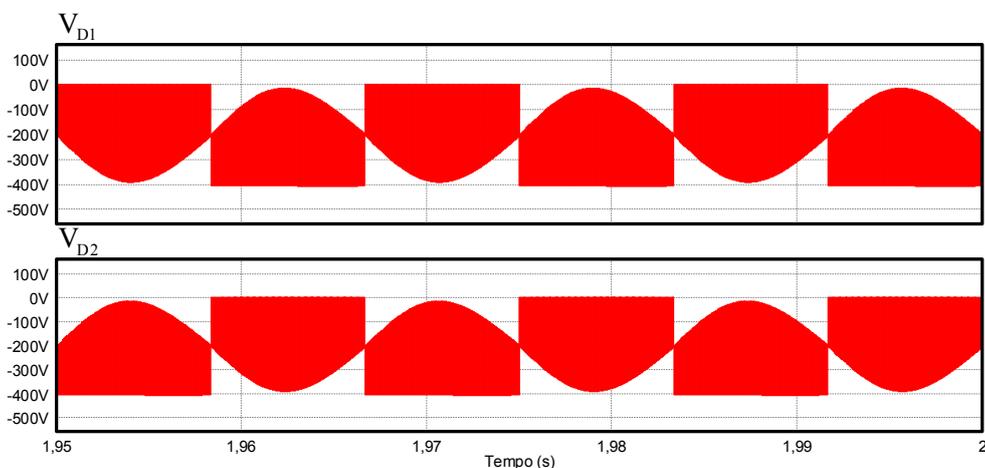
Figura 44 - Corrente dos diodos D_1 e D_2 e dos interruptores S_1 e S_2 em detalhe



Fonte: Autoria Própria

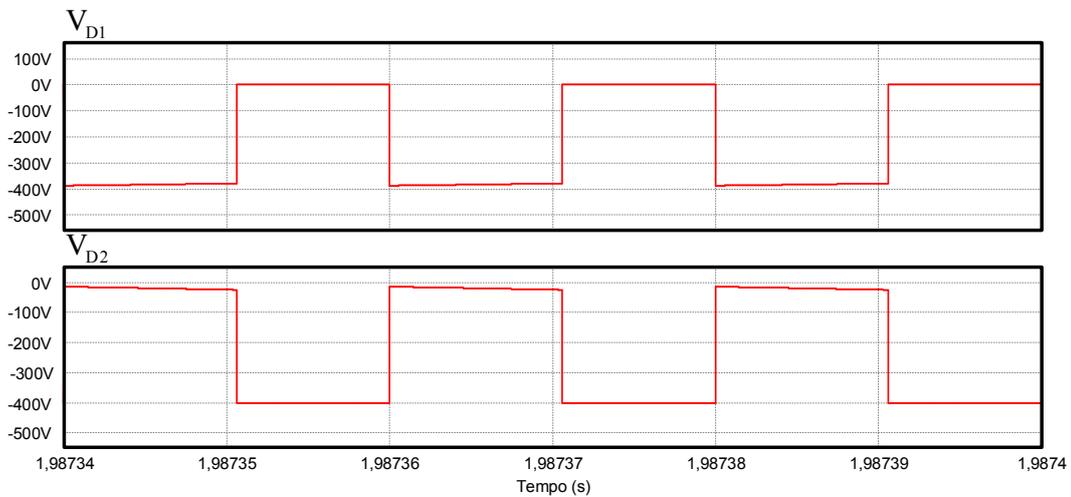
Na Figura 45 apresenta-se a tensão sobre os diodos D_1 e D_2 em alta frequência, tendo seus valores em detalhe apresentados na Figura 46. Nota-se que quando o diodo D_1 está bloqueado a tensão sobre o diodo D_2 é igual a $-\left(-\frac{V_{Cl}}{n} + V_o\right)$. Entretanto, quando o diodo D_1 está em condução a tensão sobre o diodo D_2 é igual a $-2 \cdot V_o$, sendo submetido a máxima tensão. Lembrando que durante o semiciclo positivo da fonte de alimentação apenas o diodo D_1 conduz.

Figura 45 – Tensão sobre os diodos D_1 e D_2



Fonte: Autoria Própria

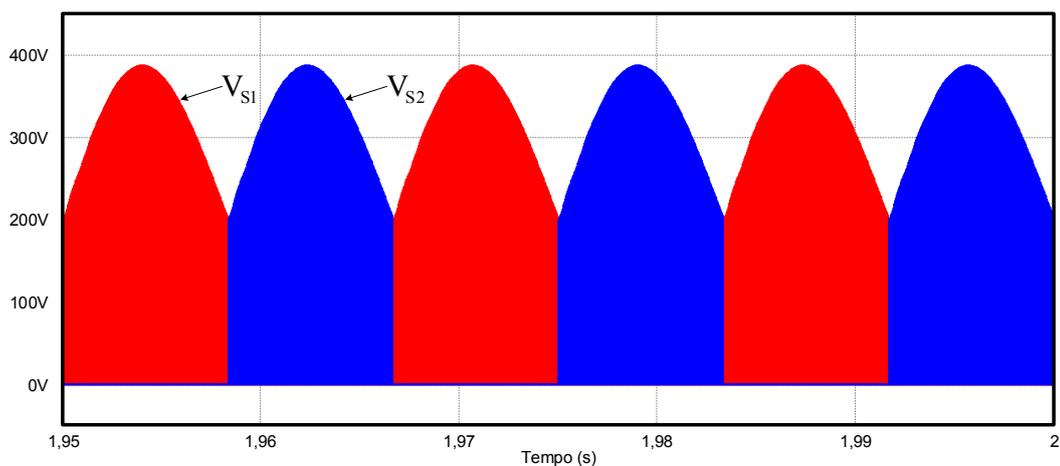
Figura 46 - Tensão sobre os diodos D_1 e D_2 em detalhe



Fonte: Autoria Própria

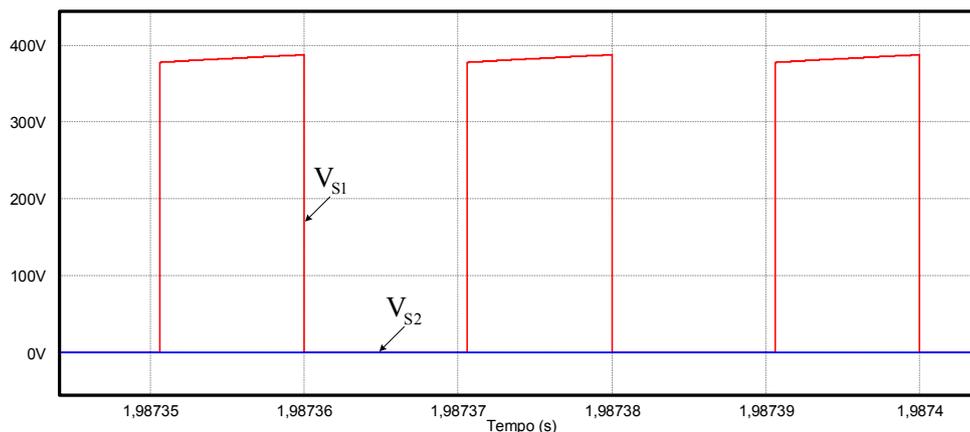
Na Figura 47 apresenta-se a tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 em baixa frequência. Na Figura 48 apresenta-se a tensão sobre os interruptores em detalhe. Nota-se que o máximo valor de tensão é igual a $V_p + V_o \cdot n$, pois na simulação numérica desconsidera-se a indutância de dispersão dos indutores acoplados, dispensando assim também o circuito de grampeamento. A partir do momento que se leva em consideração a indutância de dispersão dos indutores acoplados, a tensão sobre os interruptores e sobre os diodos será maior, sendo necessário um circuito de grampeamento para ambos.

Figura 47 - Tensão sobre os interruptores S_1 e S_2



Fonte: Autoria Própria

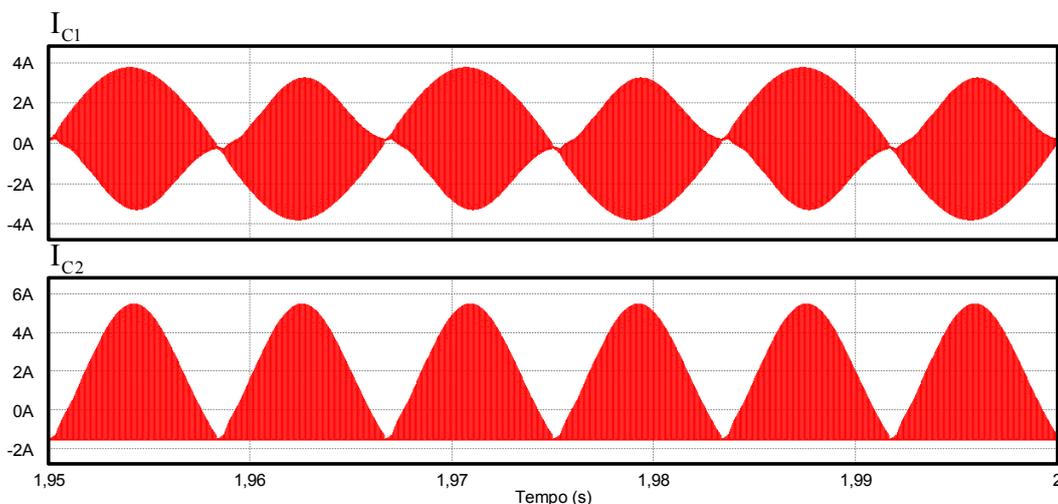
Figura 48 - Tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 em detalhe



Fonte: Autoria Própria

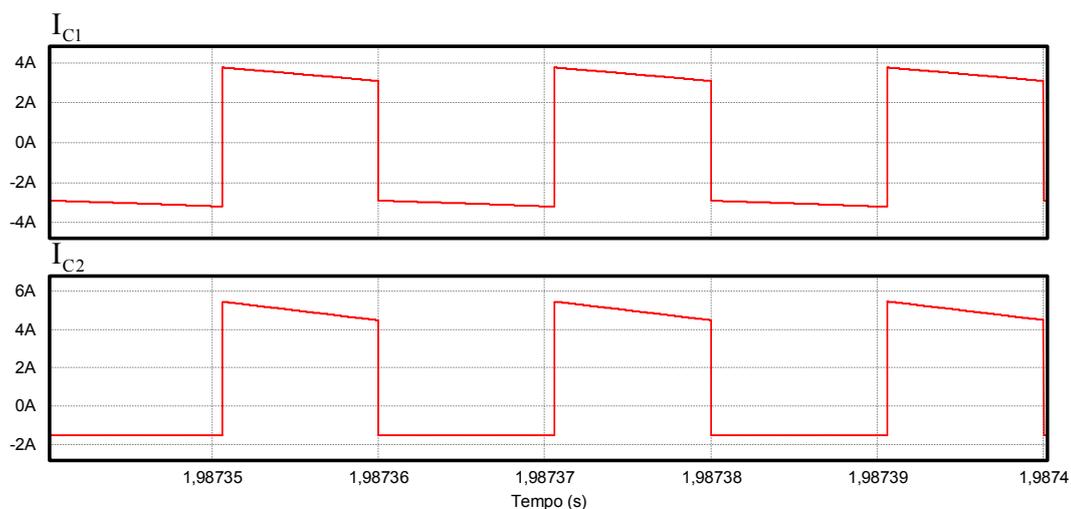
Na Figura 49 apresenta-se a corrente dos capacitores C_1 e C_2 em baixa frequência, tendo seus valores em detalhe apresentados na Figura 50. Nota-se na Figura 50 que a corrente do capacitor C_1 durante a primeira etapa de operação é igual a corrente do indutor L_2 , em sentido contrário. Já durante a segunda etapa de operação, a corrente do capacitor C_1 é igual a corrente de entrada. Para o capacitor C_2 , durante a primeira etapa de operação, a corrente é igual a corrente de saída. O sinal negativo indica que o capacitor está fornecendo energia para carga. Durante a segunda etapa de operação a corrente do capacitor é igual a somatória das correntes refletidas dos indutores subtraídas da corrente de saída.

Figura 49 - Corrente dos capacitores C_1 e C_2



Fonte: Autoria Própria

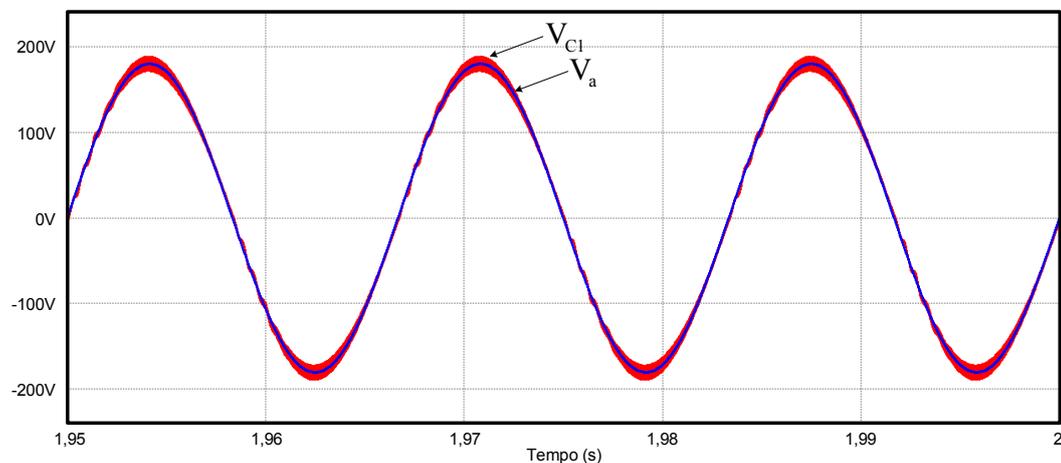
Figura 50 - Corrente dos capacitores C_1 e C_2 em detalhe



Fonte: Autoria Própria

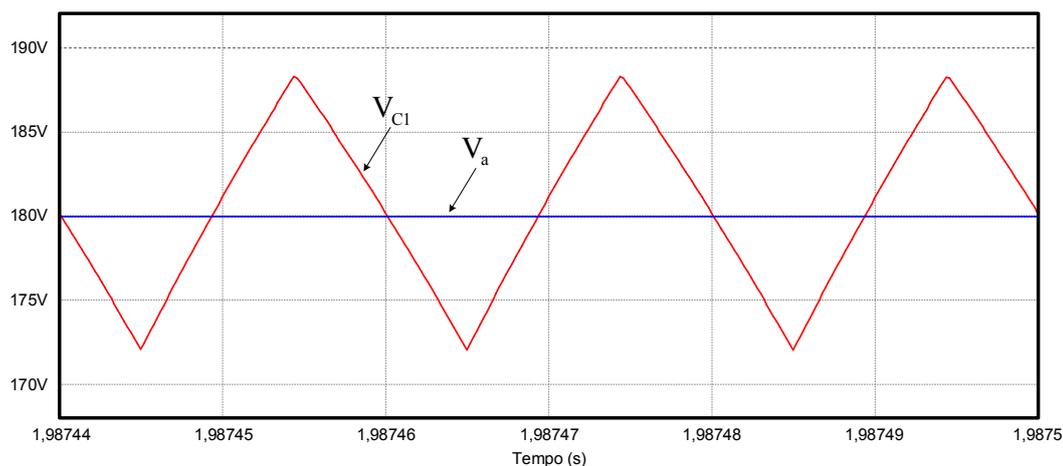
A tensão sobre o capacitor C_1 é apresentada na Figura 51, em baixa frequência. Nota-se que a mesma tende a ser reflexo da tensão de entrada, apenas com sua ondulação. Na Figura 52, apresenta-se a tensão do capacitor C_1 em alta frequência.

Figura 51 - Tensão sobre o capacitor C_1



Fonte: Autoria Própria

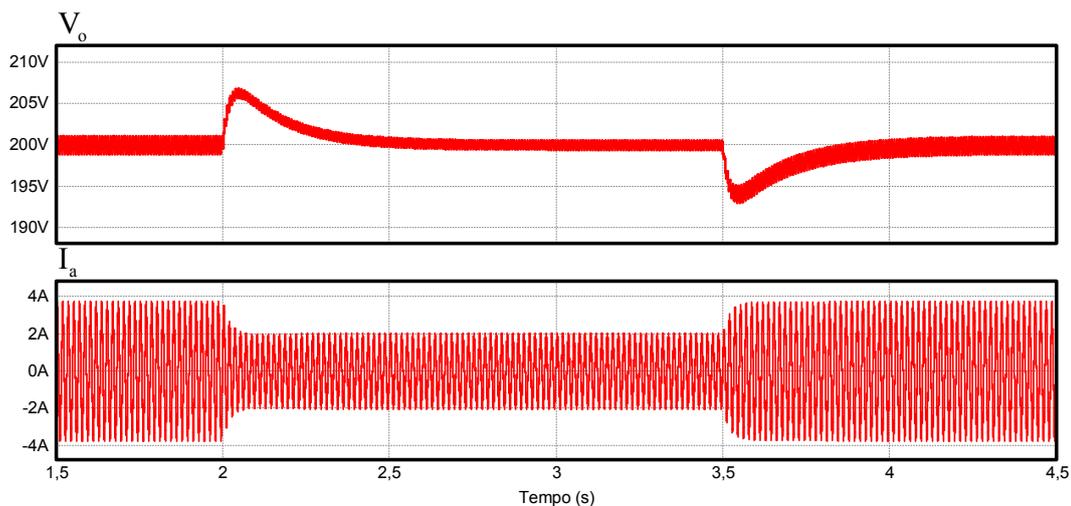
Figura 52 - Tensão sobre o capacitor em C_1 detalhe



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 53 apresenta-se a resposta dinâmica do conversor para incremento e decremento de carga. Nota-se que conversor está operando em sua potência nominal até o tempo 2s, onde passa a operar com a metade da potência, retornando a operar em potência nominal no tempo igual a 3,5s. Pode-se notar que a amplitude da corrente de entrada fica menor quando o conversor opera com a metade da potência, mas mantém-se o controle da mesma para forma senoidal. Na Figura 53 fica visível que a malha da tensão de saída é mais lenta que a malha da corrente de entrada.

Figura 53 - Resposta ao degrau de incremento e decremento de carga



Fonte: Autoria Própria

6.2 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE RESULTADOS TEÓRICOS E DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Para melhor visualizar os resultados obtidos a partir da análise teórica e os resultados obtidos a partir da simulação numérica, apresenta-se a Tabela 7. Nesta apresentam-se os valores de corrente e tensão obtidos, com o erro percentual que existe entre os respectivos valores.

Tabela 7 - Análise comparativa entre resultados teóricos e resultados da simulação numérica

Parâmetro	Valor Teórico	Valor Simulado	Erro
Valor médio da tensão de saída (V_o)	200V	200V	0%
Corrente média de saída (I_o)	1,5A	1,5A	0%
Potência de saída (P_o)	300W	300W	0%
Valor máximo da corrente do indutor L_1 ($I_{am\acute{a}x}$)	3,667A	3,688A	0,57%
Valor médio da corrente do indutor L_1 (I_{amed_CA})	0A	0A	0%
Valor eficaz da corrente do indutor L_1 ($I_{aeficaz_CA}$)	2,357A	2,364A	0,3%
Ondulação de corrente do indutor L_1 (Δ_{iL1})	0,667A	0,662A	0,75%
Valor máximo da corrente do indutor L_2 ($I_{L2m\acute{a}x}$)	3,3A	3,327A	0,82%
Valor médio da corrente do indutor L_2 (I_{L2med_CA})	0A	0A	0%
Valor eficaz da corrente do indutor L_2 ($I_{L2eficaz_CA}$)	1,837A	1,853A	0,87%
Ondulação de corrente do indutor L_2 (Δ_{iL2})	0,6A	0,595A	0,83%
Valor máximo da corrente do interruptor S_1 ($I_{Sm\acute{a}x}$)	6,967A	7,004A	0,53%
Valor médio da corrente do interruptor S_1 (I_{Smed_CA})	0A	0A	0%
Valor eficaz da corrente do interruptor S_1 ($I_{Seficaz_CA}$)	3,137A	3,143A	0,19%
Máxima tensão sobre o interruptor S_1 ($V_{Sm\acute{a}x}$)	380V	388,21V	2,16%
Valor máximo da corrente do diodo D_1 ($I_{Dm\acute{a}x}$)	6,967A	7,009A	0,6%
Valor médio da corrente do diodo D_1 (I_{Dmed_CA})	0,75A	0,75A	0%
Valor eficaz da corrente do diodo D_1 ($I_{Deficaz_CA}$)	1,955A	1,961A	0,31%
Máxima tensão sobre o diodo D_1 ($V_{Dm\acute{a}x}$)	-400V	-402,022V	0,51%
Valor eficaz da corrente do capacitor C_2 ($I_{C2eficaz_CA}$)	2,323A	2,332A	0,39%
Ondulação de tensão do capacitor C_1 (Δ_{VC1})	18V	16,196V	10,02%
Ondulação de tensão do capacitor C_2 (Δ_{VC2})	2V	2,022V	1,1%

Fonte: Autoria Própria

6.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentaram-se os resultados obtidos na simulação numérica do conversor. Realizando uma breve análise entre as formas de onda obtidas na simulação numérica e as formas de onda apresentadas na Figura 12, Figura 13, Figura 14 e Figura 15, pode-se notar que as mesmas são equivalentes.

