

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA  
ELÉTRICA E ELETRÔNICA**

Marília Braga

**PROJETO DE MICROINVERSOR PARA  
CONEXÃO DE MÓDULO FOTOVOLTAICO À  
REDE ELÉTRICA**

Florianópolis

2017



Marília Braga

**PROJETO DE MICROINVERSOR PARA  
CONEXÃO DE MÓDULO FOTOVOLTAICO À  
REDE ELÉTRICA**

Trabalho de Conclusão de Curso  
submetido ao Departamento de  
Engenharia Elétrica e Eletrônica  
da Universidade Federal de Santa  
Catarina para a obtenção do tí-  
tulo de Bacharel em Engenharia  
Elétrica.

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr.

Florianópolis

2017

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

Braga, Marília

Projeto de Microinversor para Conexão de Módulo  
Fotovoltaico à Rede Elétrica / Marília Braga ;  
orientador, Ivo Barbi, 2017.  
182 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -  
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro  
Tecnológico, Graduação em Engenharia Elétrica,  
Florianópolis, 2017.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Eletrônica de  
Potência. 3. Microinversor. 4. Inversor Solar. 5.  
Energia Solar Fotovoltaica. I. Barbi, Ivo. II.  
Universidade Federal de Santa Catarina. Graduação em  
Engenharia Elétrica. III. Título.

Marília Braga

**PROJETO DE MICROINVERSOR PARA  
CONEXÃO DE MÓDULO FOTOVOLTAICO À  
REDE ELÉTRICA**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado aprovado para a obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 7 de fevereiro 2017.



---

Prof. Renato Lucas Pacheco, Dr.  
Coordenador do Curso

**Banca Examinadora:**



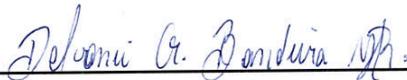
---

Prof. Ivo Barbi, Dr.  
Orientador



---

Prof. Carlos Henrique Illa Font, Dr.



---

Eng.º Delvanei Gomes Bandeira Junior, Msc.



Dedico este trabalho aos meus pais,  
sem eles nada disso seria possível.



## AGRADECIMENTOS

À minha família, pelo suporte a todas as minhas escolhas e decisões, pelo incentivo desde cedo à busca pela educação de qualidade e pelo apoio e amor incondicionais.

A esta universidade, seu corpo docente e administrativo, por me propiciarem um ambiente adequado de estudos durante minha graduação.

A todos os meus professores, que me direcionaram e repassaram todo o conhecimento necessário para que eu pudesse chegar onde cheguei, além de terem me incentivado a ir ainda mais longe.

Ao meu orientador, professor Ivo Barbi, por ter pacientemente compartilhado comigo uma fração do seu vasto conhecimento e por ter me guiado neste último projeto da graduação.

Ao professor Ricardo Rüther, meu orientador no laboratório Fotovoltaica, por ter me proporcionado tantas oportunidades durante estes últimos cinco anos, por ter me transmitido conhecimentos que foram muito além do visto em sala de aula e por ter me despertado o interesse pela pesquisa.

Aos membros de minha banca examinadora, professor Carlos Henrique Illa Font e engenheiro Delvanei Gomes Bandeira Junior, por sua disponibilidade, atenção e contribuição neste trabalho.

Aos meus colegas de equipe no laboratório Fotovoltaica, pelo incentivo constante à busca pelo conhecimento, pela compreensão, apoio e parceria nos momentos mais "puxados" e também pelos vários momentos de descontração e, especialmente, por me propiciarem o melhor ambiente de trabalho que consigo imaginar.

Por último, mas não menos importante, a todos os meus amigos, pelo suporte e companheirismo durante estes anos de graduação e, principalmente, por me manterem sana durante esta louca jornada.



*Tudo vai dar certo.*



## RESUMO

O presente trabalho consiste na análise e projeto de um microinversor de dois estágios para conexão de um módulo fotovoltaico de 255Wp da tecnologia de silício policristalino à rede elétrica brasileira. A topologia utilizada consiste em dois estágios: o estágio CC-CC, composto por dois conversores *Forward* em *interleaving*; e o estágio CC-CA, executado por um inversor meia-ponte. Foi feito o equacionamento e projeto completo da parte de potência de ambos os estágios, bem como o levantamento das plantas e projeto dos controladores e circuitos da parte de sinal. As perdas também foram contabilizadas e obteve-se um rendimento teórico de 85%.

**Palavras-chave:** microinversor; inversor solar; energia solar fotovoltaica; FV; energias renováveis; conversor *forward*; inversor meia-ponte; *interleaving*; *grid-tied*.



## ABSTRACT

*The present work consists of the analysis and design of a two-stage grid-tied microinverter for the connection of a 255Wp polycrystalline silicon photovoltaic module to the Brazilian electric grid. The topology used is composed by two stages: the DC-DC stage, consisting of two interleaved Forward converters; and the DC-AC stage, executed by a half-bridge inverter. The equation and complete design of the power portion of both stages were done, as well as the modeling of the plants and design of the controllers and signal circuits. The losses were also accounted for and a theoretical efficiency of 85 % was obtained. The simulation results of the complete system are also presented.*

**Keywords:** *microinverter; solar inverter; solar energy; photovoltaics; PV; renewable energy; forward converter; interleaving; half-bridge inverter; grid-tied.*



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Conversor CC-CC não isolado abaixador de tensão ( <i>Buck</i> ).....	41
Figura 2	Conversor CC-CC não isolado elevador de tensão ( <i>Boost</i> ).....	42
Figura 3	Conversor CC-CC não isolado à acumulação de energia indutiva ( <i>Buck-Boost</i> ).....	43
Figura 4	Conversor CC-CC isolado do tipo <i>Flyback</i> ....	44
Figura 5	Conversor CC-CC isolado do tipo <i>Forward</i> ....	46
Figura 6	Conversor CC-CC isolado em meia-ponte....	47
Figura 7	Conversor CC-CC isolado em ponte completa.	49
Figura 8	Conversor CC-CC isolado do tipo <i>Push-Pull</i> .	50
Figura 9	Conversor CC-CA em meia-ponte.....	52
Figura 10	Conversor CC-CA em ponte completa.....	53
Figura 11	Conversor CC-CA do tipo <i>Push-Pull</i> .....	54
Figura 12	Exemplo de modulação por largura de pulso com moduladora triangular.....	56
Figura 13	Exemplo de modulação PWM senoidal dois níveis.....	57
Figura 14	Exemplo de modulação PWM senoidal três níveis.....	58
Figura 15	Diagramas de Bode para o controlador do tipo PD adicionado de um polo. Adaptado: Erickson e Maksimovic (2001).....	60
Figura 16	Diagramas de Bode para o controlador do tipo PI. Adaptado: Erickson e Maksimovic (2001).....	61
Figura 17	Diagramas de Bode para o controlador do tipo PID. Adaptado: Erickson e Maksimovic (2001).....	62