Apresentou-se também uma análise comparativa com os valores de tensão e corrente nos componentes do circuito, Tabela 7. Na tabela compararam-se os valores de corrente e tensão, apresentando o erro percentual existente entre cada valor. A Tabela 7 tem por finalidade, juntamente com as formas de onda apresentadas, de realizar a validação da análise teórica e matemática. Além disso, a Tabela 7 também pode auxiliar na escolha dos componentes para a realização da implementação prática do conversor.

7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

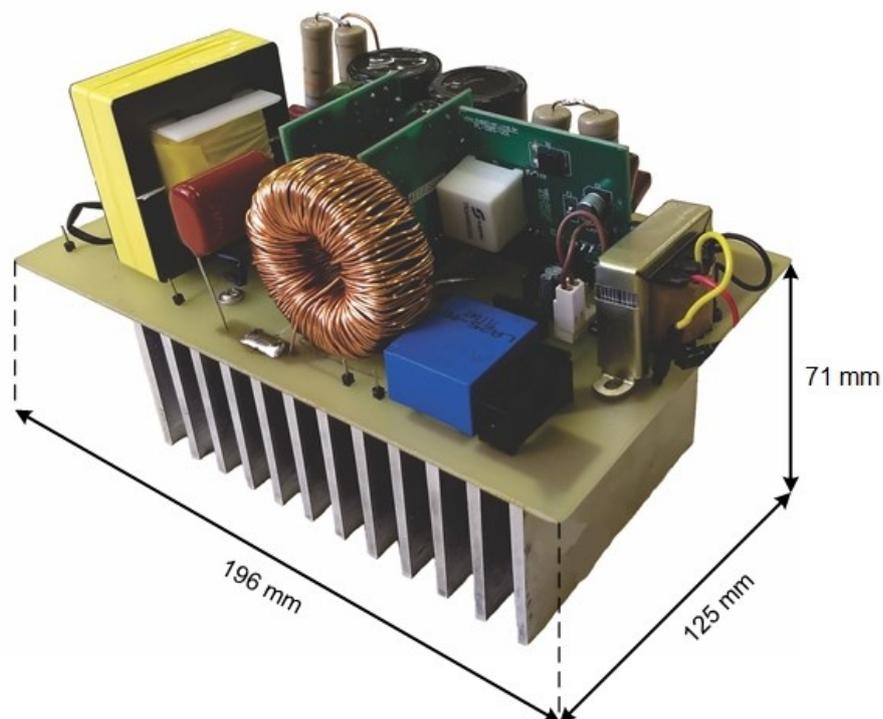
A partir da análise teórica desenvolvida do conversor CA-CC baseado no conversor *SEPIC*, foi desenvolvido o protótipo do mesmo para a realização dos ensaios experimentais. Inicialmente apresenta-se uma foto do conversor implementado com suas dimensões e uma tabela de especificações dos componentes utilizados.

Em seguida, apresenta-se uma foto da placa de controle com suas dimensões e uma tabela de especificações dos componentes utilizados. As formas de onda experimentais obtidas são apresentadas na sequência.

7.1 CONVERSOR CA-CC E PLACA DE CONTROLE

O protótipo do conversor CA-CC foi construído a partir dos valores apresentados na Tabela 4 e na Tabela 5. A Figura 54 apresenta uma foto do protótipo implementado com as suas dimensões.

Figura 54 - Conversor CA-CC implementado



Fonte: Autoria Própria

11. Conexão com a placa de controle
12. Sensor de corrente
13. Sensor para gerar a referência senoidal
14. Divisor resistivo
15. Fonte e drivers de acionamento dos Interruptores
16. Pontos de medição de corrente
17. Pontos de medição de tensão

Nota-se que os interruptores e os diodos estão fixados no dissipador, ficando assim abaixo da placa.

A seguir, apresenta-se na Tabela 8 os componentes utilizados para a construção do protótipo.

Tabela 8 - Componentes utilizados para a construção do protótipo

(continua)

Componentes	Especificação
Indutor de entrada (L_1)	Indutância: 2,8371mH Número de espiras: 143 Fio: 20 AWG Núcleo: 0088439A7 AmoFlux
Indutores acoplados (L_2)	Indutância magnetizante: 3,1551mH Indutância de dispersão do primário: 4,73 μ H Indutância de dispersão do primeiro secundário: 2,72 μ H Indutância de dispersão do secundo secundário: 2,77 μ H Número de espiras do primério: 85 Número de espiras dos secundários: 85 Fio utilizado no primário: 21 AWG Fio utilizado no secundário: 21 AWG Núcleo: EE55/28/21
Interruptores (S_1 e S_2)	SPW47N60C3 (650V/47A)
Diodos do circuito de grampeamento dos Interruptores (D_{g1} e D_{g2})	MUR460 (600V/4A)
Capacitor do circuito de grampeamento dos Interruptores (C_{g1})	2 x 1 μ F (630V)
Resistor do circuito de grampeamento dos Interruptores (R_{g1})	2 x 68k Ω (10W)
Diodos (D_1 e D_2)	C3D03060A (600V/5A)
Diodos do circuito de grampeamento dos Diodos (D_{g3} e D_{g4})	MUR4100 (900V/4A)

Tabela 8 – Componentes utilizados para a construção do protótipo

(conclusão)

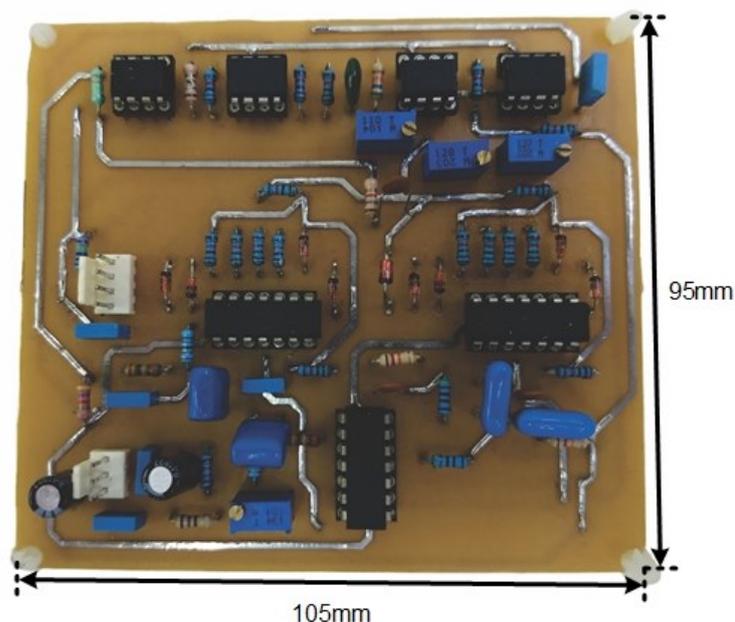
Componentes	Especificação
Capacitor do circuito de grampeamento dos Diodos (C_{g2})	1 μ F (630V)
Resistor do circuito de grampeamento dos Diodos (R_{g2})	2 x 68k Ω (10W)
Capacitor de entrada (C_1)	2,2 μ F (630V)
Capacitor de saída (C_2)	2 x 1000 μ F (250V)

Fonte: Autoria Própria

A saída do compensador de tensão foi multiplicada com o sinal da referência senoidal retificada através do multiplicador MPY634.

Para a geração da triangular, o qual será comparado com a saída do compensador de corrente para a geração dos pulsos de comando, utilizou-se dois amplificadores operacionais TL071 e um amplificador operacional LM318. Por fim, para a comparação dos sinais e conseqüentemente a geração dos pulsos de comando, utilizou-se o comparador LM311.

Figura 56 - Placa de controle



Fonte: Autoria Própria

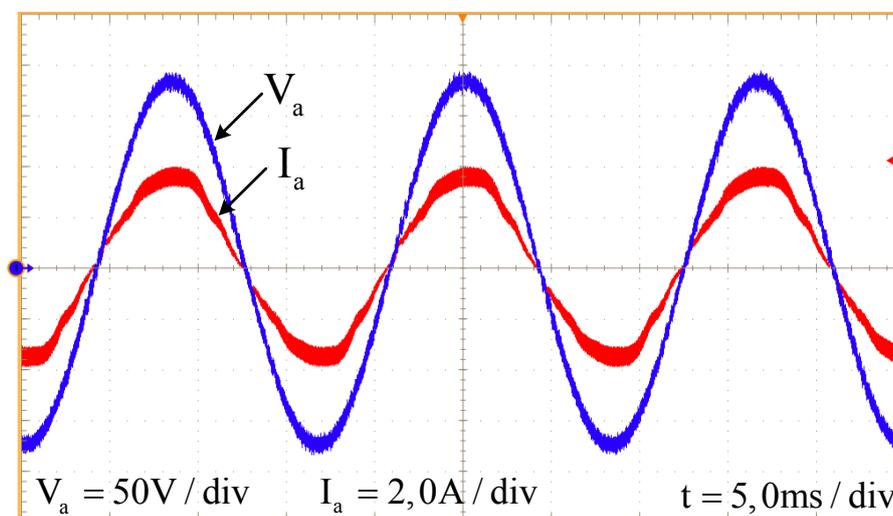
7.2 RESULTADOS OBTIDOS NA IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA

Na Figura 57 apresenta-se a tensão e a corrente de entrada. Nota-se que a corrente apresenta o mesmo formato da tensão, além da corrente estar em fase com a tensão, indicando assim que a corrente está controlada. Seus respectivos valores eficazes são de aproximadamente 127V para a tensão de entrada e 2,524A para a corrente de entrada.

A corrente de entrada em detalhe é apresentada na Figura 58. Nota-se as duas etapas de operação, característica da operação em MCC. É possível observar que a ondulação da corrente de entrada é aproximadamente 0,768A, com o valor máximo de aproximadamente 4,01A.

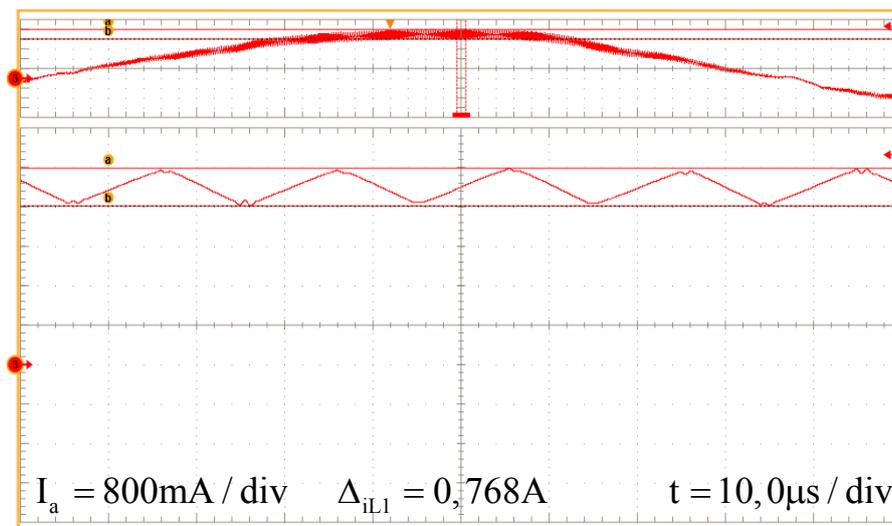
Na Figura 59 apresenta-se o espectro harmônico da corrente de entrada de acordo com a norma IEC 61000-3-2 Classe A. Nota-se que todas as componentes harmônicas se encontram abaixo do exigido pela norma. A taxa de distorção harmônica total da corrente de entrada é de aproximadamente 4,82%.

Figura 57 - Tensão e corrente de entrada



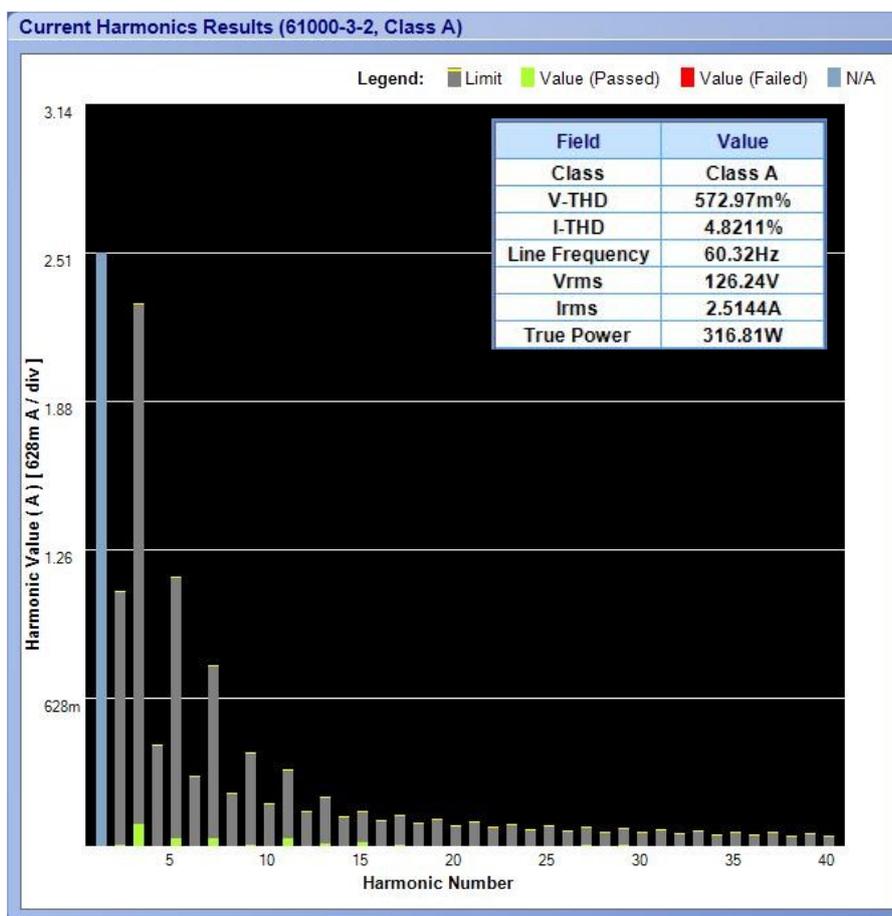
Fonte: Autoria Própria

Figura 58 - Corrente de entrada em detalhe



Fonte: Autoria Própria

Figura 59 - Espectro harmônico da corrente de entrada

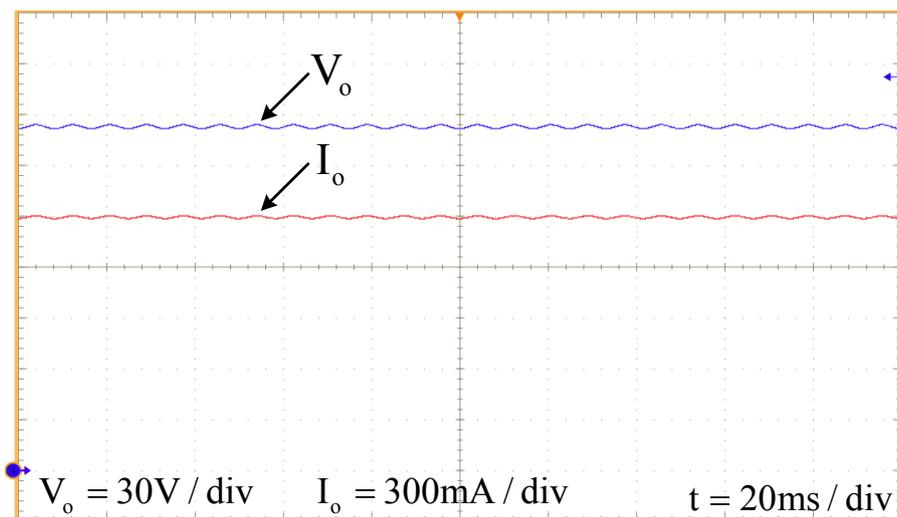


Fonte: Autoria Própria

A tensão e a corrente de saída são apresentadas na Figura 60. Nota-se que ambas são contínuas. O valor médio da tensão de saída é de

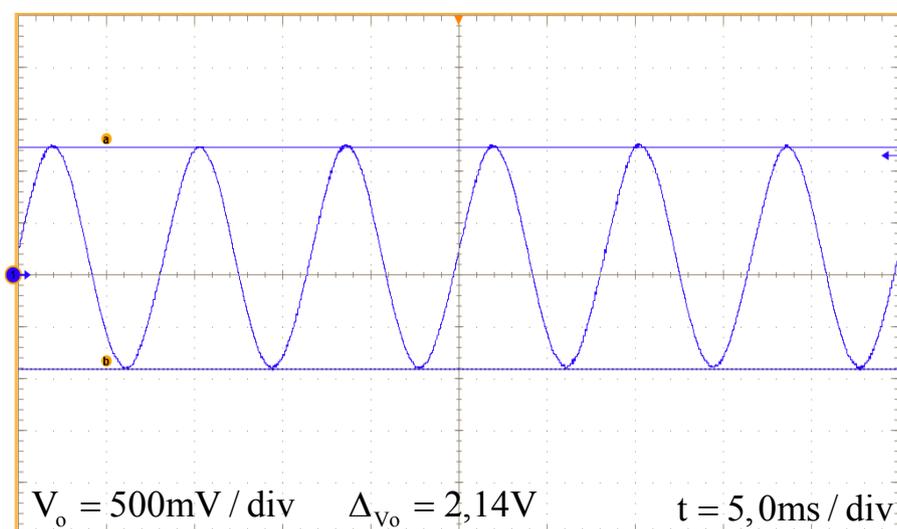
aproximadamente 200,255V, enquanto que o valor médio da corrente de saída é de aproximadamente 1,49A, processando assim uma potência de aproximadamente 298,783W, como projetado. Na Figura 61 é possível notar a tensão de saída em detalhe, com ondulação de aproximadamente 2,14V.

Figura 60 - Tensão e corrente de saída



Fonte: Autoria Própria

Figura 61 - Tensão de saída em detalhe



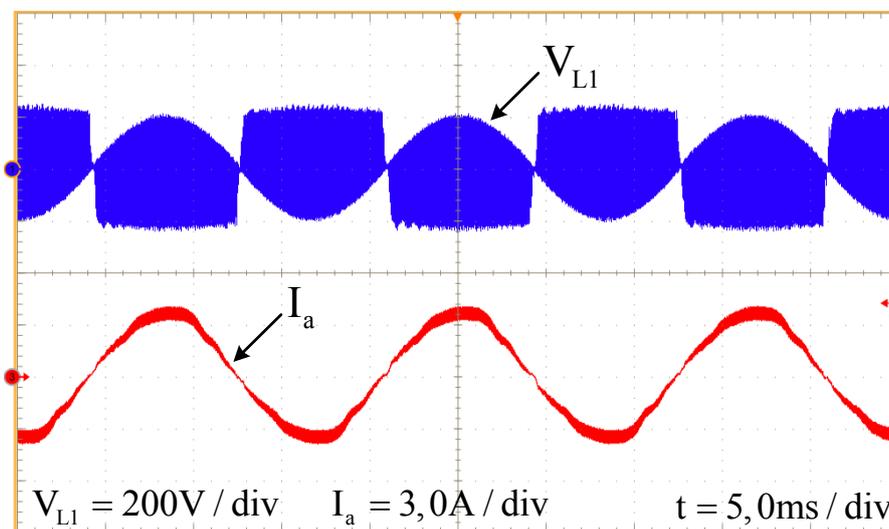
Fonte: Autoria Própria

A tensão e a corrente do indutor L_1 em baixa frequência é apresentada na Figura 62. Nota-se que a corrente do indutor é a mesma corrente da entrada. Já a tensão sobre o indutor L_1 é possível notar a similaridade com a forma de onda teórica apresentada na Figura 13 e com a forma de onda da simulação numérica apresentada na Figura 41.