Figura 18	Esquemático completo da topologia proposta.	64
Figura 19	Esquemático do estágio CC-CC da topologia proposta. ....	65
Figura 20	Exemplo para demonstrar o efeito do <i>interleaving</i> na corrente de entrada do estágio CC-CC da topologia proposta ( $D = 0,5$ ). ....	66
Figura 21	Exemplo para demonstrar o efeito do <i>interleaving</i> na corrente de saída do estágio CC-CC da topologia proposta ( $D = 0,5$ ). ....	67
Figura 22	Proporção da produção global anual de módulos FV por tecnologia Adaptado: Fraunhofer Institute for Solar Energy Systems (2017). ....	70
Figura 23	Conversor <i>Forward</i> tradicional. ....	72
Figura 24	Conversores <i>Forward</i> em <i>interleaving</i> com entrada em paralelo. ....	83
Figura 25	Correntes de entrada dos conversores <i>Forward</i> em <i>interleaving</i> com entrada em paralelo. ....	84
Figura 26	Corrente de entrada dos conversores <i>Forward</i> em <i>interleaving</i> com entrada em paralelo, considerando-se correntes constantes nas saídas. ....	84
Figura 27	Corrente do capacitor de entrada dos conversores <i>Forward</i> em <i>interleaving</i> com entrada em paralelo, considerando-se correntes constantes nas saídas. ....	85
Figura 28	Esquemático para dimensionamento da capacitância necessária para atenuar o <i>ripple</i> em 60Hz da rede elétrica no barramento CC. ....	90
Figura 29	Esquemático do inversor <i>Half-Bridge</i> para análise e dimensionamento do indutor de saída ( $L_f$ ). ....	94
Figura 30	Tesão sobre o indutor do filtro de saída ( $V_{L_f}$ ) e a respectiva corrente ( $I_{L_f}$ ). ....	95
Figura 31	Variação de corrente parametrizada do indu-	

tor do filtro de saída ( $\overline{\Delta i_{Lf}}$ ).....	96
Figura 32 Esquemático do controle do estágio CC-CC do microinversor. ....	111
Figura 33 Curva IV e de potência do módulo YL255P-29b, medida em teste de <i>flasher</i> no LABSOL.....	112
Figura 34 Curva IV e curva do modelo para o ponto de máxima potência do módulo YL255P-29b. ....	113
Figura 35 Circuito equivalente do módulo FV operando em seu ponto de máxima potência.....	114
Figura 36 Estágio CC-CC da topologia proposta reduzido a um conversor <i>Forward</i> tradicional. ....	115
Figura 37 Estágio CC-CC da topologia proposta reduzido a um conversor <i>Buck</i> . ....	115
Figura 38 Modelo do conversor <i>Buck</i> para modelagem da planta (grandezas ainda não referenciadas ao primário). ....	116
Figura 39 Modelo do conversor <i>Buck</i> para modelagem da planta do estágio CC-CC, já com todas as grandezas referenciadas ao primário.....	117
Figura 40 Diagrama de Bode mostrando a magnitude da planta modelada para o estágio CC-CC do microinversor. ....	121
Figura 41 Diagrama de Bode mostrando a fase da planta modelada para o estágio CC-CC do microinversor. ....	122
Figura 42 Diagrama de Bode mostrando a magnitude da função de transferência em laço aberto compensada do estágio CC-CC do microinversor. ....	124
Figura 43 Diagrama de Bode mostrando a fase da função de transferência em laço aberto compensada do estágio CC-CC do microinversor. ....	125
Figura 44 Circuito analógico para implementação de subtrator e controlador PI. ....	125
Figura 45 Diagramas de Bode comparando a magnitude	

das funções de transferência do controlador calculado ( $C_1$ ) e do controlador projetado analogicamente ( $C$ )....	126
Figura 46 Diagramas de Bode comparando a fase das funções de transferência do controlador calculado ( $C_1$ ) e do controlador projetado analogicamente ( $C$ ).....	127
Figura 47 Esquemático do controle do estágio CC-CA do microinversor. ....	127
Figura 48 Esquemático para modelagem da planta de corrente do estágio CC-CA.....	128
Figura 49 Resposta em frequência da planta de corrente do estágio CC-CA ( $f_c \approx 3kHz$ ). ....	130
Figura 50 Diagrama de Bode mostrando a magnitude da função de transferência da planta de corrente do estágio CC-CA compensada.....	132
Figura 51 Diagrama de Bode mostrando a fase da função de transferência da planta de corrente do estágio CC-CA compensada.....	132
Figura 52 Esquemático para modelagem da planta de tensão do estágio CC-CA.....	133
Figura 53 Resposta em frequência da planta de tensão do estágio CC-CA ( $f_c \approx 3kHz$ ). ....	136
Figura 54 Diagrama de Bode mostrando a magnitude da função de transferência da planta de corrente do estágio CC-CA compensada.....	141
Figura 55 Diagrama de Bode mostrando a fase da função de transferência da planta de corrente do estágio CC-CA compensada.....	141
Figura 56 Esquemático do circuito de leitura dos sinais de tensão. ....	142
Figura 57 Esquemático do circuito de leitura do sinal de corrente.....	145
Figura 58 Esquemático de conexão dos enrolamentos do	

sensor LA25-NP para leitura da corrente de saída ( $n = 5/1000$ ).....	146
Figura 59 Circuito para geração da onda triangular, portadora para a modulação PWM do estágio CC-CA (20kHz, tensão de pico de 12V).....	147
Figura 60 Circuito mostrando o uso proposto de grameador RC junto ao conversor <i>Forward</i> . ....	157
Figura 61 Perdas nos semicondutores e elementos magnéticos e potência de saída do microinversor projetado..	158
Figura 62 Circuito térmico utilizado para o cálculo do dissipador necessário. ....	160
Figura 63 Circuito completo de potência do microinversor proposto. ....	163
Figura 64 Circuito completo de controle do microinversor proposto. ....	164
Figura 65 Resultados de simulação para as correntes de entrada dos conversores <i>Forward</i> superior (em vermelho) e inferior (em azul) e a corrente de entrada total do estágio CC-CC (em verde). ....	165
Figura 66 Resultado de simulação para a corrente de entrada do estágio CC-CC (em verde), a corrente do capacitor empregado para o filtro de entrada (em azul) e a corrente do módulo FV (em vermelho). ....	167
Figura 67 Resultados de simulação para as correntes de saída dos conversores <i>Forward</i> superior (em vermelho) e inferior (em azul) do estágio CC-CC.....	168
Figura 68 Resultados de simulação para as correntes de saída dos conversores <i>Forward</i> superior (em vermelho) e inferior (em azul) do estágio CC-CC com ampliação para a frequência de chaveamento (40kHz) para que se possa observar o efeito do uso da técnica de <i>interleaving</i> . ....	168
Figura 69 Resultados de simulação para as tensões de	

saída dos conversores <i>Forward</i> superior (em vermelho) e inferior (em azul) do estágio CC-CC e tensão total do barramento CC (em verde).....	169
Figura 70 Resultados de simulação para as correntes dos capacitores do barramento CC. ....	170
Figura 71 Resultado de simulação para a corrente de saída do microinversor (em azul), comparada com a tensão da rede (em vermelho, dividida por 100, somente para comparação). ....	171
Figura 72 Resultado de simulação da transformada de Fourier da corrente de referência da malha de corrente..	172
Figura 73 Resultados de simulação para a corrente (em azul) e potência instantânea (em vermelho) do microinversor em resposta à uma diminuição de $500\text{W}/\text{m}^2$ na irradiância do módulo FV.....	173
Figura 74 Resultados de simulação para a potência máxima do módulo (em vermelho), as potências de entrada e saída do microinversor (em azul e verde, respectivamente) e o rendimento (em rosa) em resposta à uma diminuição de $500\text{W}/\text{m}^2$ na irradiância do módulo FV....	173

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Parâmetros elétricos do módulo FV YL255P-29b em STC. ....	70
Tabela 2	Parâmetros elétricos do módulo FV YL255P-29b em NOCT. ....	71
Tabela 3	Especificações do projeto da etapa de potência do microinversor. ....	99
Tabela 4	Esforços nas chaves do estágio CC-CA obtidos por simulação. ....	100
Tabela 5	Esforços calculados para os semicondutores do estágio CC-CC. ....	104
Tabela 6	Principais resultados do projeto da etapa de potência do microinversor. ....	109
Tabela 7	Parâmetros elétricos do módulo FV YL255P-29b medidos em teste de <i>flasher</i> no LABSOL. ....	112
Tabela 8	Resultados do projeto de controle do microinversor proposto. ....	140
Tabela 9	Perdas calculadas para os semicondutores. . .	157
Tabela 10	Parâmetros utilizados para a simulação do modelo físico do módulo FV YL255P-29b. ....	162



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

FV	Fotovoltaico(a) .....	35
CC	Corrente Contínua .....	35
CA	Corrente Alternada .....	35
MCC	Modo de Condução Contínua .....	40
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> .....	55
P	Controlador Proporcional .....	58
PD	Controlador Proporcional-Derivativo .....	59
PI	Controlador Proporcional-Integral .....	60
PID	Controlador Proporcional-Integral-Derivativo	61
p-Si	Silício Policristalino .....	69
m-Si	Silício Monocristalino .....	69
STC	<i>Standard Test Conditions</i> .....	69
NOCT	<i>Normal Operating Cell Temperature</i> .....	71
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor</i> .....	103
SMD	<i>Surface Mount Device</i> .....	108
MPPT	Seguidor de Máxima Potência .....	110
PLL	Malha de Captura de Fase .....	110
UFRGS	Universidade Federal do Rio Grande do Sul ..	111
TDH	<i>Total Harmonic Distortion</i> .....	138
CI	Circuito Integrado .....	146
DSP	<i>Digital Signal Processing</i> .....	177



## LISTA DE SÍMBOLOS

$t_c$	Tempo de Condução .....	39
$f_s$	Frequência de Chaveamento .....	39
$T_s$	Período de Chaveamento .....	39
$D$	Razão Cíclica .....	40
$V_{in}$	Tensão de Entrada .....	40
$E$	Fonte de Tensão da Entrada .....	40
$V_o$	Tensão de Saída .....	40
$G$	Ganho Estático .....	40
$n$	Razão de Transformação .....	40
$N_p$	Número de Enrolamentos do Primário do Transformador .....	40
$N_s$	Número de Enrolamentos do Secundário do Transformador .....	40
$V_p$	Tensão no Primário do Transformador .....	72
$V_s$	Tensão no Secundário do Transformador .....	73
$I_L$	Corrente no Indutor .....	73
$V_L$	Tensão sobre o Indutor .....	73
$\Delta I_L$	Ondulação de Corrente no Indutor de Filtragem .....	75
$I_{max}$	Corrente Máxima no Indutor de Filtragem .....	75
$I_{min}$	Corrente Mínima no Indutor de Filtragem .....	75
$P_{in}$	Potência de Entrada .....	76
$P_o$	Potência de Saída .....	76
$\eta$	Rendimento .....	76
$I_o$	Corrente de Saída .....	76
$L_{crit}$	Indutância Crítica .....	77
$L_m$	Indutância Magnetizante .....	77

$I_p$	Corrente do Primário do Transformador . . . . .	77
$I_m$	Corrente Magnetizante do Transformador . . . . .	77
$I'_p$	Corrente do Primário do Transformador sem a Corrente Magnetizante . . . . .	77
$I_{in}$	Corrente de Entrada . . . . .	77
$t_d$	Tempo de Desmagnetização . . . . .	78
$t_2$	Tempo com a Chave Bloqueada . . . . .	78
$N_d$	Número de Enrolamentos de Desmagnetização . . .	78
$I_{Smax}$	Corrente Máxima na Chave do Conversor <i>Forward</i>	79
$I_{omax}$	Corrente Máxima de Saída do Conversor <i>Forward</i>	79
$I_{Smed}$	Corrente Média na Chave do Conversor <i>Forward</i>	80
$I_{Seff}$	Corrente Eficaz na Chave do Conversor <i>Forward</i>	80
$V_{Smax}$	Tensão Reversa Máxima sobre a Chave do Con- versor <i>Forward</i> . . . . .	80
$I_{D1max}$	Corrente Máxima no Diodo $D_1$ do Conversor <i>Forward</i>	80
$I_{D1med}$	Corrente Média no Diodo $D_1$ do Conversor <i>Forward</i>	80
$I_{D1eff}$	Corrente Eficaz no Diodo $D_1$ do Conversor <i>Forward</i>	80
$V_{D1max}$	Tensão Reversa Máxima sobre o Diodo $D_1$ do Con- versor <i>Forward</i> . . . . .	81
$I_{D2max}$	Corrente Máxima no Diodo $D_2$ do Conversor <i>Forward</i>	81
$I_{D2med}$	Corrente Média no Diodo $D_2$ do Conversor <i>Forward</i>	81
$I_{D2eff}$	Corrente Eficaz no Diodo $D_2$ do Conversor <i>Forward</i>	81
$V_{D2max}$	Tensão Reversa Máxima sobre o Diodo $D_2$ do Con- versor <i>Forward</i> . . . . .	82
$I_{Ddmax}$	Corrente Máxima no Diodo $D_d$ do Conversor <i>Forward</i>	82
$I_{Ddmed}$	Corrente Média no Diodo $D_d$ do Conversor <i>Forward</i>	82
$I_{Ddeff}$	Corrente Eficaz no Diodo $D_d$ do Conversor <i>Forward</i>	82
$V_{Ddmax}$	Tensão Reversa Máxima sobre o Diodo $D_d$ do Con- versor <i>Forward</i> . . . . .	82