Na Figura 63 apresenta-se a tensão e corrente do indutor L_1 em detalhe. É possível visualizar que durante a primeira etapa de operação para o semiciclo positivo da fonte de alimentação, etapa em que o indutor recebe energia, a tensão sobre o mesmo é igual a tensão de entrada. Já para a segunda etapa de operação, etapa em que o indutor fornece energia, a tensão sobre o mesmo é igual ao inverso da tensão de saída refletida para o primário.

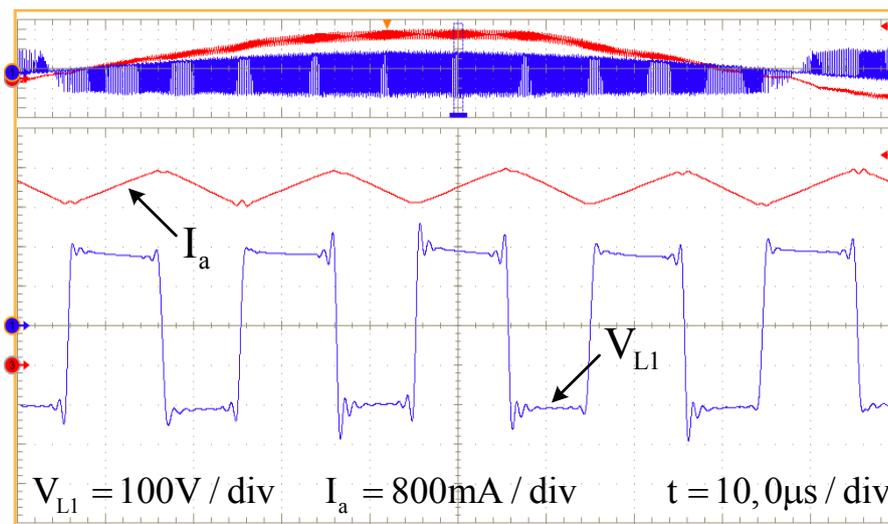
Levando em consideração que os indutores acoplados L_2 foi modelado como uma indutância magnetizante em paralelo com um transformador ideal, percebe-se que na prática não é possível medir apenas a corrente da magnetizante. Porém, na primeira etapa de operação, a corrente da magnetizante é igual a corrente do capacitor C_1 . Já para a segunda etapa de operação, a corrente da magnetizante é igual a corrente do diodo refletida para o primário menos a corrente de entrada, mesma corrente do capacitor C_1 . A corrente do primário dos indutores acoplados L_2 é apresentada na Figura 64.

Figura 62 - Tensão e corrente do indutor L_1



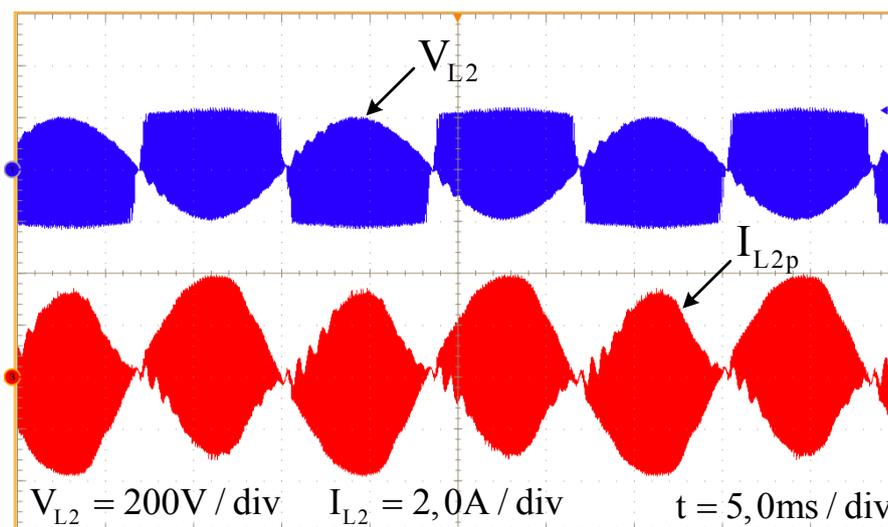
Fonte: Autoria Própria

Figura 63 - Tensão e corrente do indutor L_1 em detalhe



Fonte: Autoria Própria

Figura 64 - Tensão e corrente no primário dos indutores acoplados L_2



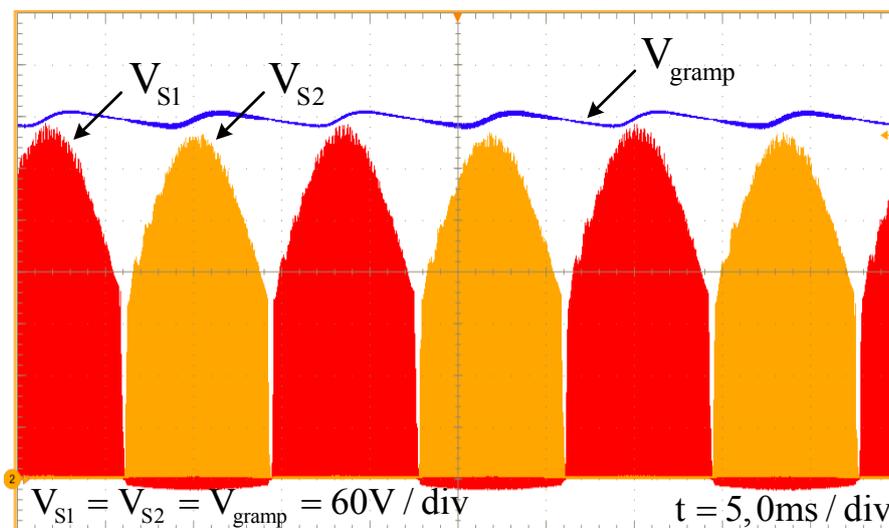
Fonte: Autoria Própria

Apresenta-se na Figura 65 a tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 , juntamente com a tensão do circuito de grampeamento dos interruptores, em baixa frequência. As tensões podem ser visualizadas em detalhe através da Figura 66. Os valores máximos das tensões sobre os interruptores S_1 e S_2 foram, respectivamente, 411V e 402V. Já a máxima tensão do circuito de grampeamento foi igual a 427V.

Na Figura 67 apresenta-se a tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 separadamente para uma melhor visualização. É possível notar que durante o semiciclo positivo da fonte de alimentação, apenas o interruptor S_1 está submetido

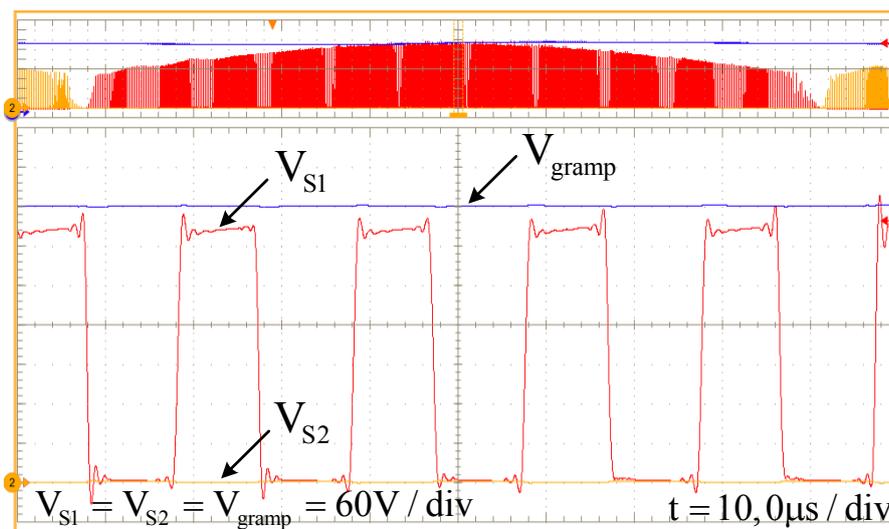
à valores de tensão, enquanto a tensão sobre o interruptor S_2 é igual a 0V. Isso ocorre porque durante o semiciclo positivo da fonte de alimentação, quando os interruptores estão bloqueados, o diodo intrínseco do interruptor S_2 é polarizado diretamente. Isso também ocorre para o interruptor S_1 durante o semiciclo negativo da fonte de alimentação.

Figura 65 - Tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 e capacitor do grameamento



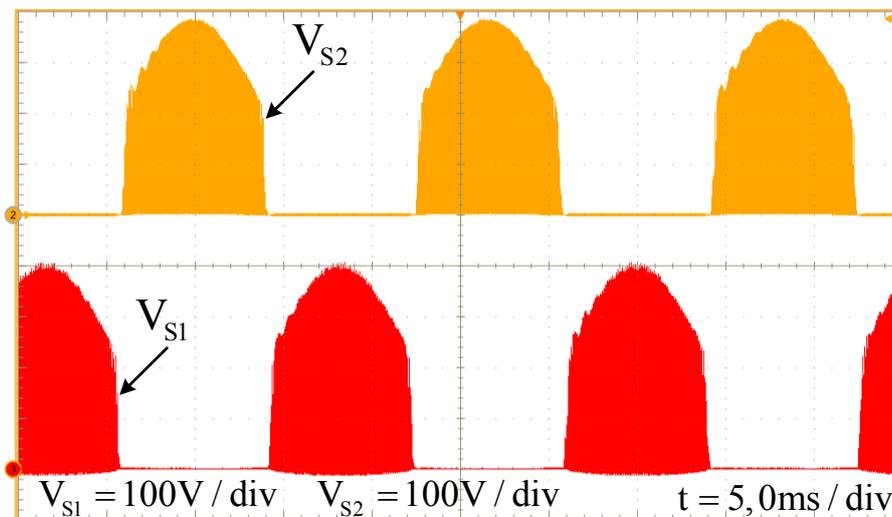
Fonte: Autoria Própria

Figura 66 - Tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 e capacitor do grameamento em detalhe



Fonte: Autoria Própria

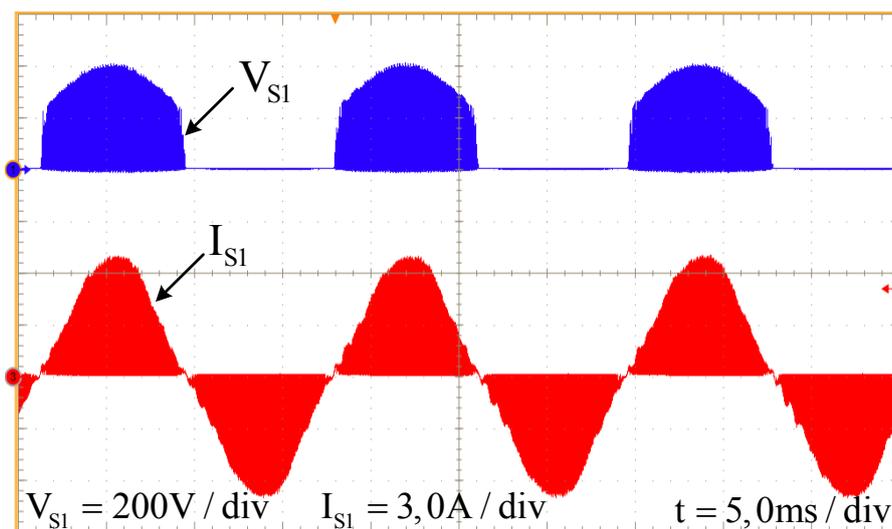
Figura 67 - Tensão sobre os interruptores S_1 e S_2



Fonte: Autoria Própria

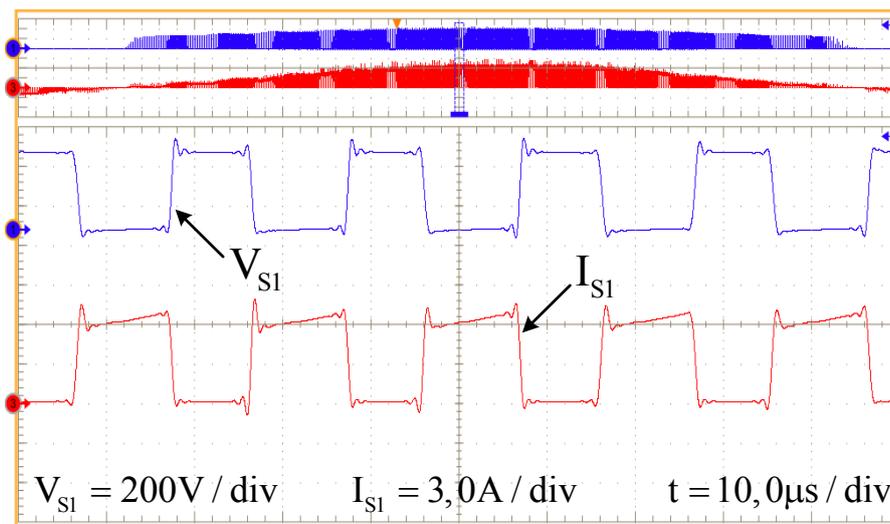
As formas de onda da tensão e da corrente do interruptor S_1 em baixa frequência são apresentadas na Figura 68. O valor máximo da corrente no interruptor S_1 é de aproximadamente 7A, enquanto que seu valor eficaz é de aproximadamente 3,13A. Na Figura 69 é possível a visualização da tensão e corrente do interruptor S_1 em detalhe.

Figura 68 – Tensão e corrente do interruptor S_1



Fonte: Autoria Própria

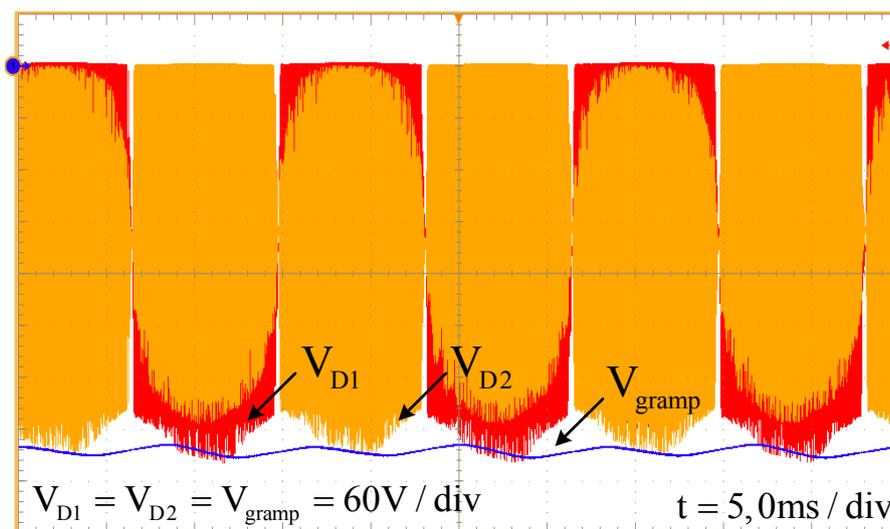
Figura 69 - Tensão e corrente do interruptor S_1 em detalhe



Fonte: Autoria Própria

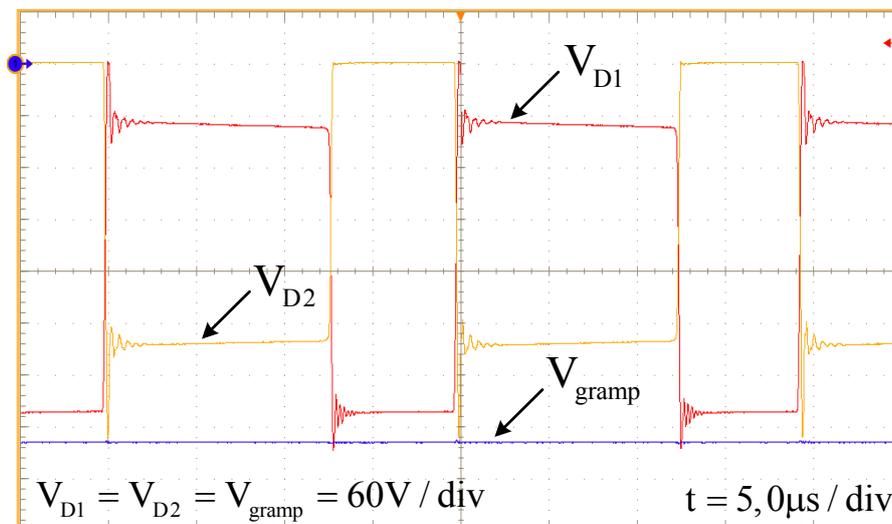
Apresenta-se na Figura 70 a tensão sobre os diodos D_1 e D_2 , juntamente com a tensão do circuito de grameamento dos diodos, em baixa frequência. As tensões podem ser visualizadas em detalhe através da Figura 71. Os valores máximos das tensões sobre os diodos D_1 e D_2 foram, respectivamente, -447V e -437V. Já a máxima tensão do circuito de grameamento foi igual a -440V.

Figura 70 - Tensão sobre os diodos D_1 e D_2 e capacitor do grameamento



Fonte: Autoria Própria

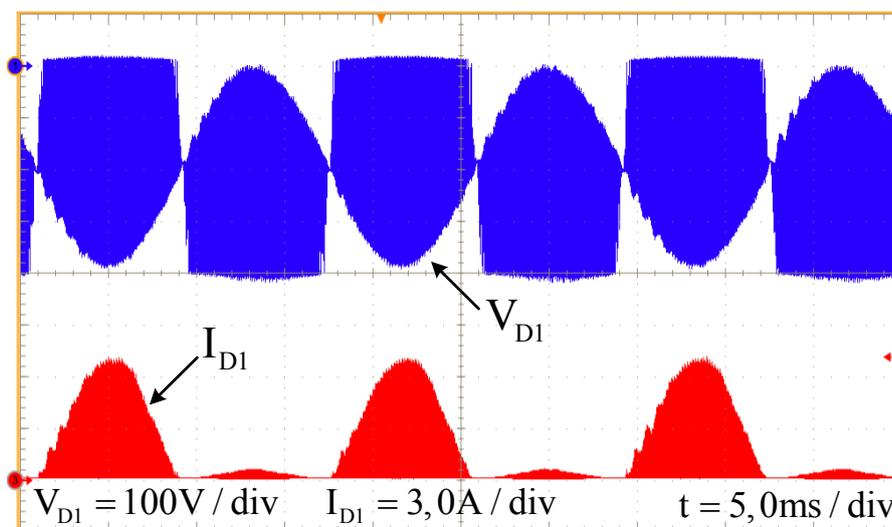
Figura 71 - Tensão sobre os diodos D_1 e D_2 e capacitor do grameamento



Fonte: Autoria Própria

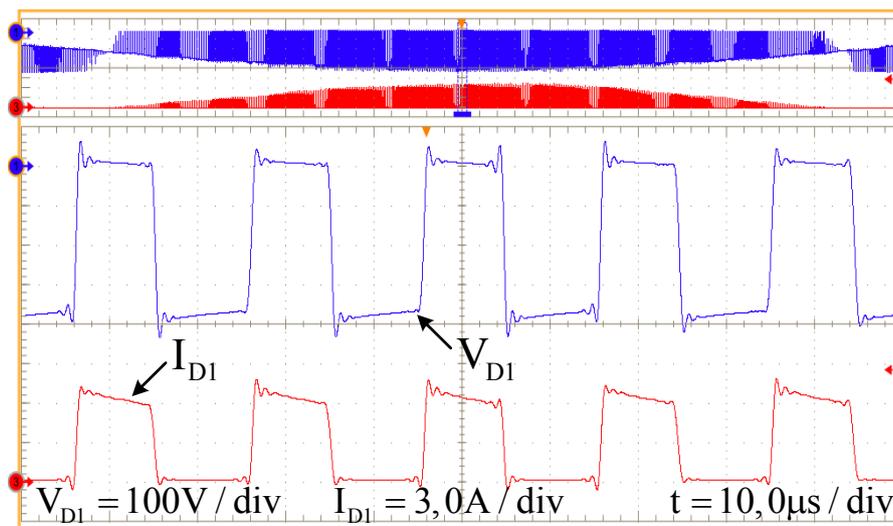
As formas de onda da tensão e da corrente do diodo D_1 em baixa frequência são apresentadas na Figura 72. O valor máximo da corrente no diodo D_1 é de aproximadamente 7,1A, enquanto que seu valor eficaz é de aproximadamente 1,87A e a média de aproximadamente 0,86A. Na Figura 73 é possível a visualização da tensão e corrente do diodo D_1 em detalhe.