$C_{in}$	Capacitor do Filtro de Entrada do Conversor . . . .	83
$I_{Cinef}$	Corrente Eficaz do Capacitor de Entrada . . . . .	83
$\Delta V_{Cin}$	<i>Ripple</i> de Tensão sobre o Capacitor de Entrada .	83
$f_{in}$	Frequência da Corrente de Entrada . . . . .	85
$T_{in}$	Período da Corrente de Entrada . . . . .	85
$I_{in}$	Corrente de Entrada Média . . . . .	85
$I_{mp}$	Corrente de Máxima Potência . . . . .	85
$I_{inmax}$	Máxima Corrente de Entrada . . . . .	86
$C_{hf}$	Capacitor Dimensionado para Atenuar Alta Frequên- cia . . . . .	88
$\Delta V_{Chf}$	Máximo <i>Ripple</i> de Alta Frequência Admissível no Barramento CC . . . . .	89
$C_{60Hz}$	Capacitor Dimensionado para Atenuar a Frequên- cia da Rede . . . . .	90
$I_{op}$	Corrente de Pico de Saída . . . . .	90
$M$	Índice de Modulação . . . . .	93
$L_f$	Indutor do Filtro de Saída . . . . .	93
$V_{op}$	Tensão de Pico de Saída . . . . .	93
$f_{inv}$	Frequência de Chaveamento do Inversor . . . . .	94
$T_{inv}$	Período de Chaveamento do Estágio CC-CA . . . .	94
$V_{Lf}$	Tensão sobre o Indutor do Filtro de Saída . . . . .	94
$I_{Lf}$	Corrente do Indutor do Filtro de Saída . . . . .	94
$d(t)$	Razão Cíclica Instantânea . . . . .	95
$\Delta i_{Lf}$	Variação da Corrente do Indutor do Filtro de Saída	95
$\overline{\Delta i_{Lf}}$	Variação Parametrizada da Corrente do Indutor do Filtro de Saída . . . . .	96
$V_{ofwd}$	Tensão de Saída do Conversor <i>Forward</i> . . . . .	100
$a_v$	Fator de Segurança para Tensão de Saída dos Con- versores <i>Forward</i> . . . . .	100

$I_{ofwd}$	Corrente de Saída Estimada dos Conversores <i>Forward</i>	101
$P_{ofwd}$	Potência de Saída Estimada dos Conversores <i>Forward</i>	101
$P_{in fwd}$	Potência de Entrada dos Conversores <i>Forward</i> ..	101
$\eta_{fwd}$	Rendimento Estimado dos Conversores <i>Forward</i> .	101
$L_{fwd}$	Indutância dos Conversores <i>Forward</i> .....	102
$C_{cc}$	Capacitores do Barramento CC .....	105
$P_o$	Potência de Saída Estimada.....	105
$\eta_{inv}$	Rendimento Estimado do Inversor.....	105
$\Delta G$	Condutância Incremental .....	113
$G(s)$	Função de Transferência da Planta do Estágio CC- CC.....	120
$C_{PI}(s)$	Função de Transferência do Controlador Proporcional- Integral .....	121
$k$	Ganho do Controlador .....	121
$\tau$	Constante de Tempo do Controlador .....	121
$k_{PWM}$	Ganho da Modulação PWM.....	122
$k_{sens}$	Ganho do Sensor .....	122
$V_{ido}$	Tensão do Sinal Medido pelo Sensor.....	122
$V_{Tp}$	Tensão de Pico da Portadora.....	122
$f_c$	Frequência de Cruzamento .....	123
$MF_{req}$	Margem de Fase Mínima Requerida .....	123
$f_z$	Frequência do Zero do Controlador.....	123
$C_{fwd}(s)$	Função de transferência do Controlador do Está- gio CC-CC .....	124
$G_{iv}(s)$	Função de Transferência da Planta de Corrente do Estágio CC-CA.....	130
$C_i(s)$	Controlador da Malha de Corrente do Estágio CC- CA.....	131
$G_v(s)$	Função de Transferência da Planta de Tensão do	

Estágio CC-CA.....	135
$C_v(s)$ Controlador da Malha de Tensão do Estágio CC-CA.....	137
$k_w$ Fator de Enrolamento do Transformador .....	148
$A_e$ Área Efetiva da Perna Central do Núcleo.....	148
$A_w$ Área da Janela do Núcleo.....	148
$J_{max}$ Máxima Densidade de Corrente Elétrica.....	148
$B_{max}$ Máxima Densidade de Fluxo Magnético.....	148
$l_t$ Comprimento Médio da Espira.....	149
$V_e$ Volume de Ferrite do Núcleo .....	149
$t_r$ Tempo de Subida do MOSFET .....	154
$t_f$ Tempo de Descida do MOSFET.....	154
$R_G$ Resistência de Gatilho .....	154
$C_{iss}$ Capacitância de Entrada do MOSFET .....	154
$R_{jc}$ Resistência Térmica entre a Junção e o Encapsulamento .....	159
$R_{cd}$ Resistência Térmica entre o Encapsulamento e o Dissipador.....	159
$R_{jc}$ Resistência Térmica entre a Junção e o Encapsulamento .....	159
$t_j$ Temperatura de Junção do Semicondutor .....	159
$t_c$ Temperatura do Encapsulamento do Semicondutor .....	159
$t_d$ Temperatura do Dissipador .....	159
$t_a$ Temperatura Ambiente .....	159



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	35
<b>2</b>	<b>OBJETIVO</b>	37
2.1	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	37
<b>3</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	39
3.1	CONVERSORES CC-CC	39
3.1.1	Conversor <i>Buck</i>	40
3.1.2	Conversor <i>Boost</i>	41
3.1.3	Conversor <i>Buck-Boost</i>	42
3.1.4	Conversor <i>Flyback</i>	44
3.1.5	Conversor <i>Forward</i>	45
3.1.6	Conversor CC-CC <i>Half-Bridge</i>	47
3.1.7	Conversor CC-CC <i>Full-Bridge</i>	48
3.1.8	Conversor CC-CC <i>Push-Pull</i>	50
3.2	CONVERSORES CC-CA	51
3.2.1	Conversor CC-CA <i>Half-Bridge</i>	51
3.2.2	Conversor CC-CA <i>Full-Bridge</i>	53
3.2.3	Conversor CC-CA <i>Push-Pull</i>	54
3.3	TÉCNICAS DE MODULAÇÃO	55
3.4	CONTROLADORES	58
3.4.1	Controlador Proporcional	58
3.4.2	Controlador PD	59
3.4.3	Controlador PI	60
3.4.4	Controlador PID	61
3.5	TOPOLOGIA PROPOSTA	63
3.5.1	Estágio CC-CC	65
3.5.2	Estágio CC-CA	67
3.5.3	Controle	67
<b>4</b>	<b>METODOLOGIA</b>	69
4.1	ESCOLHA DO MÓDULO FOTOVOLTAICO	69
4.2	ANÁLISE DA ETAPA DE POTÊNCIA	71
4.2.1	Estágio CC-CC	71