Figura 72 - Tensão e corrente do diodo D_1



Fonte: Autoria Própria

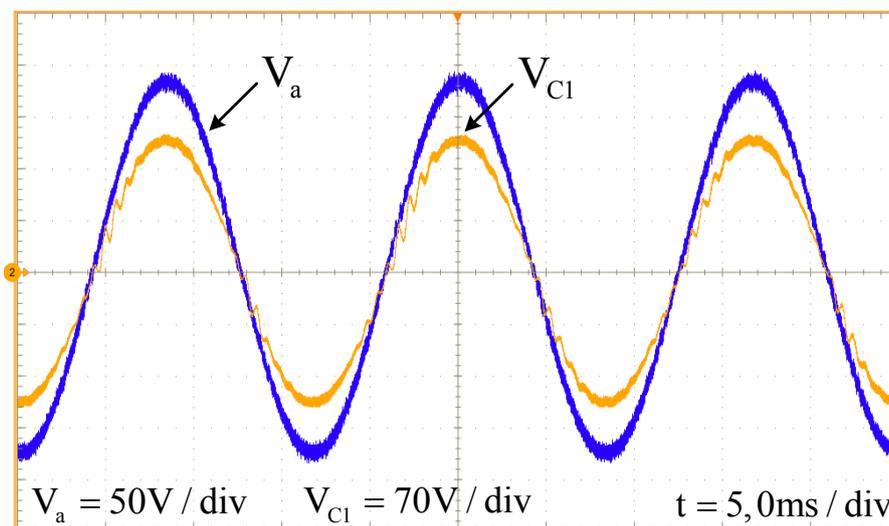
Figura 73 - Tensão e corrente do diodo D_1 em detalhe



Fonte: Autoria Própria

A tensão sobre o capacitor C_1 é apresentada na Figura 74, em baixa frequência. Nota-se a similaridade com as formas de onda da tensão apresentadas na Figura 13 e na Figura 51, onde a tensão sobre o capacitor tende a ser um reflexo da tensão de entrada, apenas com sua ondulação.

Figura 74 - Tensão de entrada V_a e tensão sobre o capacitor C_1



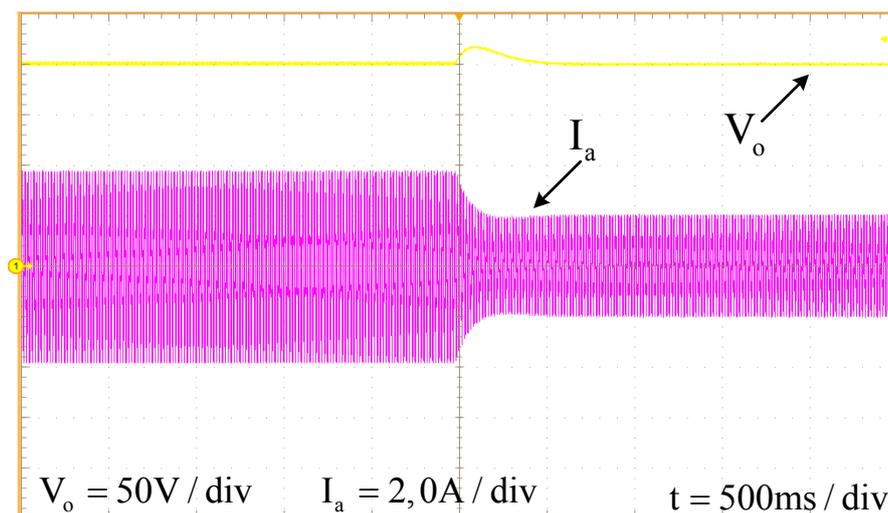
Fonte: Autoria Própria

Na Figura 75 apresenta-se a resposta dinâmica do conversor para um decremento de carga, onde o conversor estava operando em potência nominal e realizou-se o decremento de 50% da carga, passando a operar na metade da potência. Nota-se que a malha de controle da corrente de entrada é bem rápida

em relação a malha da tensão de saída. O sobressinal da tensão de saída é na ordem de 18V, enquanto que o tempo de estabilização é de aproximadamente 500ms.

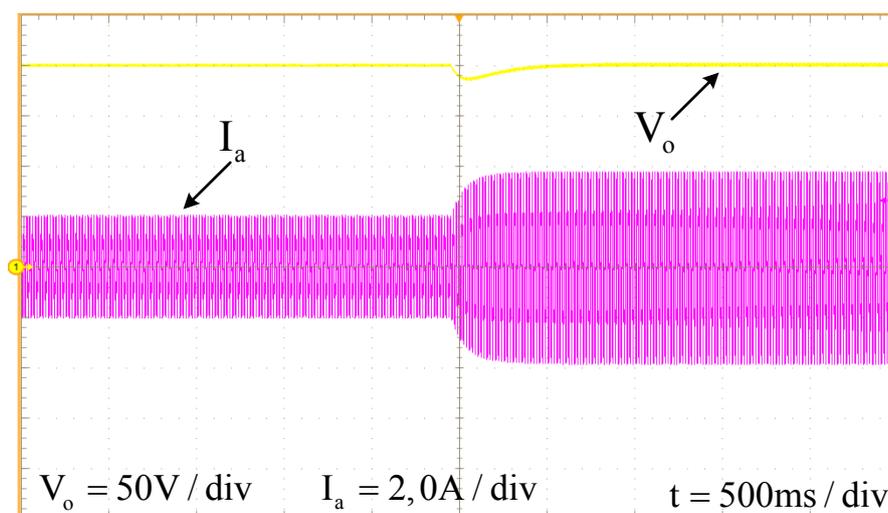
A resposta dinâmica do conversor para um incremento de carga é apresentada na Figura 76, onde o conversor estava operando com metade da potência e realizou-se o incremento de 50% da carga, passando a operar em potência nominal. Na Figura 77 é possível visualizar a variação da corrente de entrada para o incremento da carga. Nota-se que a corrente não apresenta qualquer distorção enquanto aumenta sua amplitude.

Figura 75 - Degrau de carga: potência nominal para 50% da potência



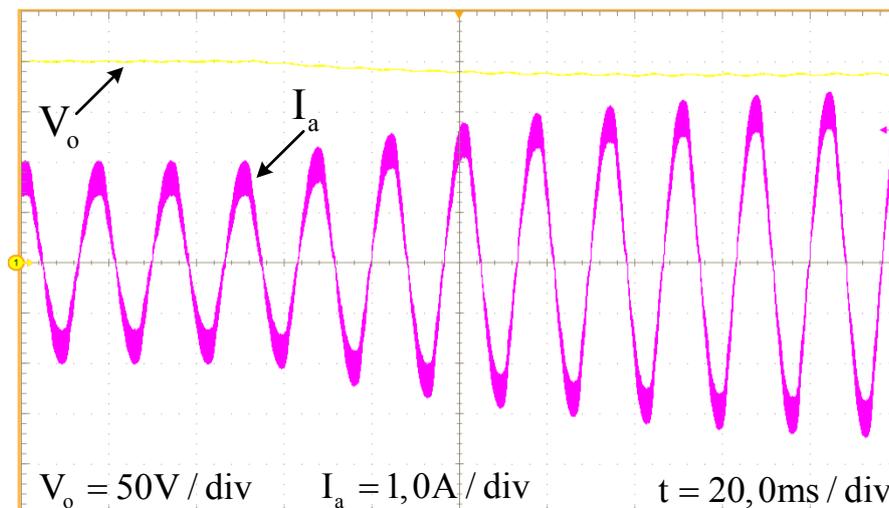
Fonte: Autoria Própria

Figura 76 - Degrau de carga: 50% da potência para potência nominal



Fonte: Autoria Própria

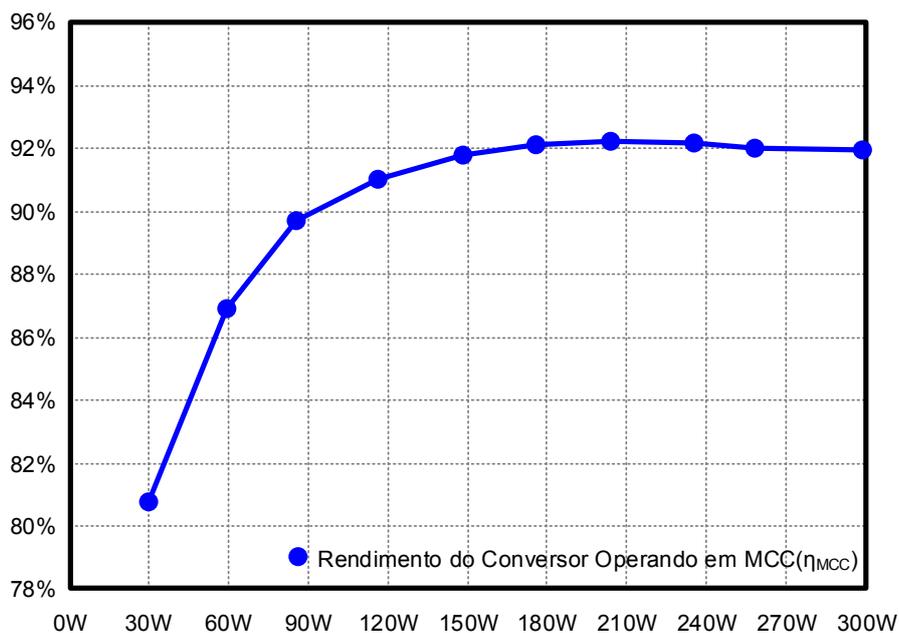
Figura 77 - Degrau de carga: detalhe na variação da corrente de entrada



Fonte: Autoria própria

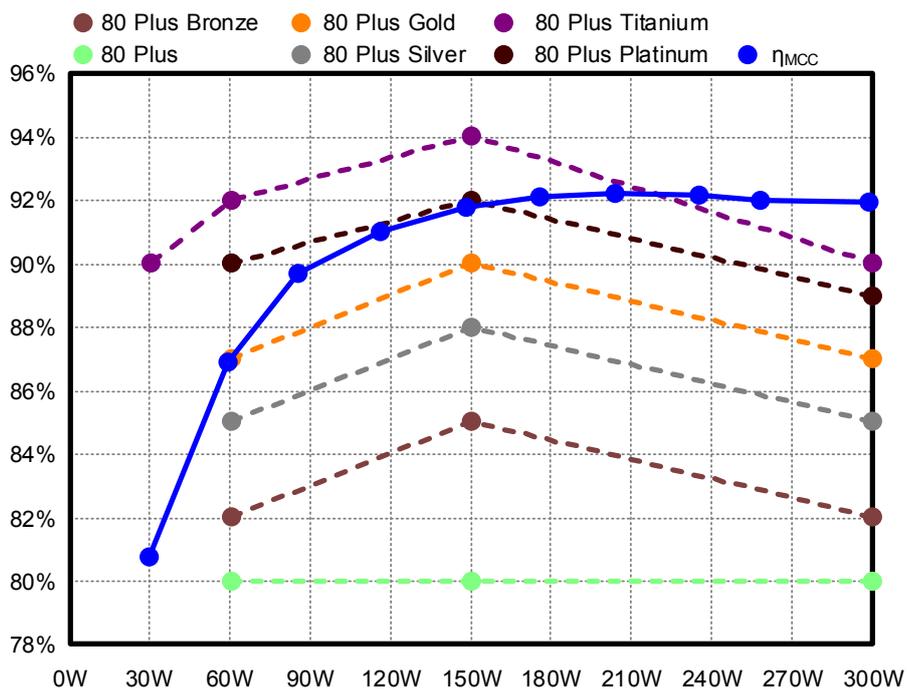
A curva de rendimento do conversor CA-CC é apresentada na Figura 78. O rendimento do conversor quando está operando em potência nominal é de aproximadamente 92%, enquanto que o maior rendimento se deu em aproximadamente 205W, com 92,2% de rendimento. Na Figura 79 apresenta-se a curva do rendimento do conversor CA-CC juntamente com a norma 80 Plus. Nota-se que a curva de rendimento ficou abaixo da 80 Plus Gold apenas quando o conversor opera com potência de 60W.

Figura 78 - Curva de rendimento do conversor CA-CC



Fonte: Autoria Própria

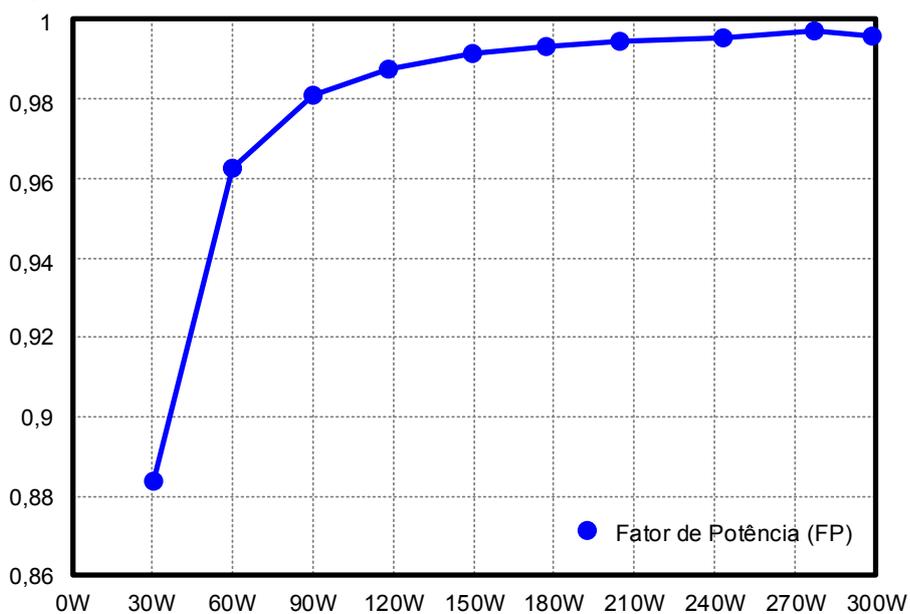
Figura 79 - Curva de rendimento do conversor CA-CC e normas 80 Plus



Fonte: Autoria Própria

Na Figura 80 apresenta-se a curva do fator de potência. Nota-se que operando em potência nominal, o fator de potência do conversor é elevado, próximo de um.

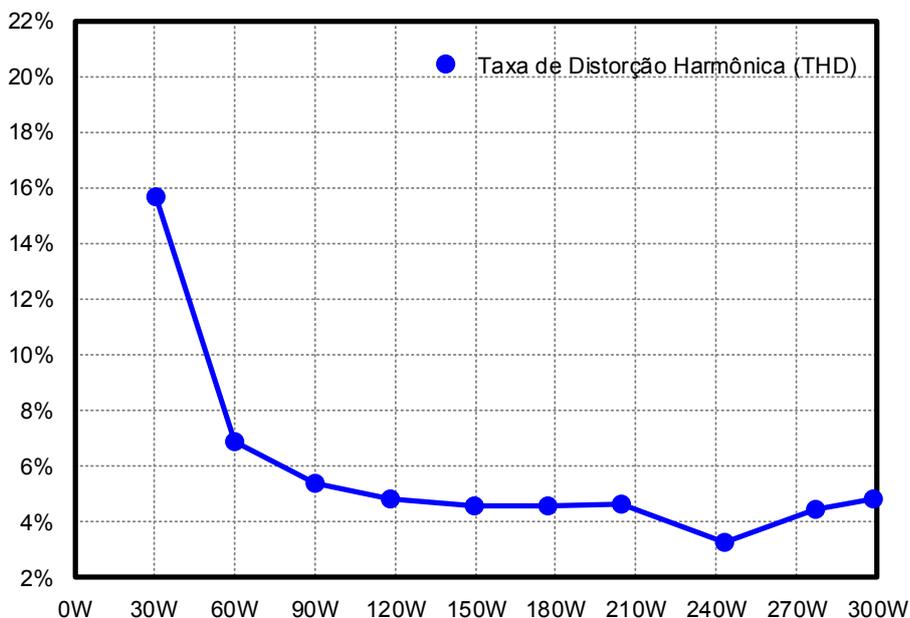
Figura 80 - Curva do fator de potência do conversor CA-CC



Fonte: Autoria Própria

A curva da taxa de distorção harmônica da corrente de entrada é apresentada na Figura 81. Nota-se que a THD da corrente de entrada em potência nominal é de aproximadamente 4,8%.

Figura 81 - Curva da THD da corrente de entrada



Fonte: Autoria Própria

A fim de melhorar o rendimento do conversor CA-CC, realizou-se um novo ensaio de rendimento. Neste novo ensaio de rendimento os indutores acoplados L_2 foram substituídos. Na Tabela 9 apresentam-se as especificações do novo projeto dos indutores acoplados.

Tabela 9 - Especificações dos novos indutores acoplados L_2

Componente	Especificação
Indutores acoplados (L_2)	Indutância magnetizante: 3,1819mH Indutância de dispersão do primário: 6,39 μ H Indutância de dispersão do primeiro secundário: 3,36 μ H Indutância de dispersão do secundo secundário: 4,34 μ H Número de espiras do primério: 85 Número de espiras dos secundários: 85 Fio utilizado no primário: 41 x 38 Litz Fio utilizado no secundário: 41 x 38 Litz Núcleo: EE55/28/21

Fonte: Autoria Própria

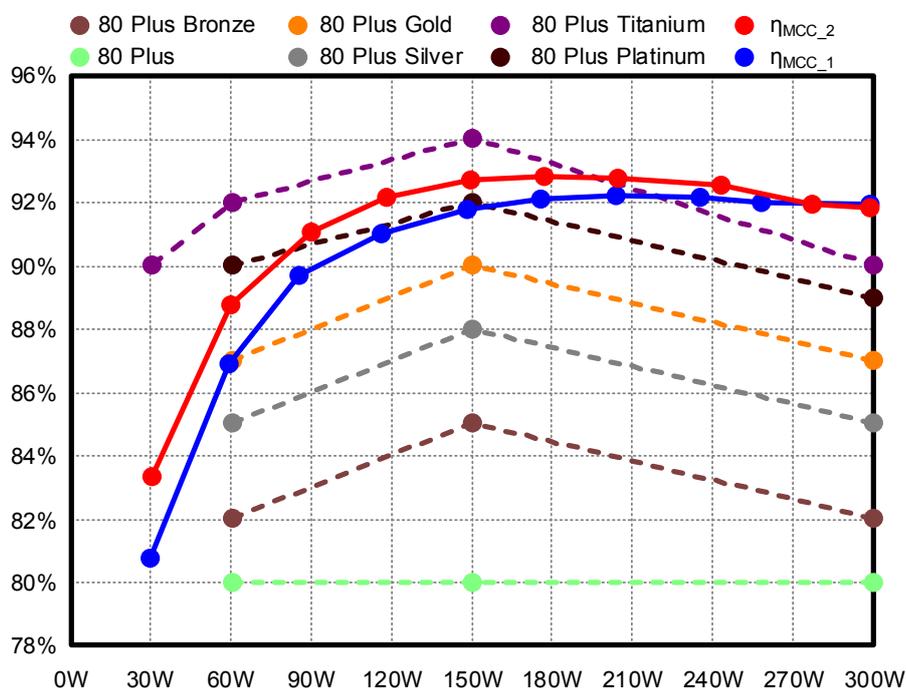
Nota-se que a grande diferença entre as especificações dos indutores acoplados apresentados na Tabela 8 e na Tabela 9 é o fio utilizado para a confecção do mesmo, onde o segundo projeto foi realizado utilizando fio Litz.

O novo ensaio de rendimento é apresentado na Figura 82. Nota-se que com a substituição dos indutores acoplados o rendimento do conversor CA-CC aumentou, ficando totalmente acima da 80 Plus Gold. Analisando o rendimento em potência nominal, nota-se que os valores obtidos foram muito semelhantes.

Na Figura 83 apresentam-se as curvas de fator de potência obtidas com os dois indutores acoplados. Nota-se a similaridade entre as curvas.

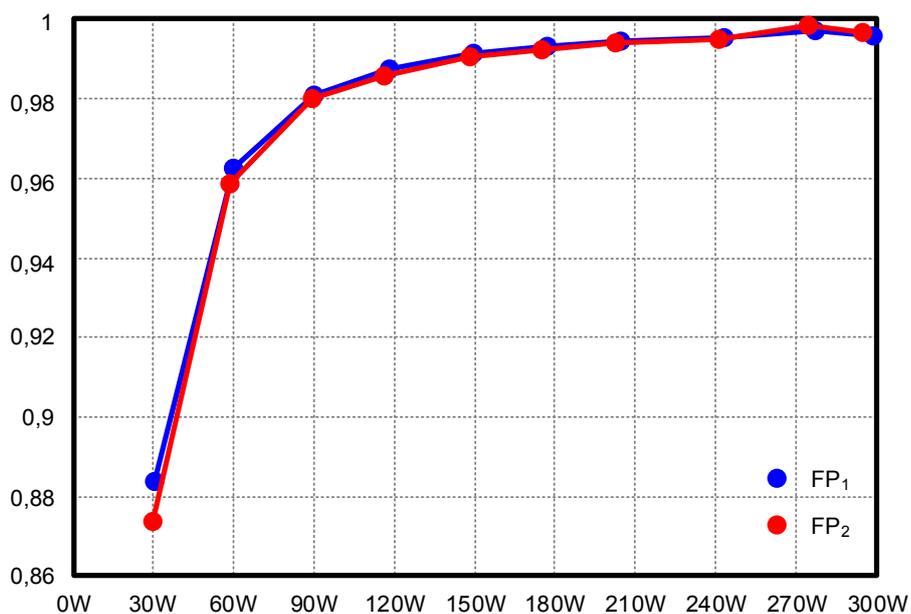
As curvas da taxa de distorção harmônica da corrente de entrada são apresentadas na Figura 84. Nota-se que com o novo projeto dos indutores acoplados, a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada em potência nominal foi de aproximadamente 3,3%.

Figura 82 - Ensaio de rendimento com o novo projeto dos indutores acoplados L_2



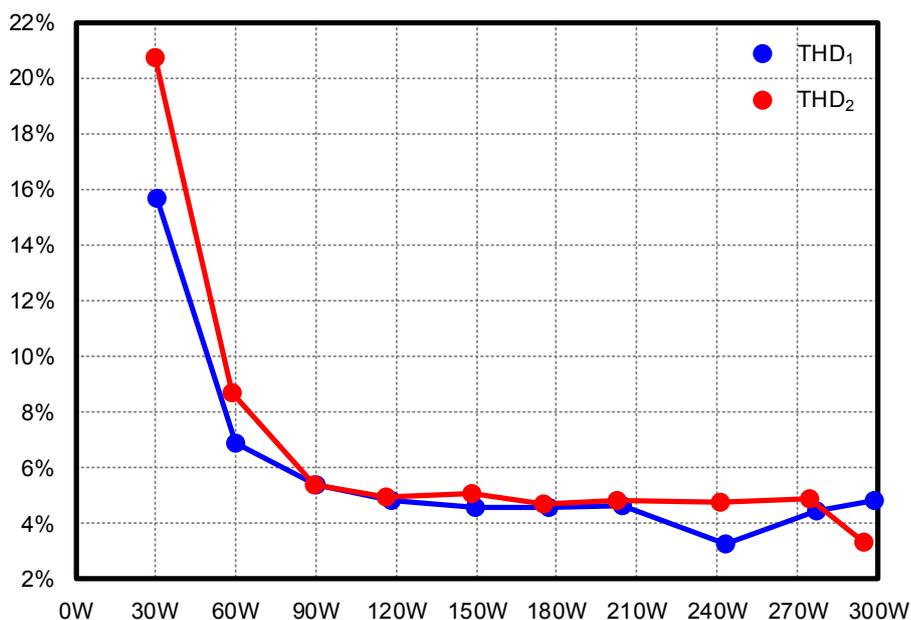
Fonte: Autoria Própria

Figura 83 – Comparação entre as curvas do fator de potência



Fonte: Autoria Própria

Figura 84 - Comparação entre as curvas da THD

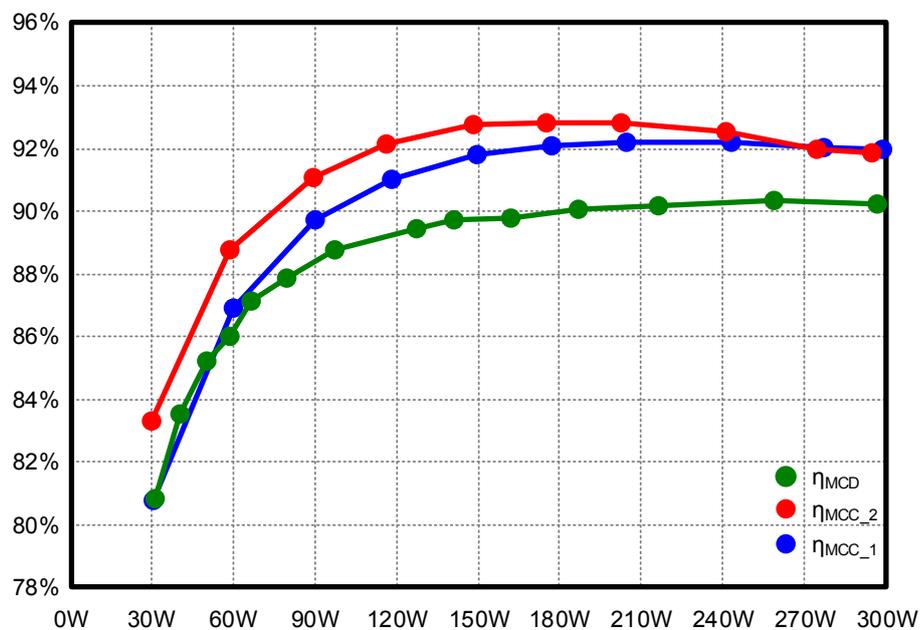


Fonte: Autoria Própria

Na Figura 85 apresenta-se a comparação entre as curvas de rendimento do conversor CA-CC operando no modo de condução contínuo, apresentadas na Figura 82 e no modo de condução descontínuo, tendo como referência a curva de rendimento apresentada por Hirth (2015). Nota-se que em ambas as curvas de rendimento obtidas no MCC o valor de rendimento, para a potência nominal, é superior ao valor no MCD. Além disso, os valores da curva de rendimento obtidos com o segundo projeto dos indutores acoplados, onde o conversor opera em

MCC, são totalmente superiores aos valores obtidos por Hirth (2015), onde o conversor opera em MCD.

Figura 85 - Curvas de rendimento do conversor CA-CC operando em MCC e MCD



Fonte: Autoria Própria

7.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentaram-se os resultados experimentais obtidos a partir da implementação prática do conversor CA-CC. Como pode-se observar, os resultados obtidos foram semelhantes aos resultados teóricos apresentados no Capítulo 3 e os resultados de simulação numérica apresentados no Capítulo 6.

Destaca-se o controle da corrente de entrada, onde drenou-se da fonte de alimentação uma corrente no formato senoidal e com baixo conteúdo harmônico, além do controle da tensão de saída.

Por fim, destaca-se o segundo projeto dos indutores acoplados, onde obteve-se um rendimento mais elevado, com a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada em torno de 3,3%.

8 CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho analisou-se um conversor CA-CC monofásico *bridgeless* de estágio único baseado no conversor SEPIC operando no modo de condução contínuo. Esta topologia já foi estudada por HIRTH (2015) no modo de condução descontínuo. Operando no modo de condução contínuo, é necessário realizar o controle da corrente de entrada para obter-se um elevado fator de potência, além do controle da tensão de saída. Porém, como os níveis de corrente são menores, espera-se um maior rendimento da topologia neste modo de operação.

Quando comparado com outras topologias convencionais, de estágio único e de dois estágios, notou-se que a topologia estudada apresenta uma menor quantidade de componentes no caminho da corrente durante um período de comutação. Tal característica é relevante quando se trata de perdas por condução, tendo como consequência um maior rendimento.

Apresentou-se uma análise teórica do conversor, contendo as etapas de operação e as formas de onda dos componentes que compõe a topologia. Posteriormente a análise matemática contendo as equações de projeto dos componentes. Tais equações permitem a reprodução de um projeto baseado na mesma topologia e com diferentes especificações.

Como o conversor apresenta quatro elementos armazenadores de energia, as funções de transferência da malha de tensão e da malha de corrente inicialmente obtidas foram de quarta ordem, o que dificultaria no projeto e implementação do sistema de controle. Com as simplificações adotadas para a obtenção das funções de transferência da malha de tensão e da malha de corrente, as mesmas foram apresentadas de primeira e segunda ordem, respectivamente, representando a variação da planta, podendo então utilizar essas funções de transferência para a realização do projeto do controlador.

Com a simulação numérica foi possível visualizar o controle da corrente de entrada, deixando a mesma em formato senoidal e em fase com a tensão da fonte de alimentação, além do controle da tensão de saída. Além disso, com a equivalência das formas de onda, além dos valores de tensão e corrente, da análise teórica com a simulação numérica, foi possível obter-se uma prévia dos

resultados esperados na implementação prática, a qual é possível de ser realizada com os resultados adquiridos.

Com a comparação dos resultados teóricos e dos resultados obtidos na simulação numérica, apresentados na Tabela 7, é possível realizar a validação de toda a análise matemática desenvolvida. Além disso, a Tabela 7 auxilia na escolha dos interruptores e diodos utilizados na implementação prática do conversor.

Com relação a implementação prática do conversor CA-CC, obteve-se os resultados esperados. Comparando os resultados experimentais com os resultados teóricos, apresentados no Capítulo 3, e os resultados de simulação numérica, apresentados no Capítulo 6, é possível notar a similaridade das formas de onda.

Destaca-se o controle da corrente de entrada, onde a corrente apresentou formato senoidal e em fase com a tensão de entrada, além de baixo conteúdo harmônico, de aproximadamente 4,8%.

Pelo fato do conversor realizar a conversão da tensão alternada para tensão contínua em apenas um único estágio, apresentando isolamento galvânica em alta frequência entre a entrada e a saída, destacam-se os valores de rendimento obtidos, onde obteve-se um rendimento máximo de 92,2% quando o conversor operava com potência de aproximadamente 205W.

O rendimento em potência nominal foi de aproximadamente 92%. Tratando-se de conversores de dois estágios, cada estágio do conversor deve operar com rendimento de aproximadamente 96% para que o rendimento global seja equivalente aos 92% obtidos. Vale destacar que não se aplicou nenhuma técnica de comutação suave nos semicondutores, além do circuito de grampeamento ser dissipativo.

Uma vantagem da topologia para obter-se um elevado rendimento é o conceito *bridgeless*, ou seja, o conversor não apresenta uma ponte retificadora de diodos, reduzindo assim as perdas por condução e comutação.

Uma desvantagem da topologia é a indutância de dispersão proveniente dos indutores acoplados, a qual causa o efeito de sobre tensão nos interruptores e nos diodos, necessitando assim de um circuito de grampeamento para que os semicondutores não sejam danificados, aumentando assim as perdas. Além

disso, o conversor pode operar apenas como elevador de tensão, sendo uma desvantagem da estrutura.

Em geral, pode-se afirmar que o conversor CA-CC baseado na topologia do conversor *SEPIC* e operando em MCC apresentou um bom desempenho, com elevado rendimento, baixo conteúdo harmônico da corrente de entrada e elevado fator de potência, sendo uma boa alternativa para utilização como fonte de alimentação.

A fim de otimizar a implementação do conversor e melhorar o rendimento da estrutura, pode-se destacar alguns possíveis trabalhos futuros, como:

- Entrada com tensão universal (90 à 270V);
- Otimização do projeto dos indutores acoplados L_2 utilizando outras tecnologias de núcleos, como os planares, a fim de diminuir a indutância de dispersão e seu respectivo volume;
- Substituição dos circuitos de grampeamento dissipativo por circuitos de grampeamento não dissipativo;

REFERÊNCIAS

ASSUNÇÃO, G. O. **Conversor CA-CC trifásico de estágio único com elevado fator de potência baseado no conversor SEPIC MCD com interruptores bidirecionais**. 127 f. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2016.

BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Conversores CC-CC básicos não isolados**. Edição dos Autores. Florianópolis, 2000.

BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. Edição do Autor. Florianópolis, 2006.

BARBI, I. **Estudo do Circuito Grampeador para os Conversores Flyback e Forward e do Circuito Equivalente do Transformador de Três Enrolamentos**. Universidade Federal de Santa Catarina-Instituto de Eletrônica de Potência, 2007.

CANESIN, C. A.; BARBI, I. A unity power factor multiple isolated outputs switching mode power supply using a single switch. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). 6, 1991, Dallas. **Anais...** Dallas: 1991. p. 430-436.

COSTA, P. J. S. **Retificadores SEPIC monofásicos e trifásicos aplicados no processamento da energia elétrica proveniente de aerogeradores de pequeno porte**. 168 f. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2015.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2 ed. New York: Kluwer Academic, 2001.

FARDOUN, A. A.; ISMAIL, E. H.; SABZALI, A. J.; AL-SAFFAR, M. A. New eficiente bridgeless Cuk rectifiers for PFC applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 7, p. 3292-3301, 2012.

FONT, C. H. I. **Grampeamento ativo para estágios retificadores de saída de conversores CC-CC isolados**. 109 f. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2003.

FONT, C. H. I. **Retificadores trifásicos híbridos bidirecionais com fator de potência unitário**. 202 f. Tese (Doutorado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2009.

HIRTH, M. P. **Conversor CA-CC monofásico de estágio único empregando o conversor SEPIC com interruptores do lado CA**. 118 f. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2015.

HOU, D.; ZHANG, Q.; LIU, X. An Isolated Bridgeless Power Factor Correction Rectifier Based on SEPIC Topology. **Information Technology Journal**, vol. 10, p. 2336-2342, 2011.

HUBER, L.; JANG, Y.; JOVANOVIC, M. M. Performance evaluation of bridgeless PFC Boost rectifiers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 3, p. 1381-1390, 2008.

ISMAIL, E. H. Bridgeless SEPIC rectifier with unity power factor and reduced conduction losses. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 56, n. 4, p. 1147-1157, 2009.

LANGE, A. B. **Retificador PFC monofásico PWM Bridgeless três-níveis de alto desempenho**. 232 f. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2012.

MAHDAVI, M; FARZANEHFARD, H. Bridgeless SEPIC PFC Rectifier with reduced components and conduction losses. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 9, p. 4153-4160, 2011.

MARTINEZ, R.; ENJETI, P. N. A High-Performance single-phase rectifier with input power factor correction. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 11, n. 2, p. 311-317, 1996.

SAHID, M. R.; YATIM, A. H. M.; MUHAMMAD, N. D. A bridgeless Cuk PFC converter. In: Applied Power Electronics Colloquium (IAPEC), 2011, Johor Bahru. **Anais...** Johor Bahru: 2011.

SIMONETTI, D. S.; SEBASTIAN, J.; UCEDA, J. The discontinuous conduction mode SEPIC and Cuk power factor preregulators: analysis and design. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 44, n. 5, p. 630-637, 1997.

SOUZA, A. F. **Retificadores monofásicos de alto fator de potência com reduzidas perdas de condução e comutação suave**. 181 f. Tese (Doutorado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 1998.

POSTIGLIONE, C. S. **Fonte de alimentação de estágio único com correção do fator de potência**. 123 f. Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2006.

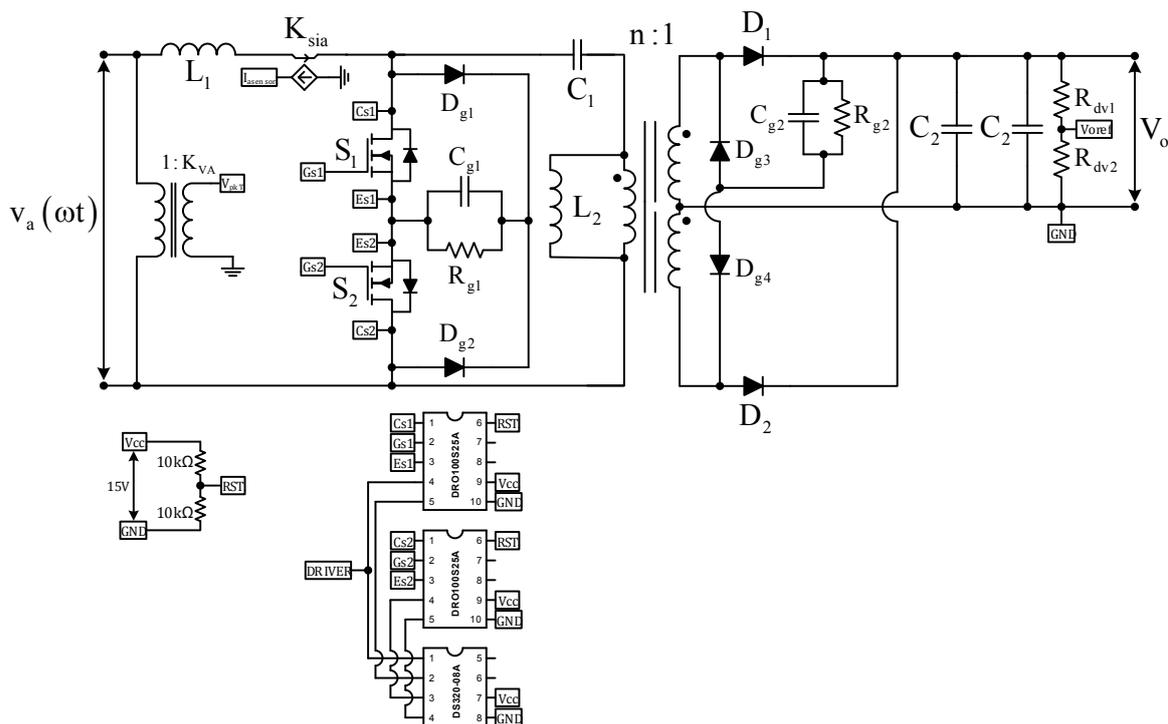
TIBOLA, G. **Conversor CA-CC trifásico em estágio único com isolamento em alta frequência baseado no conversor CC-CC SEPIC operando no modo de condução descontínuo**. 239 f. Tese (Doutorado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2013.

YUAN, Y.; CHANG, L.; SONG, P. A new front-end converter with extended hold-up time. In: Power Engineering, 2007 Large Engineering Systems Conference on. IEEE, 2007, Montreal. **Anais...** Montreal: 2007. p. 275-278.

ZHANG, J.; JOVANOVIC, M. M.; LEE, F. C. Comparison Between CCM single-stage and two-stage Boost PFC converters. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 1999, Dallas. **Anais...** Dallas: 1999.