4.2.1.1	Ganho Estático .....	72
4.2.1.2	Indutância do Filtro de Saída .....	75
4.2.1.3	Indutância Magnetizante .....	77
4.2.1.4	Esforços nas Chaves e Diodos .....	79
<b>4.2.2</b>	<b>Filtro de Entrada .....</b>	<b>83</b>
<b>4.2.3</b>	<b>Barramento CC .....</b>	<b>88</b>
4.2.3.1	Alta Frequência .....	88
4.2.3.2	Frequência da Rede .....	90
<b>4.2.4</b>	<b>Estágio CC-CA .....</b>	<b>93</b>
<b>4.2.5</b>	<b>Filtro de Saída .....</b>	<b>93</b>
4.3	PROJETO DA ETAPA DE POTÊNCIA .....	99
4.3.1	Estágio CC-CA .....	99
4.3.2	Estágio CC-CC .....	101
4.3.3	Barramento CC .....	105
4.3.4	Filtro de Entrada .....	107
4.3.5	Filtro de Saída .....	108
4.3.6	Resultados do Projeto de Potência .....	109
4.4	PROJETO DA ETAPA DE CONTROLE .....	110
4.4.1	Estágio CC-CC .....	111
4.4.1.1	Modelo do Módulo Fotovoltaico .....	111
4.4.1.2	Modelagem da Planta .....	115
4.4.1.3	Projeto do Controlador .....	121
4.4.2	Estágio CC-CA .....	127
4.4.2.1	Malha de Corrente .....	128
4.4.2.2	Malha de Tensão .....	133
4.4.3	Resultados Controle .....	140
4.4.4	Leituras dos Sinais .....	142
4.4.4.1	Leitura dos Sinais de Tensão .....	142
4.4.4.2	Leitura dos Sinais de Corrente .....	145
4.4.5	Modulação .....	146
4.5	PROJETO DOS TRANSFORMADORES .....	148
4.6	CÁLCULO DAS PERDAS .....	152
4.6.1	Elementos Magnéticos .....	152
4.6.2	Semicondutores .....	154

<b>4.6.3 Perdas Totais do Sistema</b> .....	158
<b>4.7 CÁLCULO TÉRMICO</b> .....	159
<b>5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO</b> .....	161
<b>6 CONCLUSÕES</b> .....	175
<b>7 TRABALHOS FUTUROS</b> .....	177
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> .....	179



# 1 INTRODUÇÃO

Devido à crescente preocupação com o meio ambiente, fontes de energia sustentáveis estão se tornando cada vez mais populares. Entre estas novas fontes de energia, a geração solar fotovoltaica (FV) tem se destacado no cenário nacional e internacional (ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica, 2017).

Uma característica marcante e provável causa da popularidade de sistemas fotovoltaicos é a facilidade de integração em residências, possibilitando que usuários comuns possam participar na geração de energia, este tipo de colaboração entre usuário e concessionária se chama geração distribuída. Para o funcionamento correto dos sistemas de geração distribuída, os sistemas FV devem ser interligados à rede elétrica, de modo que quando a geração do sistema fotovoltaico for maior do que a demanda da residência, o sistema possa injetar a energia excedente na rede elétrica; e, em momentos em que a demanda for maior do que a geração, o usuário possa adquirir energia da concessionária normalmente.

Este acoplamento entre o sistema fotovoltaico e a rede elétrica é feito por dispositivos que convertem a corrente contínua (CC) advinda do sistema FV, em corrente alternada (CA), também conhecidos como inversores. A proposta deste trabalho é o estudo de um conversor CC-CA que atenda a baixas potências, como a de um módulo fotovoltaico individual.

Este tipo de dispositivo, denominado microinversor, ainda representa somente uma ínfima parcela do mercado mundial de inversores solares (aproximadamente 1% em 2016) e possui baixa eficiência quando comparado com inversores de maior escala (somente 90%-95%, segundo relatório de 2016) (Fraunhofer Institute for Solar Energy Systems, 2017). Ape-

sar de seu uso poder trazer grandes benefícios ao usuário, acredita-se que sua baixa popularidade possa ser fruto do seu ainda alto custo, que gira em torno de  $33 \text{ €-cent}/W_p$ , um valor de fato muito elevado quando comparado com inversores do tipo *string* (potências até  $100W_p$  e eficiências próximas a 98%) que já são estudados há mais tempo e têm custo médio de  $6 \text{ €-cent}/W_p$  (Fraunhofer Institute for Solar Energy Systems, 2017).

A utilização de microinversores torna o arranjo fotovoltaico mais flexível, possibilitando a adição ou remoção de módulos individuais sem a necessidade de troca do inversor do sistema. Esta característica também torna o custo inicial de instalação adaptável ao orçamento do consumidor. Outra grande vantagem é que no caso de falha ou necessidade de manutenção de um dos microinversores ou módulo FV, a geração do sistema como um todo não é prejudicada, somente a do módulo fotovoltaico atendido pelo microinversor em questão.

Por atender um módulo individual, este tipo de dispositivo traz diversas vantagens do ponto de vista técnico quando comparado aos inversores *string*. A principal delas é que um microinversor possibilita um melhor rastreamento de ponto de máxima potência, o que leva a um melhor aproveitamento da geração solar fotovoltaica, principalmente em regiões em que há sombreamento parcial do sistema, seja por sujeira, nuvens ou outros objetos que obstruem a irradiação solar (KNABBEN, 2017).

## 2 OBJETIVO

Este trabalho tem como objetivo a análise, projeto e simulação de uma topologia de conversor CC-CA em dois estágios, para uso junto a módulos fotovoltaicos. A proposta é um microinversor que tem como fonte um único módulo fotovoltaico de  $255W_p$  e como saída tensão com características da rede elétrica brasileira.

### 2.1 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Análise e equacionamento da topologia proposta, observando suas vantagens e desvantagens em relação às topologias convencionais;
- Especificação dos componentes do estágio de potência do conversor;
- Modelagem das plantas dos estágios CC-CC e CC-CA;
- Projeto dos controladores a serem utilizados;
- Projeto dos circuitos para obtenção dos sinais de leitura;
- Cálculo da perdas do microinversor proposto;
- Cálculo térmico do dissipador para as chaves do sistema;
- Simulação em *software* do sistema completo em malha fechada;
- Análise dos resultados.



### 3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Um inversor solar é usualmente composto por dois conversores: um de conversor CC-CC que tem como objetivo estabilizar a tensão da fonte, buscar o ponto de máxima potência e, se necessário, aumentar a tensão a ser convertida em CA ou até efetuar isolamento galvânica entre a entrada e saída do inversor; e um conversor CC-CA, que converte a energia CC em CA para utilização na residência ou injeção na rede elétrica.

A seguir, serão apresentadas as topologias clássicas que podem ser utilizadas em cada um destes estágios, também serão apresentados alguns dos métodos de modulação e controladores mais popularmente utilizados. Posteriormente, a topologia proposta neste trabalho será apresentada e um estudo breve da mesma será apresentado.

#### 3.1 CONVERSORES CC-CC

Para melhor entender o funcionamento dos conversores CC-CC, alguns conceitos são primeiramente apresentados:

- **Tempo de condução ( $t_c$ ):** tempo de condução da chave do conversor;
- **Frequência ( $f_s$ ):** frequência de chaveamento do conversor;
- **Período ( $T_s$ ):** período de chaveamento do conversor, é o inverso da frequência de chaveamento;
- **Razão cíclica ( $D$ ):** razão entre o tempo de condução e o período de chaveamento do conversor, como mostra

a Equação 3.1.1. Pode-se observar que a razão cíclica pode, teoricamente, variar desde 0 ( $t_c = 0$ ) até 1 ( $t_c = T_s$ );

$$D = \frac{t_c}{T_s} \quad (3.1.1)$$

- **Ganho estático (G):** o ganho estático de um conversor CC-CC de tensão é dado pela razão entre sua tensão de entrada ( $V_{in}$ ), geralmente uma fonte de tensão  $E$ , e a sua tensão de saída ( $V_o$ ), como mostra a Equação 3.1.2.

$$G = \frac{V_{in}}{V_o} \quad (3.1.2)$$

- **Razão de Transformação (n):** no caso de conversores isolados, esta razão é dada pela relação entre o número de espiras dos enrolamentos do secundário ( $N_s$ ) e o do primário ( $N_p$ ) do transformador, como mostra a Equação 3.1.3.

$$n = \frac{N_s}{N_p} \quad (3.1.3)$$

A seguir, serão apresentadas algumas das topologias básicas de conversores CC-CC de acordo com Mello (1996), Martins e Barbi (2011a), Barbi (2014) e Kamil (2007).

### 3.1.1 Conversor *Buck*

A topologia do conversor *Buck*, também conhecido como conversor CC-CC abaixador de tensão, é mostrada na Figura 1.

No modo de condução contínua (MCC), este conversor funciona em duas etapas:

1. Chave  $S$  fechada ( $0 < t \leq t_c$ ): a corrente flui da fonte

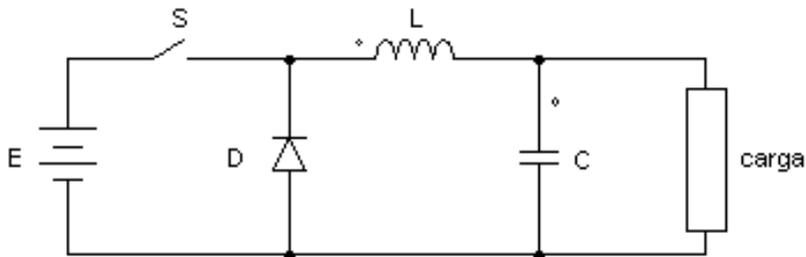


Figura 1 – Conversor CC-CC não isolado abaixador de tensão (*Buck*).

$E$  para a carga através de  $S$ . Nesta etapa o capacitor  $C$  e o indutor  $L$  são carregados.

2. Chave  $S$  aberta ( $t_c < t \leq T$ ): a fonte  $E$  é isolada e a corrente da carga passa a fluir pelo diodo  $D$ . A carga é alimentada pelo indutor  $L$  e o capacitor  $C$ .

O ganho estático do conversor *Buck* é dado pela Equação 3.1.4.

$$G_{buck} = D \quad (3.1.4)$$

Sendo assim, teoricamente este conversor possibilita tensões na saída desde zero ( $D = 0$ ) até um valor igual à tensão de entrada ( $D = 1$ ).

### 3.1.2 Conversor *Boost*

O conversor *Boost*, também conhecido como conversor CC-CC elevador de tensão, é mostrado na Figura 2.

Em modo de condução contínua, este conversor também apresenta duas etapas básicas de operação:

1. Chave  $S$  fechada ( $0 < t \leq t_c$ ): a corrente flui da fonte  $E$  para o indutor  $L$ , que por sua vez acumula carga. O

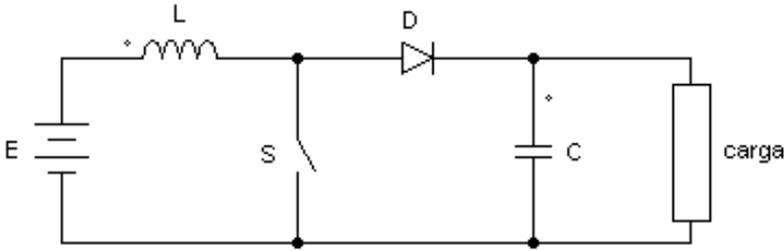


Figura 2 – Conversor CC-CC não isolado elevador de tensão (*Boost*).

capacitor  $C$  fornece energia a carga, que está isolada da fonte  $E$ .

2. Chave  $S$  aberta ( $t_c < t \leq T$ ): a corrente flui da fonte  $E$  para a carga, passando pelo indutor  $L$  e o diodo  $D$ . Nesta etapa também há acumulo de energia no capacitor  $C$ .

O ganho estático do conversor *Boost* é dado pela Equação 3.1.5.

$$G_{boost} = \frac{1}{1 - D} \quad (3.1.5)$$

Sendo assim, teoricamente este conversor possibilita tensões na saída desde um valor igual à tensão de entrada ( $D = 0$ ), até infinito ( $D = 1$ ).

### 3.1.3 Conversor *Buck-Boost*

O conversor *Buck-Boost* é um conversor CC-CC à acumulação de energia indutiva e sua estrutura é mostrada na Figura 3. É importante observar que a tensão de saída deste conversor tem polaridade invertida em relação à tensão de entrada.

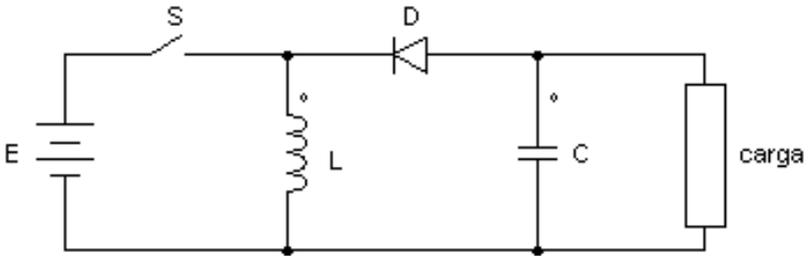


Figura 3 – Conversor CC-CC não isolado à acumulação de energia indutiva (*Buck-Boost*).

As etapas de operação do conversor *Buck-Boost* em modo de condução contínua são mostradas a seguir.

1. Chave  $S$  fechada ( $0 < t \leq t_c$ ): a corrente flui da fonte  $E$  para o indutor  $L$ , que por sua vez acumula carga. Durante esta etapa, o capacitor  $C$  fornece energia a carga e o diodo  $D$  se mantém bloqueado, isolando a carga.
2. Chave  $S$  aberta ( $t_c < t \leq T$ ): a corrente flui do indutor  $L$  para a carga, passando pelo diodo  $D$ . Nesta etapa também há acúmulo de energia no capacitor  $C$ .