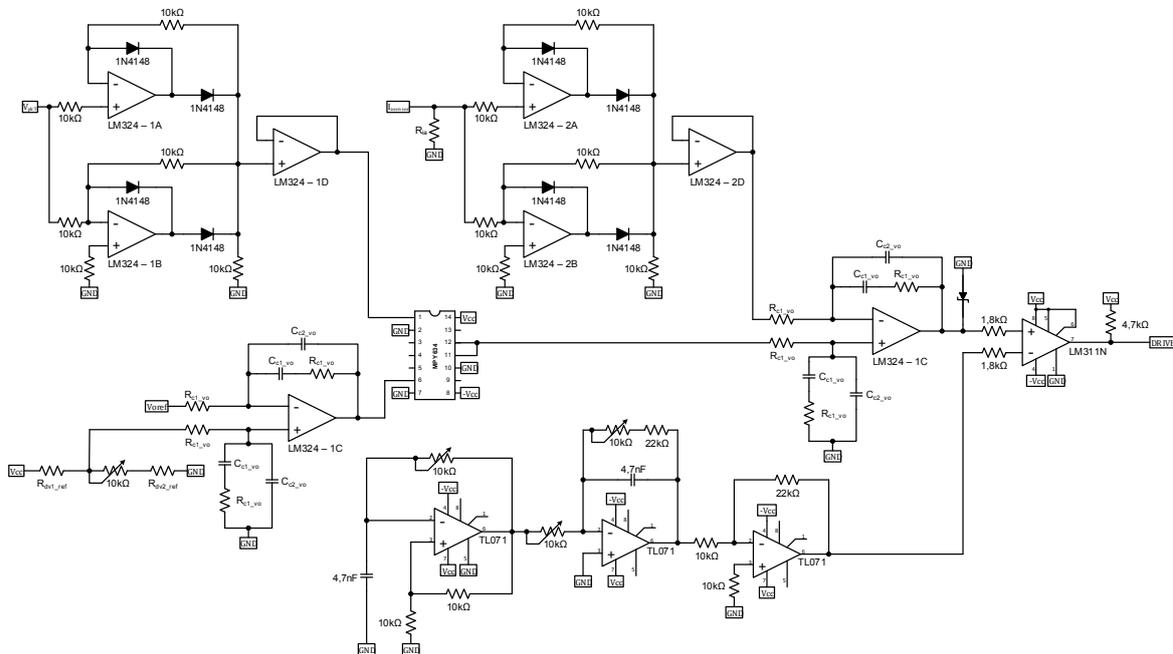
APÊNDICE A - Esquemático do conversor CA-CC

Figura 86 - Esquemático da placa de potência



Fonte: Autoria Própria

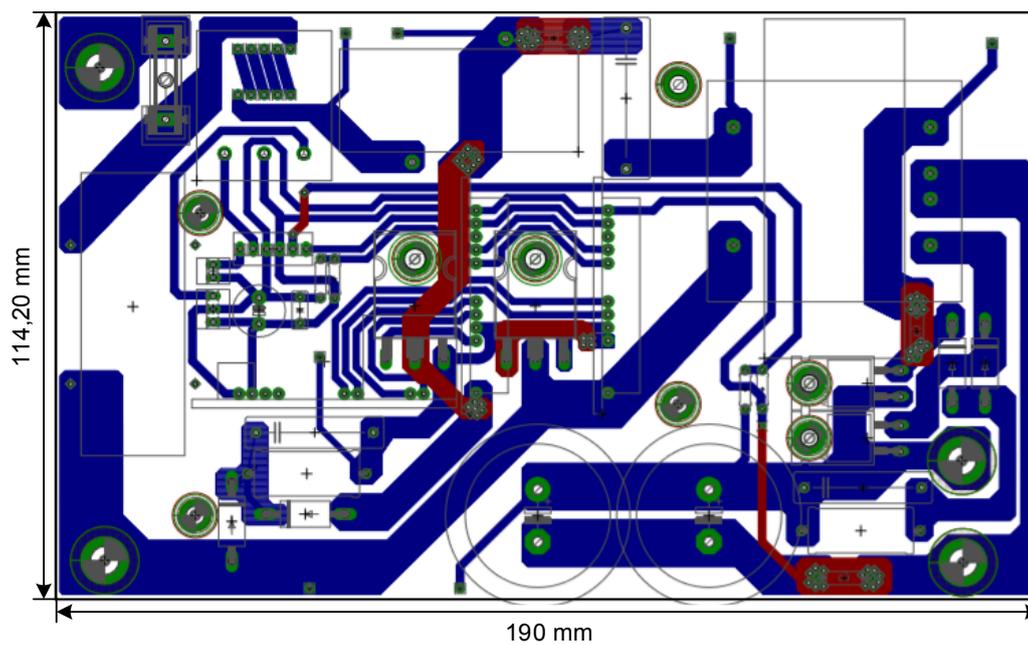
Figura 87 - Esquemático da placa de controle



Fonte: Autoria Própria

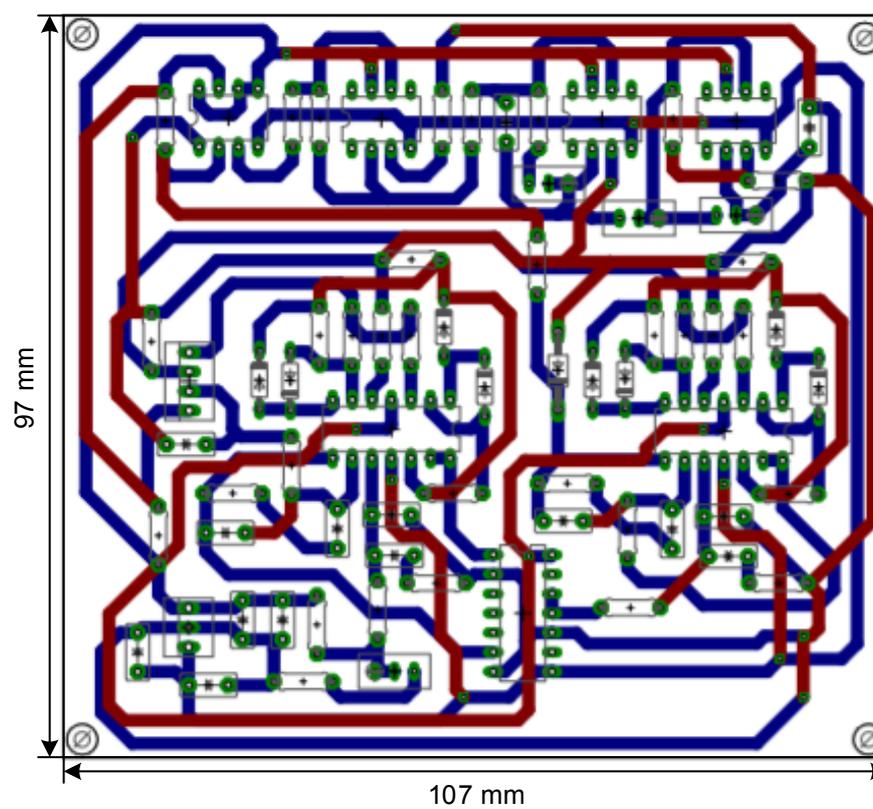
APÊNDICE B - Layouts do conversor CA-CC

Figura 88 - Layout da placa de potência



Fonte: Autoria Própria

Figura 89 - Layout da placa de controle



Fonte: Autoria Própria

APÊNDICE C - Planilha de cálculo do conversor CA-CC



Autor: Marcos V. M. Ewerling

2017

Orientador: Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGE

Campus: Ponta Grossa

**CONVERSOR CA-CC BRIDGELESS MONOFÁSICO DE ESTÁGIO
ÚNICO COM *PFC* BASEADO NO CONVERSOR *SEPIC* OPERANDO NO
MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO**

ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO:

Tensão de entrada pico:	$V_p := 180V$
Tensão de saída:	$V_o := 200V$
Potência de saída:	$P_o := 300W$
Frequência de comutação:	$f_s := 50kHz$
Frequência da rede:	$f_r := 60Hz$
Ondulação da tensão C1:	$\Delta v_{C1} := 10\%$
Ondulação da tensão C2:	$\Delta v_{C2} := 1\%$
Ondulação de corrente L1:	$\Delta i_{L1} := 20\%$
Ondulação de corrente L2:	$\Delta i_{L2} := 40\%$

Número espiras primário:

$N_1 := 1$

Número espiras secundário:

$N_2 := 1$

CÁLCULOS:

Relação de transformação:

$$n := \frac{N_1}{N_2} \quad \boxed{n = 1}$$

Período:

$$T_s := \frac{1}{f_s} \quad \boxed{T_s = 20 \cdot \mu\text{s}}$$

Tempo hold-up-time:

$$T_r := \frac{1}{2 \cdot f_r} \quad \boxed{T_r = 8.333 \cdot \text{ms}}$$

Ganho do conversor:

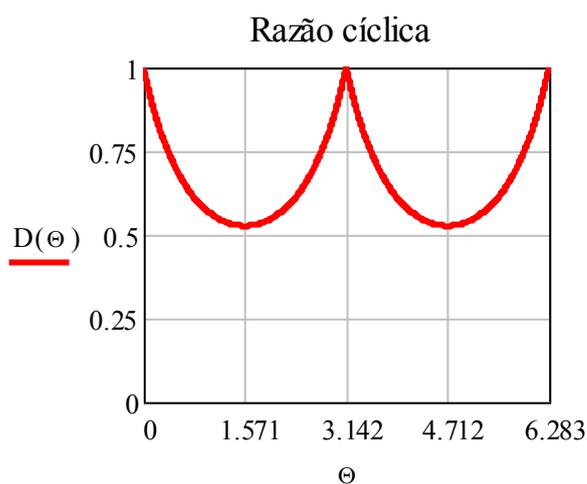
$$M := \frac{V_o}{V_p} \quad \boxed{M = 1.111}$$

Resistência de Carga:

$$R_o := \frac{V_o^2}{P_o} \quad \boxed{R_o = 133.333 \Omega}$$

RAZÃO CÍCLICA:

$$D(\theta) := \frac{n \cdot V_o}{n \cdot V_o + |V_p \cdot \sin(\theta)|}$$

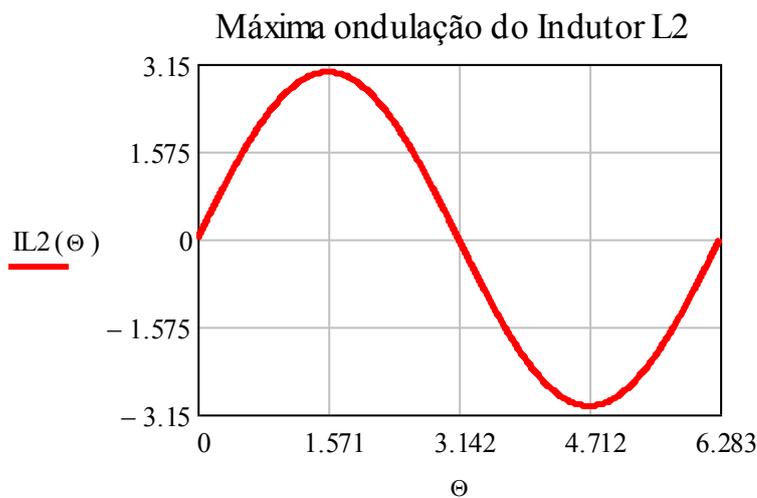
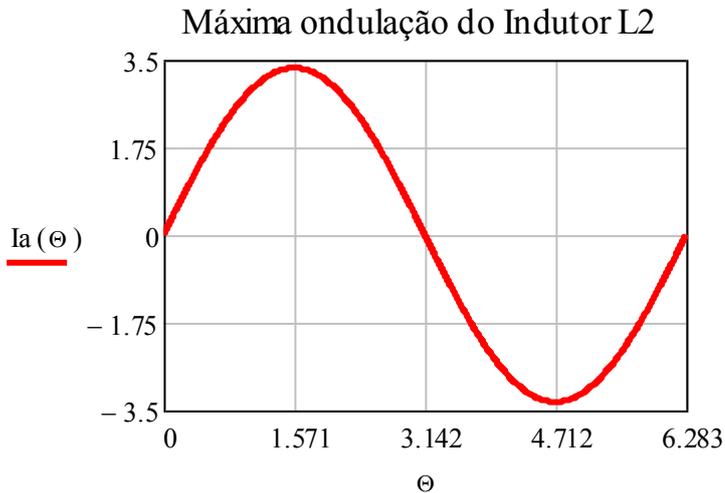


$$D_{\max} := \frac{V_o \cdot n}{V_o \cdot n + |V_p \cdot \sin(0)|} \quad \boxed{D_{\max} = 1}$$

$$D_{\min} := \frac{V_o \cdot n}{V_o \cdot n + \left| V_p \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) \right|} \quad \boxed{D_{\min} = 0.526}$$

INDUTORES:**CORRENTE DOS INDUTORES:**

$$I_a(\theta) := \frac{2 \cdot P_o \cdot \sin(\theta)}{V_p} \qquad IL2(\theta) := \frac{2 \cdot P_o \cdot \sin(\theta)}{V_o \cdot n}$$

**DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES:**

Corrente de entrada: $I_{apico} := \frac{2 \cdot P_o \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2}\right)}{V_p}$ $I_{apico} = 3.333 \text{ A}$

Corrente de saída: $I_o := \frac{P_o}{V_o}$ $I_o = 1.5 \text{ A}$

$IL1 := I_{apico}$

$IL2_{med\pi} := I_o$

Varição de Corrente L1: $\Delta i_{L1} := IL1 \cdot \Delta i_L$ $\Delta i_{L1} = 0.667 \text{ A}$

Varição de Corrente L2:

$$\Delta i_{L2} := I_{L2_{med}} \cdot \Delta i_{L2}$$

$$\Delta i_{L2} = 0.6 \text{ A}$$

Valor do Indutor L1:

$$L_1 := \frac{V_p \cdot D_{min}}{f_s \cdot \Delta i_{L1}}$$

$$L_1 = 2.842 \cdot \text{mH}$$

$$L_1 := 2.8371 \text{ mH}$$

Valor do Indutor L2:

$$L_2 := \frac{V_p \cdot D_{min}}{f_s \cdot \Delta i_{L2}}$$

$$L_2 = 3.158 \cdot \text{mH}$$

$$L_2 := 3.1551 \text{ mH}$$

$$L_{d2} := 4.73 \mu\text{H}$$

$$L_{d2_sec1} := 2.72 \mu\text{H}$$

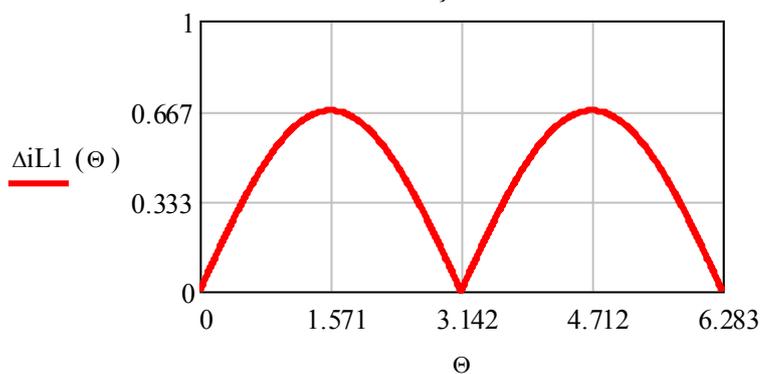
$$L_{d2_sec2} := 2.77 \mu\text{F}$$

ONDULAÇÃO DOS INDUTORES:

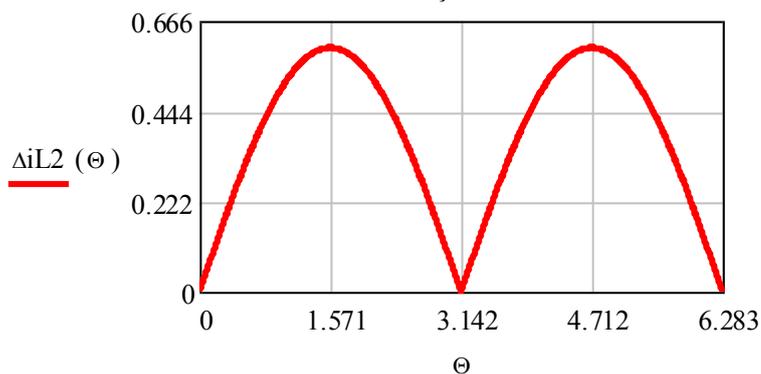
$$\Delta i_{L1}(\theta) := \frac{|V_p \cdot \sin(\theta)| \cdot D_{min}}{L_1 \cdot f_s}$$

$$\Delta i_{L2}(\theta) := \frac{|V_p \cdot \sin(\theta)| \cdot D_{min}}{L_2 \cdot f_s}$$

Máxima ondulação do Indutor L1



Máxima ondulação do Indutor L2



CAPACITORES:**DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES:**

$$V_{C1} := V_p$$

Variação de Tensão:

$$\Delta V_{C1max} := V_{C1} \cdot \Delta V_C$$

$$\Delta V_{C1max} = 18 \cdot V$$

Capacitor C1:

$$C_1 := \frac{2 \cdot P_o \cdot D_{min}}{V_p \cdot n \cdot \Delta V_{C1max} \cdot f_s}$$

$$C_1 = 1.949 \cdot \mu F$$

$$C_1 := 2.2 \mu F$$

$$V_{C2} := V_o$$

Variação de Tensão:

$$\Delta V_{C2max} := V_{C2} \cdot \Delta V_C$$

$$\Delta V_{C2max} = 2 \cdot V$$

Capacitor C2:

$$C_2 := \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot V_o \cdot f_r \cdot \Delta V_{C2max}}$$

$$C_2 = 1989.437 \cdot \mu F$$

$$C_2 := 2000 \mu F$$

Capacitor C2 - hold-up-time:

$$C_{2h} := \frac{2 \cdot P_o \cdot T_r}{V_o^2 - (0.9 \cdot V_o)^2}$$

$$C_{2h} = 657.895 \cdot \mu F$$

VALORES DE CORRENTE:**MÁXIMA E MÍNIMA CORRENTE NOS INDUTORES L1 E L2:**

Máxima corrente no Indutor L1:

$$I_{amax} := \frac{4 \cdot P_o \cdot L_1 \cdot f_s + V_p^2 \cdot D_{min}}{2 \cdot V_p \cdot L_1 \cdot f_s}$$

$$I_{amax} = 3.667 \text{ A}$$

Mínima corrente no Indutor L1:

$$I_{amin} := \frac{4 \cdot P_o \cdot L_1 \cdot f_s - V_p^2 \cdot D_{min}}{2 \cdot V_p \cdot L_1 \cdot f_s}$$

$$I_{amin} = 3 \text{ A}$$

Máxima corrente no Indutor L2:

$$I_{L2max} := \frac{4 \cdot P_o \cdot L_2 \cdot f_s \cdot (1 - D_{min}) + V_p^2 \cdot D_{min}^2}{2 \cdot V_p \cdot L_2 \cdot D_{min} \cdot f_s}$$

$$I_{L2max} = 3.3 \text{ A}$$

Mínima corrente no Indutor L2:

$$I_{L2min} := \frac{4 \cdot P_o \cdot L_2 \cdot f_s \cdot (1 - D_{min}) - V_p^2 \cdot D_{min}^2}{2 \cdot V_p \cdot L_2 \cdot D_{min} \cdot f_s} \quad I_{L2min} = 2.7 \text{ A}$$

CORRENTE MÉDIA E EFICAZ NOS INDUTORES L1 E L2:

Corrente média no Indutor L1:

$$I_{amed_CA} := \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \frac{2 \cdot P_o \cdot \sin(\Theta)}{V_p} d\Theta \quad I_{amed_CA} = 0 \text{ A}$$

Corrente eficaz no Indutor L1:

$$I_{aefficaz_CA} := \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{V_p} \quad I_{aefficaz_CA} = 2.357 \text{ A}$$

Corrente média no Indutor L2 em um período da rede:

$$I_{L2med_CA} := \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{2 \cdot P_o \cdot \sin(\Theta)}{V_o \cdot n} d\Theta \quad I_{L2med_CA} = 0 \text{ A}$$

Corrente eficaz no Indutor L2:

$$I_{L2efficaz_CA} := \frac{\sqrt{6} \cdot P_o}{2 \cdot V_o \cdot n} \quad I_{L2efficaz_CA} = 1.837 \text{ A}$$

MÁXIMA CORRENTE NOS INTERRUPTORES S1 E S2:

Máxima corrente no Interruptor S1 e S2:

$$I_{Smax} := \frac{V_p^2 \cdot D_{min}^2 \cdot (L_1 + L_2) + 4 \cdot P_o \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot f_s}{2 \cdot V_p \cdot D_{min} \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot f_s} \quad I_{Smax} = 6.967 \text{ A}$$