Pode-se observar que não há transferência direta de energia da fonte para a carga nesta topologia. O ganho estático do conversor *Buck-Boost* é dado pela Equação 3.1.6.

$$G_{buck-boost} = \frac{D}{1 - D} \quad (3.1.6)$$

Este ganho permite que o conversor tenha característica estática similar ao do conversor *Buck* ( $0 < D \leq 0,5$ ) ou similar à do conversor *Boost* ( $0,5 < D \leq 1$ ), podendo então fornecer tensões maiores ou menores do que a tensão de entrada. Teoricamente, a tensão de saída pode variar desde zero até infinito.

### 3.1.4 Conversor *Flyback*

A topologia do conversor *Flyback* é mostrada na Figura 4.

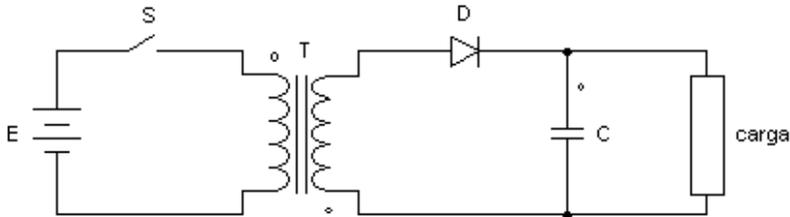


Figura 4 – Conversor CC-CC isolado do tipo *Flyback*.

O conversor *Flyback* nada mais é do que um conversor *Buck-Boost* isolado, cujas etapas de funcionamento em modo de condução contínua (MCC) são apresentadas abaixo:

1. Chave  $S$  fechada ( $0 < t \leq t_c$ ): a corrente flui da fonte  $E$  para o transformador  $T$ , acumulando energia na indutância magnetizante do mesmo. Durante esta etapa, o diodo  $D$  não conduz e o responsável por suprir a demanda da carga é o capacitor de filtragem  $C$ .
2. Chave  $S$  aberta ( $t_c < t \leq T$ ): a corrente da fonte  $E$  cessa e o diodo  $D$  passa a conduzir, transferindo a energia acumulada no transformador  $T$  para a carga e o capacitor de filtragem  $C$ .

A característica de conversão estática deste conversor é idêntica a do conversor *Buck-Boost*, com a adição da relação de transformação do transformador empregado para a isolação galvânica, como mostra a Equação 3.1.7. É importante destacar que neste conversor a razão cíclica é limitada em 0,5, sendo que o valor usualmente utilizado é de 0,45, devido à indutância de magnetização do transformador.

$$G_{flyback} = \frac{nD_{max}}{1 - D_{max}} \quad (3.1.7)$$

A topologia apresenta como principais características as listadas abaixo:

- Baixo custo;
- Múltiplas saídas;
- Grande variação de carga é aceita;
- Isolamento entre entrada e saída;
- Dispensa indutor de filtragem;
- Em modo de condução descontínua, permite o emprego de diodos lentos;
- Resposta rápida;
- Fácil compensação por possuir somente um pólo simples na função de transferência.

Devido a estas características, esta topologia é usualmente empregada em baixas potências (abaixo de 100W).

### 3.1.5 Conversor *Forward*

A topologia básica do conversor *Forward* é mostrada na Figura 5.

O conversor *Forward* é um conversor *Buck* adaptado e isolado, portanto sua característica de ganho estático é muito similar, diferindo somente na adição da razão de transformação à equação, como mostra a Equação 3.1.8. Para o conversor *Forward*, a razão cíclica também é limitada em 0,5 devido a indutância magnetizante do transformador.

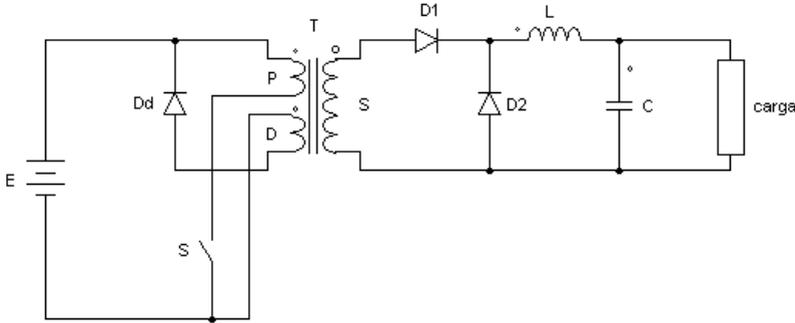


Figura 5 – Conversor CC-CC isolado do tipo *Forward*.

$$G_{forward} = nD \quad (3.1.8)$$

Os enrolamentos do transformador  $T$  estão demarcados como  $P$  (primário),  $S$  (secundário) e  $D$  (desmagnetização). Em modo de condução contínua, as etapas de funcionamento são as seguintes:

1. Chave  $S$  fechada ( $0 < t \leq t_c$ ): os diodos  $D_d$  e  $D_2$  encontram-se bloqueados e  $D_1$  conduz. A corrente do primário é refletida no secundário e chega no filtro de saída  $LC$  e na carga através do diodo  $D_1$ .
2. Chave  $S$  aberta ( $t_c < t \leq T$ ):  $D_1$  é bloqueado e  $D_d$  e  $D_2$  passam a conduzir. A energia é fornecida para a carga através de  $L$  e  $D_2$ . O transformador  $T$  é desmagnetizado pelo enrolamento  $D$  e diodo  $D_d$ .

Este conversor é geralmente empregado em modo de condução contínua para potências até 300W.

### 3.1.6 Conversor CC-CC *Half-Bridge*

O conversor *Half-Bridge*, também conhecido como conversor em meia-ponete, é baseado no conversor *Buck* e sua topologia é mostrada na Figura 6.

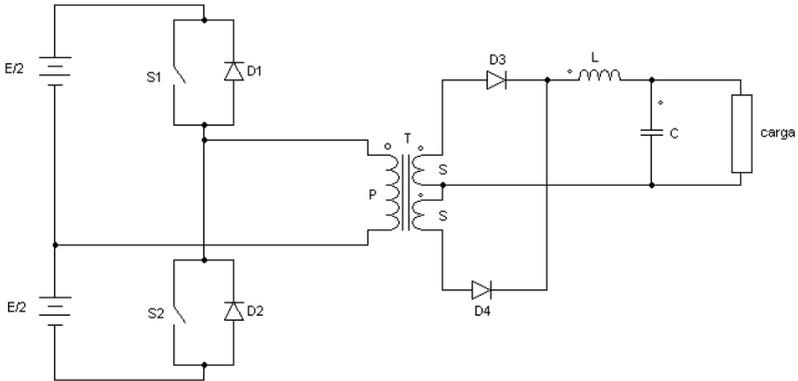


Figura 6 – Conversor CC-CC isolado em meia-ponete.