CORRENTE MÉDIA E EFICAZ NOS INTERRUPTORES S1 E S2:

Corrente média no Interruptor S1 e S2:

$$I_{Smed_CA} := \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \left(\frac{2 \cdot P_o \cdot \sin(\Theta)}{V_p} \right) d\Theta \quad I_{Smed_CA} = 0 \text{ A}$$

Corrente eficaz no Interruptor S1 e S2:

$$a(\theta) := V_p^2 \cdot \sin(\theta)^2 \cdot D(\theta)^2 \cdot (\Delta iL1(\theta) + \Delta iL2(\theta))^2 + 48 \cdot P_o^2 \cdot \sin(\theta)^4$$

$$I_{Seficaz_CA} := \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \left[\frac{\sqrt{3}}{6} \cdot \left(\sqrt{\frac{a(\theta)}{V_p^2 \cdot \sin(\theta)^2 \cdot D(\theta)}} \right)^2 \right] d\theta}$$

$$I_{Seficaz_CA} = 3.137 \text{ A}$$

MÁXIMA CORRENTE NOS DIODOS D1 E D2:

Máxima corrente no Diodo D1 e D2:

$$I_{Dmax} := \frac{n \cdot \left[V_p^2 \cdot Dmin^2 \cdot (L_1 + L_2) + 4 \cdot P_o \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot fs \right]}{2 \cdot V_p \cdot Dmin \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot fs}$$

$$I_{Dmax} = 6.967 \text{ A}$$

CORRENTE MÉDIA E EFICA NO DIODO D1 E D2:

Corrente média no Diodo D1 e D2:

$$I_{Dmed_CA} := \frac{I_o}{2}$$

$$I_{Dmed_CA} = 0.75 \text{ A}$$

Corrente eficaz no Diodo D1 e D2:

$$b(\theta) := \left[V_p^2 \cdot \sin(\theta)^2 \cdot D(\theta)^2 \cdot (\Delta iL1(\theta) + \Delta iL2(\theta))^2 + 48 \cdot P_o^2 \cdot \sin(\theta)^4 \right]$$

$$I_{Deficaz_CA} := \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} \left[\frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \left[\sqrt{\frac{(1 - D(\theta)) \cdot n^2 \cdot b(\theta)}{4 \cdot V_p^2 \cdot \sin(\theta)^2 \cdot D(\theta)^2}} \right] \right]^2 d\theta}$$

$$I_{Deficaz_CA} = 1.955 \text{ A}$$

CORRENTE EFICAZ NO CAPACITOR C2:

Corrente eficaz no Capacitor C2:

$$d(\theta) := V_p^2 \cdot \sin(\theta)^2 \cdot n^2 \cdot D(\theta)^2 \cdot (\Delta iL1(\theta) + \Delta iL2(\theta))^2 \cdot (1 - D(\theta))$$

$$f(\theta) := 48 \cdot (1 - D(\theta)) \cdot \left(P_o^2 \cdot \sin(\theta)^4 \cdot n^2 - V_p \cdot \sin(\theta) \cdot n \cdot I_o \cdot P_o \cdot \sin(\theta)^2 \cdot D(\theta) \right)$$

$$h(\Theta) := 12 \cdot V_p^2 \cdot \sin(\Theta)^2 \cdot I_o^2 \cdot D(\Theta)^2$$

$$I_{C2eficaz_CA} := \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \left[\frac{\sqrt{3}}{6} \cdot \left(\sqrt{\frac{d(\Theta) + f(\Theta) + h(\Theta)}{V_p^2 \cdot \sin(\Theta)^2 \cdot D(\Theta)^2}} \right)^2 \right] d\Theta}$$

$$I_{C2eficaz_CA} = 2.323 \text{ A}$$

PROJETO DO INDUTOR L1 - Núcleo Toroidal:

Densidade do fluxo de saturação:

$$B_{\text{sat}} := 1.5 \text{ T}$$

Densidade do fluxo de saturação:

$$j_{\text{maxL1}} := 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Critério de utilização da janela:

$$K_u := 0.5$$

Permeabilidade relativa do material do núcleo:

$$\mu_r := 60$$

Permeabilidade absoluta do espaço vazio:

$$\mu_{\text{ar}} := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$$

Diâmetro interno do núcleo:

$$D_i := 24.1 \text{ mm}$$

Área de seção magnética:

$$A_{L1} := 199 \text{ mm}^2$$

Comprimento do caminho magnético médio:

$$L_{L1} := 107 \text{ mm}$$

Fator de indutância:

$$A_L := 135 \cdot 10^{-9} \text{ H}$$

Número de espiras do indutor L1:

$$N_{eL1} := \sqrt{\frac{L_1 \cdot L_{L1}}{\mu_r \cdot \mu_{ar} \cdot A_{L1}}} \quad N_{eL1} = 142.366$$

Intensidade máxima de campo: $C_T := L_{L1} \cdot N_{eL1} = 15.233 \text{ m}$

$$H_{pk} := \frac{N_{eL1} \cdot I_{amax}}{L_{L1}} \quad H_{pk} = 4.879 \times 10^3 \text{ m}^{-1} \cdot \text{A}$$

Número máximo de espiras para $B_{sat} \cdot 0.8$:

$$N_{L1max} := \frac{0.8 \cdot B_{sat} \cdot L_{L1}}{\mu_{ar} \cdot \mu_r \cdot I_{amax}} \quad N_{L1max} = 464.443$$

Cálculo do condutor para L1:

$$S_{L1} := \frac{I_{aefcaz_CA}}{j_{maxL1}} \quad S_{L1} = 0.00589 \cdot \text{cm}^2$$

Profundidade de penetração máxima:

$$\Delta := \frac{7.5 \cdot \sqrt{\text{Hz}} \cdot \text{cm}}{\sqrt{f_s}} \quad \Delta = 0.034 \cdot \text{cm}$$

Diâmetro máxima do condutor:

$$S_{skin} := 2 \cdot \Delta \quad S_{skin} = 0.06708 \cdot \text{cm}$$

Máximo condutor AWG 22

Área de cobre do condutor escolhido (Fio AWG 21):

$$A_{20} := 0.005176 \text{ cm}^2$$

Número de condutores em paralelo:

$$n_{L1} := \frac{S_{L1}}{A_{20}} \quad n_{L1} = 1.138$$

$$N_{L1} := 1$$

Diâmetro do cobre do fio 21:

$$D_{20} := 0.089 \text{ cm}$$

Estimativa do número de espiras para o indutor L1:

$$N_{L1e} := K_u \cdot \frac{D_i^2}{D_{20}^2}$$

$$N_{L1e} = 366.62669$$

PROJETO DO INDUTOR L2 - Núcleo de Ferrite Tipo E:

$$B_{\text{máx}} := 0.35T$$

$$J_{\text{máx}} := 450 \frac{A}{\text{cm}^2}$$

$$k_w := 0.7$$

$$k_p := 0.5$$

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$$

Produto AeAw:

$$AeAw_{L2} := \frac{I_{L2\text{eficaz_CA}} \cdot I_{L2\text{max}} \cdot L_2}{B_{\text{máx}} \cdot J_{\text{máx}} \cdot k_w \cdot k_p}$$

$$AeAw_{L2} = 3.473 \cdot \text{cm}^4$$

Núcleo escolhido = E-55/28/21

$$Ae_{5521} := 3.54\text{cm}^2$$

$$Aw_{5521} := 2.5\text{cm}^2$$

$$L_{me_{5521}} := 12\text{cm}$$

Número de espiras do primário:

$$N_{L2\text{pri}} := \frac{L_2 \cdot I_{L2\text{max}}}{B_{\text{máx}} \cdot Ae_{5521}}$$

$$N_{L2\text{pri}} = 84.109$$

Número de espiras do secundário:

$$N_{L2\text{sec}} := \frac{N_{L2\text{pri}}}{n}$$

$$N_{L2\text{sec}} = 84.109$$

Entreferro do indutor L2:

$$I_{\text{entreferroL2}} := \frac{N_{L2\text{pri}}^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae_{5521}}{L_2}$$

$$I_{\text{entreferroL2}} = 0.997 \cdot \text{mm}$$

Bitola do condutor primário:

$$S_{L2pri} := \frac{I_{L2eficaz_CA}}{J_{m\acute{a}x}} \quad S_{L2pri} = 0.00408 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{21pri} := 0.004105 \text{cm}^2$$

Bitola do condutor secundário:

$$S_{L2sec} := \frac{I_{L2eficaz_CA} \cdot n}{J_{m\acute{a}x}} \quad S_{L2sec} = 0.00408 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{21sec} := 0.004105 \text{cm}^2$$

Número de condutores em paralelo primário (fio 21):

$$n_{L2pri} := \frac{S_{L2pri}}{S_{21pri}} \quad n_{L2pri} = 0.995$$

$$n_{condL2pri} := 1$$

Número de condutores em paralelo secundário (fio 21):

$$n_{L2sec} := \frac{S_{L2sec}}{S_{21sec}} \quad n_{L2sec} = 0.995$$

$$n_{condL2sec} := 1$$

Fio Litz 41x38 AWG:

$$S_{38} := 0.000080 \text{cm}^2$$

$$S_{Litz} := 41 \cdot S_{38} \quad S_{Litz} = 0.00328 \cdot \text{cm}^2$$

$$n_L := \frac{S_{L2pri}}{S_{Litz}} \quad n_L = 1.245$$

$$n_{Litz} := 1$$

Possibilidade de execução (fio 21):

$$A_{w_{min_L2}} := \frac{N_{L2pri} \cdot n_{condL2pri} \cdot S_{21pri} + 2 \cdot (N_{L2sec} \cdot n_{condL2sec} \cdot S_{21sec})}{kw} \quad A_{w_{min_L2}} = 1.48 \cdot \text{cm}^2$$

$$Exec_{L2} := \frac{A_{w_{min_L2}}}{A_{w_5521}} \quad Exec_{L2} = 0.592$$

Possibilidade de execução (fio Litz):

$$A_{w_{\min_L2_1}} := \frac{N_{L2pri} \cdot n_{Litz} \cdot S_{Litz} + 2 \cdot (N_{L2sec} \cdot n_{Litz} \cdot S_{Litz})}{kw}$$

$$A_{w_{\min_L2_1}} = 1.182 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{Exec}_{L2_1} := \frac{A_{w_{\min_L2_1}}}{A_{w_5521}}$$

$$\text{Exec}_{L2_1} = 0.473$$

Tamanho do fio:

$$F_{iOL2} := N_{L2pri} \cdot L_{me_552}$$

$$F_{iOL2} = 10.093 \text{ m}$$

PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE:

$$f_{vr} := 1\text{Hz}, 10\text{Hz}.. 1 \cdot 10^6\text{Hz}$$

$$s(f_{vr}) := j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{vr}$$

FT - $I_a(s)/D(s)$:

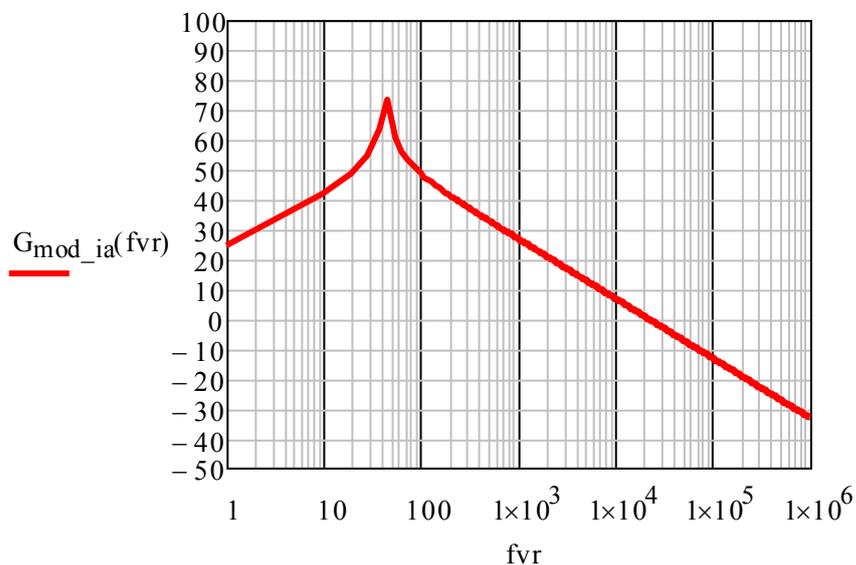
$$\text{Num_Ia} := L_2 \cdot R_o \cdot n^2 \cdot (I_{apico} + IL_{2med\pi}) \cdot (1 - D_{min}) + L_2 \cdot (V_o \cdot n + V_{C1})$$

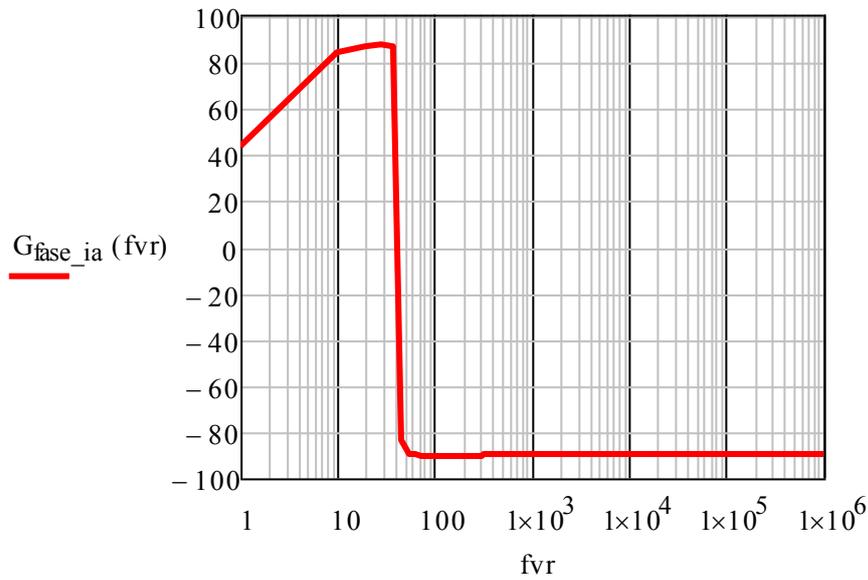
$$\text{Den_Ia} := R_o \cdot n^2 \cdot (L_1 + L_2) \cdot (1 - D_{min})^2$$

$$G_{Ia}(f_{vr}) := \frac{L_2 \cdot C_2 \cdot R_o \cdot (V_o \cdot n + V_{C1}) \cdot s(f_{vr}) + \text{Num_Ia}}{C_2 \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot R_o \cdot s(f_{vr})^2 + L_1 \cdot L_2 \cdot s(f_{vr}) + \text{Den_Ia}} \cdot \frac{1}{A}$$

$$G_{\text{mod_ia}}(f_{vr}) := 20 \cdot \log(|G_{Ia}(f_{vr})|)$$

$$G_{\text{fase_ia}}(f_{vr}) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{Ia}(f_{vr}))$$



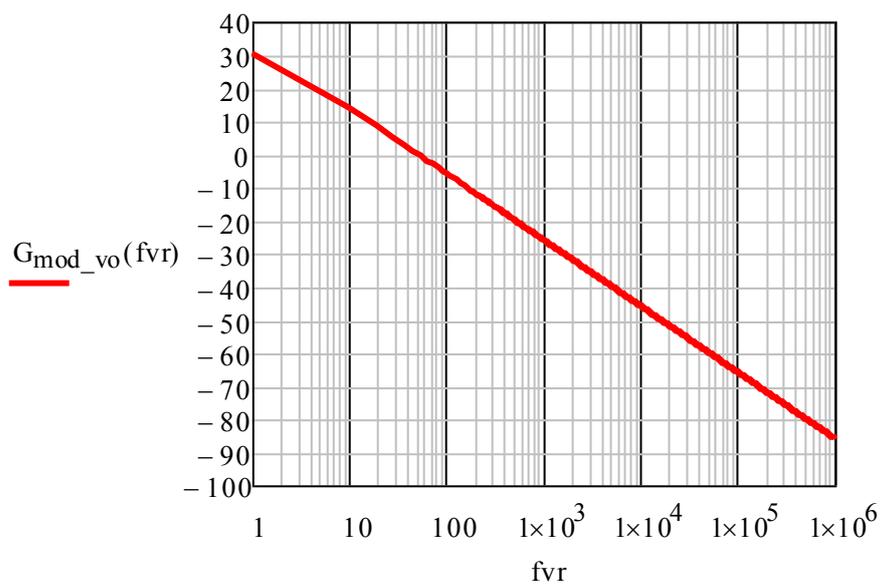


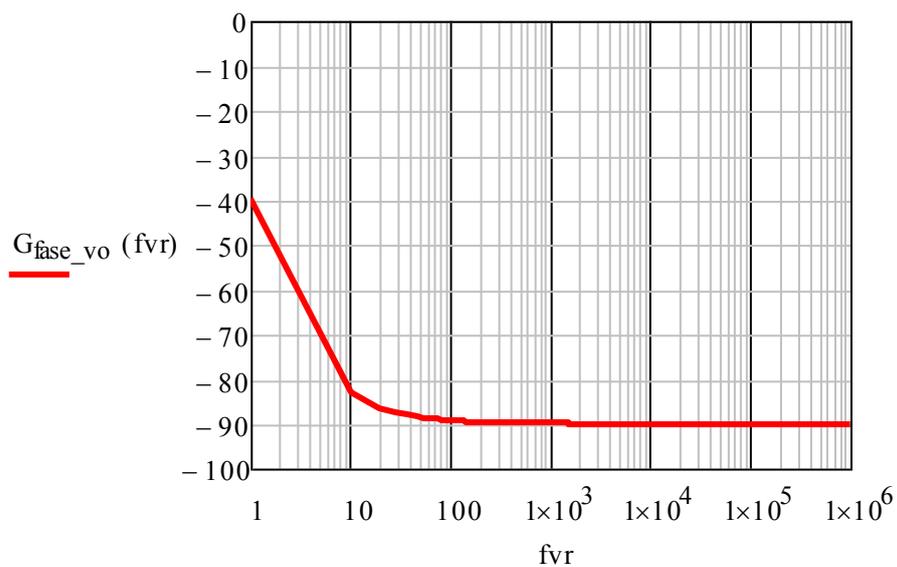
FT - $V_o(s)/I_a(s)$:

$$G_{V_o}(f_{\text{vr}}) := \frac{V_{C1} \cdot R_o}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_o} \cdot \frac{1}{\left(\frac{R_o \cdot C_2}{2} \cdot s(f_{\text{vr}}) + 1 \right)} \cdot \frac{A}{V}$$

$$G_{\text{mod_vo}}(f_{\text{vr}}) := 20 \cdot \log(|G_{V_o}(f_{\text{vr}})|)$$

$$G_{\text{faese_vo}}(f_{\text{vr}}) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_{V_o}(f_{\text{vr}}))$$





PROJETO DE CONTROLE

Malha de Corrente

Valor de Pico da Dente-de-Serra:

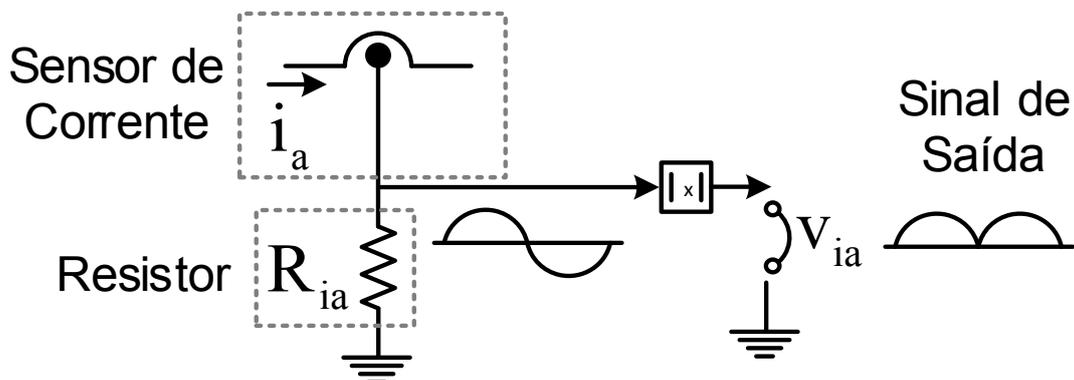
$$V_{\text{pk}} := 5.5\text{V}$$

Ganho do Modulador PWM:

$$k_{\text{PWM}} := \frac{1 \cdot V}{V_{\text{pk}}} \quad k_{\text{PWM}} = 0.182$$

Ganho do Sensor de corrente:

$$k_{\text{sia}} := \frac{5}{1000} \quad k_{\text{sia}} = 0.005$$



Resistor do Sensor de corrente:

$$I_{a\text{sensor}} := k_{sia} \cdot I_{apico}$$

$$I_{a\text{sensor}} = 0.017 \text{ A}$$

$$R_{ia} := \frac{V_{ia}}{I_{a\text{sensor}}}$$

Ganho de corrente:

$$k_{ia} := k_{sia} \cdot \frac{R_{ia}}{\Omega}$$

Frequência de Cruzamento:

$$f_{cia} := \frac{f_s}{4}$$

Frequência do Pólo do Compensador:

$$\omega_{pia} := 2 \cdot f_{cia}$$

$$\omega_{pia_rad} := \omega_{pia} \cdot 2 \cdot \pi$$

Frequência do Zero do Compensador:

$$\omega_{zia} := \frac{f_{cia}}{10}$$

$$\omega_{zia_rad} := \omega_{zia} \cdot 2 \cdot \pi$$

Função de Transferência do Compensador sem Ganho:

$$C_{iask}(fvr) := \frac{(s(fvr) + \omega_{zia_rad})}{s(fvr) \cdot (s(fvr) + \omega_{pia_rad})} \cdot \text{Hz}$$

Ganho do Compensador:

$$k_{cia} := \frac{1}{|G_{ia}(f_{cia})| \cdot |C_{iask}(f_{cia})| \cdot k_{ia} \cdot k_{PWM}}$$

Cálculo dos Resistores e Capacitores:

$$R_{c1_ia} := 4.7 \text{ k}\Omega$$

$$C_{c2_ia} := \frac{1}{R_{c1_ia} \cdot k_{cia}} \cdot \Omega \cdot \text{F}$$

Tensão desejada:

$$V_{ia} := 4 \text{ V}$$

$$R_{ia} = 240 \cdot \Omega$$

$$k_{ia} = 1.2$$

$$f_{cia} = 12.5 \cdot \text{kHz}$$

$$\omega_{pia} = 25 \cdot \text{kHz}$$

$$\omega_{pia_rad} = 157079.633 \cdot \text{Hz}$$

$$\omega_{zia} = 1.25 \cdot \text{kHz}$$

$$\omega_{zia_rad} = 7853.982 \cdot \text{Hz}$$

$$k_{cia} = 4.705 \times 10^5$$

$$C_{c2_ia} = 452.236 \cdot \text{pF}$$

$$C_{c2_ia} := 470 \text{ pF}$$

$$R_{c2_ia} := \frac{1}{\omega_{zia_rad} \cdot C_{c1_ia}}$$

$$R_{c2_ia} = 14.818 \cdot k\Omega$$

$$R_{c2_ia} := 12k\Omega$$

Função de Transferência do Compensador:

$$C_{ia}(fvr) := k_{cia} \cdot \frac{(s(fvr) + \omega_{zia_rad})}{s(fvr) \cdot (s(fvr) + \omega_{pia_rad})} \cdot Hz$$

$$C_{iamod}(fvr) := 20 \cdot \log(|C_{ia}(fvr)|)$$

$$C_{iafase}(fvr) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(C_{ia}(fvr))$$

FT Ia(s)/D(s) em Laço Aberto:

$$FT_Ia(s)/D(s)_LA = C(s) \cdot K_{pwm} \cdot G(s) \cdot K_s$$

$$FTLA_{ia}(fvr) := G_{Ia}(fvr) \cdot C_{ia}(fvr) \cdot k_{ia} \cdot k_{pwm}$$

$$FTLA_{iamod}(fvr) := 20 \cdot \log(|FTLA_{ia}(fvr)|)$$

$$FTLA_{iafase}(fvr) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{ia}(fvr))$$

Margem de Fase:

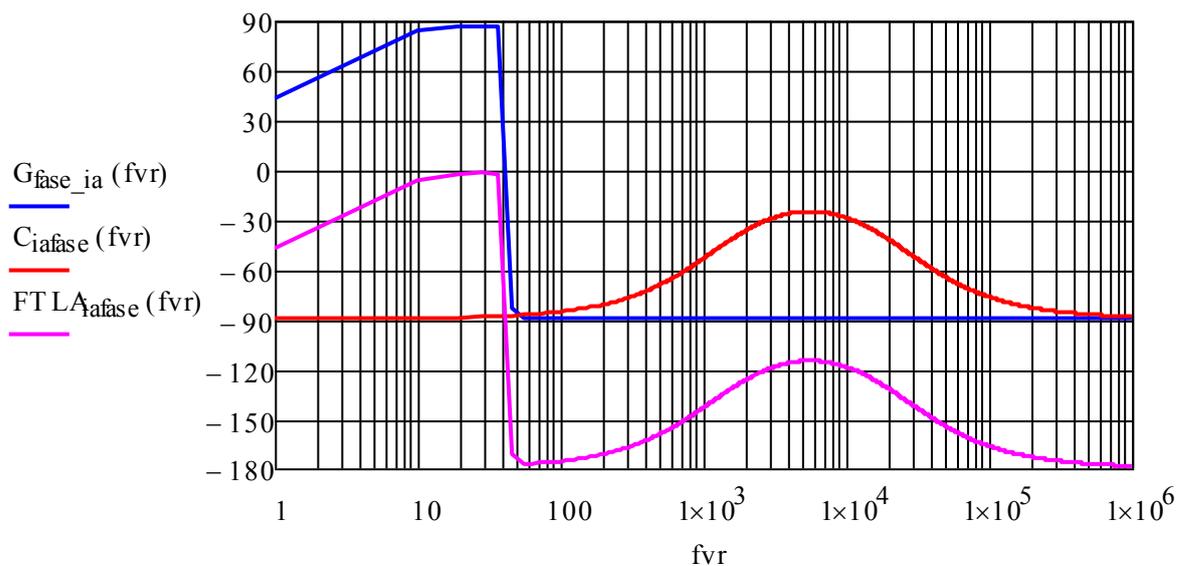
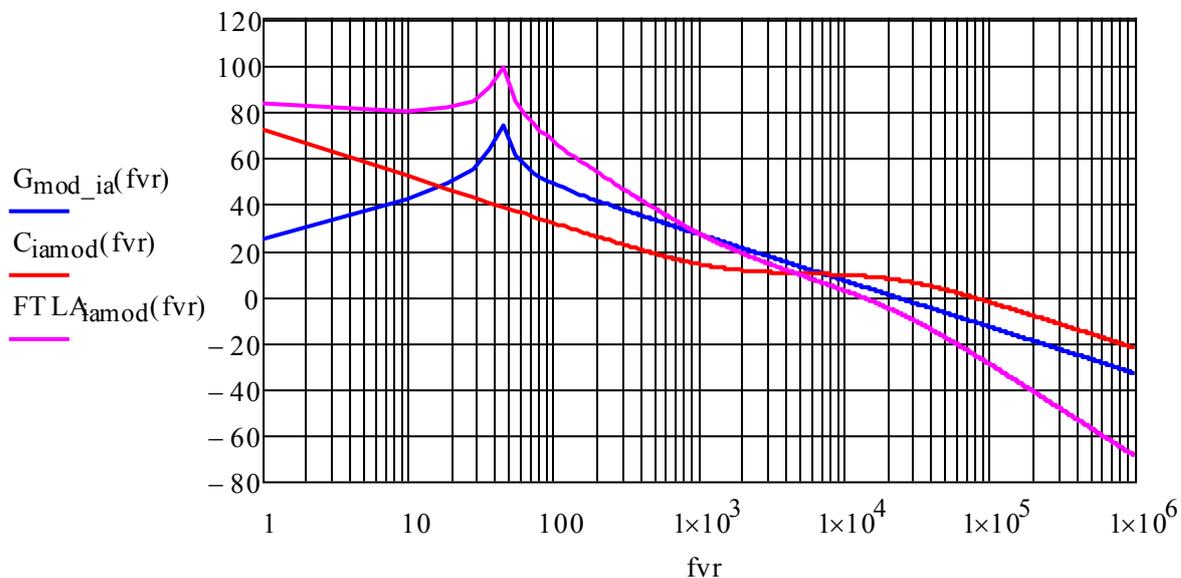
$$20 \cdot \log(|FTLA_{ia}(fcia)|) = -0 \quad dB$$

$$\frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{ia}(fcia)) = -122.278 \quad \text{graus}$$

$$MF_ia := 180 - \left| \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{ia}(fcia)) \right|$$

$$MF_ia = 57.722 \quad \text{graus}$$

Diagramas de Bode:



Malha de Tensão

Tensão de Referência:

$$V_{\text{cc}} := 15\text{V}$$

$$V_{\text{oref}} := 7.5\text{V}$$

$$k_{\text{ref}} := \frac{V_{\text{oref}}}{V_{\text{cc}}}$$

$$k_{\text{ref}} = 0.5$$

Valor dos resistores do divisor:

$$P_{\text{dvref}} := 0.25\text{W}$$

$$R_{dv1min_ref} := \frac{(V_{cc} - V_{oref})^2}{P_{dvref}}$$

$$R_{dv1min_ref} = 225 \cdot \Omega$$

$$R_{dv1_ref} := 10k\Omega$$

$$R_{dv2_ref} := \frac{R_{dv1_ref} \cdot k_{ref}}{1 - k_{ref}}$$

$$R_{dv2_ref} = 10 \cdot k\Omega$$

Tensão de Pico do Transformador:

$$V_{pkT} := 6V \cdot \sqrt{2}$$

$$V_{pkT} = 8.48528 V$$

Ganho do transformador:

$$K_{va} := \frac{V_{pkT}}{V_p}$$

$$K_{va} = 0.04714$$

Tensão da saída do compensador:

$$V_{vc} := \frac{10V_{ia}}{V_{pkT}} \cdot V$$

$$V_{vc} = 4.71405 V$$

Ganho do Sensor de Tensão:

$$k_{vo} := \frac{V_{oref}}{V_o}$$

$$k_{vo} = 0.0375$$

Valor dos resistores do divisor:

$$P_{dv} := 0.25W$$

$$R_{dv1min} := \frac{(V_o - V_{oref})^2}{P_{dv}}$$

$$R_{dv1min} = 148.225 \cdot k\Omega$$

$$R_{dv1} := 220k\Omega$$

$$R_{dv2} := \frac{R_{dv1} \cdot k_{vo}}{1 - k_{vo}}$$

$$R_{dv2} = 8.571 \cdot k\Omega$$

Frequência de Cruzamento:

$$f_{cvo} := \frac{f_r}{6}$$

$$f_{cvo} = 10 \cdot Hz$$

Frequência do Pólo do Compensador:

$$\omega_{pvo} := 10 \cdot fcvo$$

$$\omega_{pvo} = 100 \cdot \text{Hz}$$

$$\omega_{pvo_rad} := \omega_{pvo} \cdot 2 \cdot \pi$$

$$\omega_{pvo_rad} = 628.319 \cdot \text{Hz}$$

Frequência do Zero do Compensador:

$$\omega_{zvo} := \frac{fcvo}{10}$$

$$\omega_{zvo} = 1 \cdot \text{Hz}$$

$$\omega_{zvo_rad} := \omega_{zvo} \cdot 2 \cdot \pi$$

$$\omega_{zvo_rad} = 6.283 \cdot \text{Hz}$$

Função de Transferência do Compensador sem Ganho:

$$C_{vosk}(fvr) := \frac{(s(fvr) + \omega_{zvo_rad})}{s(fvr) \cdot (s(fvr) + \omega_{pvo_rad})} \cdot \text{Hz}$$

Ganho do Compensador:

$$k_{cvo} := \frac{1}{|GV_o(fcvo)| \cdot |C_{vosk}(fcvo)| \cdot k_{vo} \cdot \frac{1}{k_{ia}}}$$

$$k_{cvo} = 3.978 \times 10^3$$

Cálculo dos Resistores e Capacitores:

$$R_{c1_vo} := 56k\Omega$$

$$C_{c2_vo} := \frac{1}{R_{c1_vo} \cdot k_{cvo}} \cdot \Omega \cdot F$$

$$C_{c2_vo} = 4.489 \cdot \text{nF}$$

$$C_{c2_vo} := 4.7\text{nF}$$

$$C_{c1_vo} := C_{c2_vo} \cdot \left(\frac{\omega_{pvo}}{\omega_{zvo}} - 1 \right)$$

$$C_{c1_vo} = 444.457 \cdot \text{nF}$$

$$C_{c1_vo} := 470\text{nF}$$

$$R_{c2_vo} := \frac{1}{\omega_{zvo_rad} \cdot C_{c1_vo}}$$

$$R_{c2_vo} = 358.088 \cdot k\Omega$$

$$R_{c2_vo} := 330k\Omega$$

Função de Transferência do Compensador:

$$C_{vo}(fvr) := k_{cvo} \cdot \frac{(s(fvr) + \omega_{zvo_rad})}{s(fvr) \cdot (s(fvr) + \omega_{pvo_rad})} \cdot \text{Hz}$$

$$C_{vomod}(fvr) := 20 \cdot \log(|C_{vo}(fvr)|)$$

$$C_{\text{vofase}}(f_{vr}) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(C_{vo}(f_{vr}))$$

FT Vo(s)/Ia(s) em Laço Aberto:

$$FT_{Vo}(s)/Ia(s)_{LA} = C(s) \cdot K_{pwm} \cdot G(s) \cdot K_s$$

$$FTLA_{Vo}(f_{vr}) := G_{Vo}(f_{vr}) \cdot C_{vo}(f_{vr}) \cdot k_{vo} \cdot \frac{1}{k_{ia}}$$

$$FTLA_{\text{vomod}}(f_{vr}) := 20 \cdot \log(|FTLA_{Vo}(f_{vr})|)$$

$$FTLA_{\text{vofase}}(f_{vr}) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{Vo}(f_{vr}))$$

Margem de Fase:

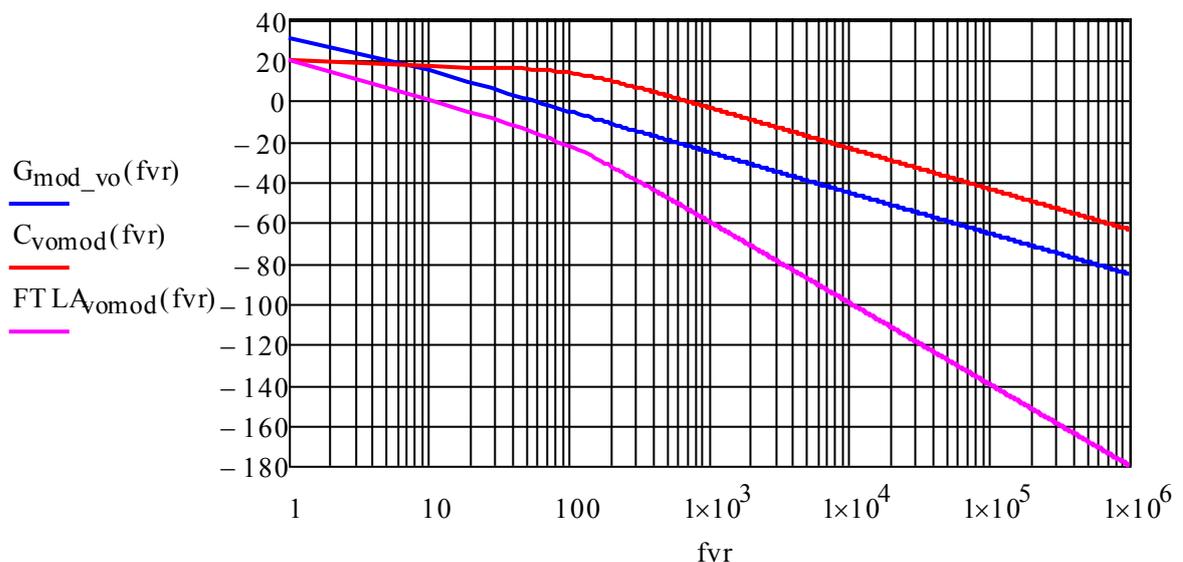
$$20 \cdot \log(|FTLA_{Vo}(f_{cvo})|) = 0 \quad \text{dB}$$

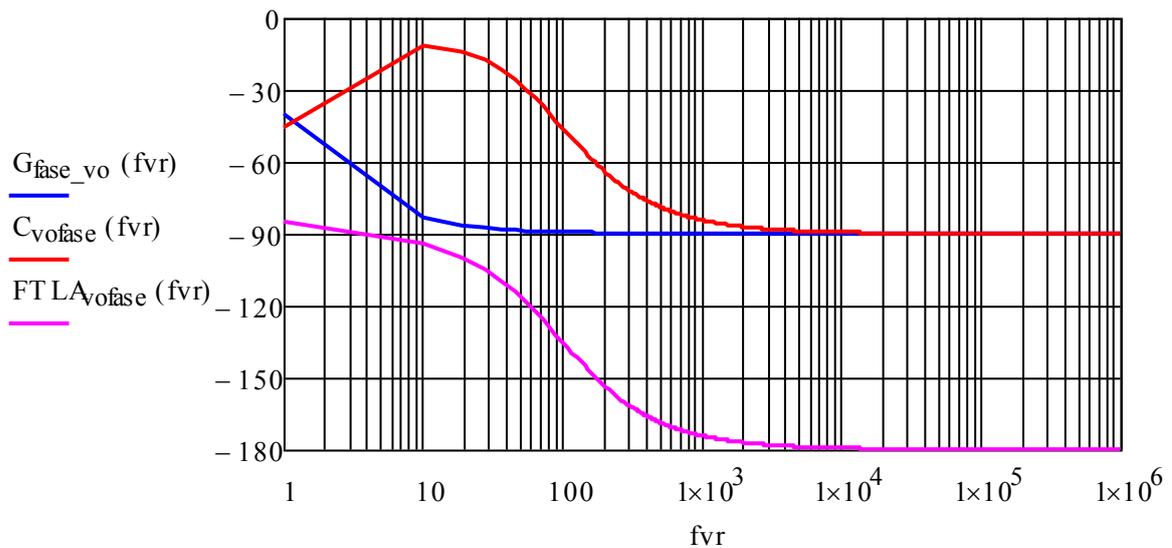
$$\frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{Vo}(f_{cvo})) = -94.578 \quad \text{graus}$$

$$MF_{vo} := 180 - \left| \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{Vo}(f_{cvo})) \right|$$

$$MF_{vo} = 85.422 \quad \text{graus}$$

Diagramas de Bode:





CIRCUITO DE GRAMPEAMENTO

$$L_{Dpri} := 4.73\mu\text{H} \quad L_{Dsec1} := 2.72\mu\text{H} \quad L_{Dsec2} := 2.77\mu\text{H}$$

$$V_{gramp} := 600\text{V}$$

Intervalo de tempo do grampeamento:

$$\Delta t_g := \frac{L_{Dpri} \cdot I_{L2max}}{V_{gramp} - V_p - V_o \cdot n} \quad \Delta t_g = 0.071 \cdot \mu\text{s}$$

Potência média transferida para o circuito do grampeamento:

$$P_g := \frac{V_{gramp} \cdot I_{L2max}}{2} \cdot \Delta t_g \cdot f_s \quad P_g = 3.512 \cdot \text{W}$$

Resistor para o circuito do grampeamento:

$$R_g := \frac{V_{gramp}^2}{P_g} \quad R_g = 102.505 \cdot \text{k}\Omega$$

$$R_g := 136\text{k}\Omega$$

Capacitor para o circuito do grampeamento:

$$\Delta VC_{gramp} := 1\%$$

$$\Delta VC_g := V_{gramp} \cdot \Delta VC_{gramp} \quad \Delta VC_g = 6 \cdot \text{V}$$

$$C_g := \frac{P_g}{V_{gramp} \cdot \Delta VC_g \cdot f_s} \quad C_g = 19.511 \cdot \text{nF}$$

$$C_g := 2\mu\text{F}$$