As etapas de funcionamento deste conversor são três, como descrito a seguir.

1. Na primeira etapa, a chave  $S_1$  está conduzindo e a chave  $S_2$  está aberta. A tensão  $E/2$  é aplicada no primário do transformador  $T$  e uma corrente é induzida no secundário superior deste. A corrente chega ao filtro  $LC$  de saída e à carga através de  $D_1$ , que conduz.  $D_2$  permanece bloqueado.
2. Na segunda etapa, nenhuma das chaves conduz e a corrente flui de ambos os enrolamentos secundários para a carga e o filtro  $LC$  de saída.  $D_1$  e  $D_2$  conduzem.
3. Na terceira etapa, a chave  $S_1$  permanece em aberto enquanto  $S_2$  conduz. A tensão  $E/2$  é novamente aplicada ao enrolamento primário do transformador  $T$ , porém

com polaridade reversa. O diodo  $D_2$  conduz a corrente do secundário inferior para a carga e o filtro de saída.

O ganho estático do conversor *Half-Bridge* é dado pela Equação 3.1.9.

$$G_{half-bridge} = nD \quad (3.1.9)$$

Esta topologia geralmente é empregada em potências entre 200W e 500W. Existe a necessidade da utilização de uma fonte de tensão de entrada com ponto médio, ou o uso de capacitores para criar tensões  $E/2$  na entrada. Também é necessário o uso de transformadores com tape central.

Apesar de não ilustrado na Figura 6 por esta apresentar componentes ideais, geralmente é empregado um capacitor em série com o primário do transformador para impedir a circulação de componentes contínuas de corrente no transformador. Esta medida evita a saturação do núcleo que, por sua vez, poderia causar a falha de um ou ambos os interruptores. Esta componente contínua pode aparecer devido às desigualdades dos tempos de comutação dos interruptores.

### 3.1.7 Conversor CC-CC *Full-Bridge*

O conversor *Full-Bridge*, também conhecido como conversor em ponte completa, possui topologia semelhante a do conversor *Half-Bridge*. O emprego de um par extra de interruptores dispensa a necessidade de uma fonte com ponto médio na entrada do conversor. A Figura 7 mostra a topologia do conversor *Full-Bridge*.

As etapas de funcionamento são similares às do conversor *Half-Bridge*, e são apresentadas na sequência.

1. Na primeira etapa de funcionamento, os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  estão conduzindo. A tensão aplicada no pri-

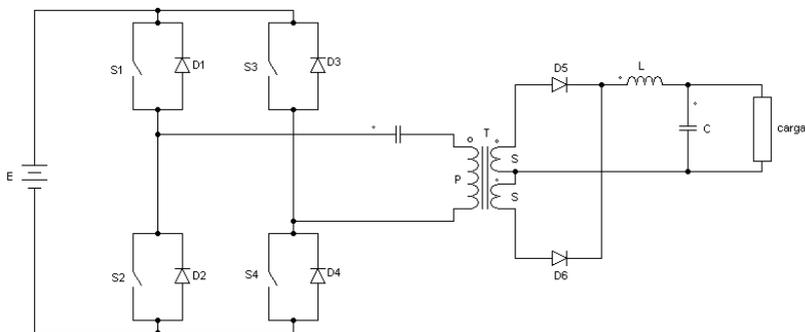


Figura 7 – Conversor CC-CC isolado em ponte completa.

mário do transformador  $T$  é igual a tensão de entrada e o diodo  $D_5$  conduz a corrente para o filtro de saída e a carga.  $D_6$  permanece bloqueado.

2. Na segunda etapa, assim como no conversor *Half-Bridge*, nenhum dos interruptores conduz. Ambos os diodos  $D_5$  e  $D_6$  conduzem corrente à saída.
3. Na terceira etapa, as chaves  $S_2$  e  $S_3$  conduzem enquanto  $S_1$  e  $S_4$  permanecem abertas. O diodo  $D_5$  é bloqueado e o diodo  $D_6$  conduz a corrente à saída. Nesta etapa a tensão aplicada no primário do transformador tem polaridade inversa a da primeira etapa.

Observa-se que as chaves pertencentes ao mesmo braço ( $S_1$  e  $S_4$ ,  $S_2$  e  $S_3$ ) nunca conduzem ao mesmo tempo. Tal evento causaria um curto-circuito da tensão de entrada. Para evitar este acontecimento, deve-se utilizar circuitos de comando altamente confiáveis e com tempo morto entre as comutações.

O ganho estático do conversor *Full-Bridge* é dado pela Equação 3.1.10.

$$G_{full-bridge} = 2nD \quad (3.1.10)$$

Assim como no conversor *Half-Bridge*, no conversor *Full-Bridge* é usual adicionar um capacitor em série com o primário do transformador pelas mesmas razões anteriormente citadas na Seção 3.1.6.

Esta topologia, submete as chaves a um esforço menor em tensão e corrente quando comparada com as topologias *Push-Pull* e *Half-Bridge*, portanto é recomendada para altas potências (acima de 1000 W).

### 3.1.8 Conversor CC-CC *Push-Pull*

O conversor *Push-Pull* também é baseado no conversor *Buck* e sua topologia é apresentada na Figura 8.

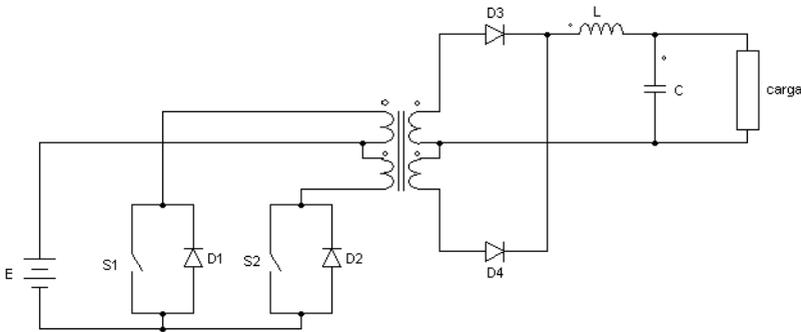


Figura 8 – Conversor CC-CC isolado do tipo *Push-Pull*.

As etapas de operação deste conversor são as seguintes:

1. Inicialmente, a chave  $S_2$  é fechada. O diodo  $D_3$  conduz e  $D_4$  se mantém bloqueado. A corrente do indutor de filtragem  $L$  é então conduzida pelo diodo  $D_3$ .
2. Na segunda etapa, ambos os interruptores se mantêm bloqueados. A corrente do indutor de filtragem  $L$  é conduzida pelos diodos  $D_3$  e  $D_4$ .

3. Na última etapa de operação, o interruptor  $S_1$  é mantido fechado. O diodo  $D_3$  é inversamente polarizado e se mantém bloqueado e  $D_4$  assume a corrente do indutor de filtragem  $L$ .

O ganho estático do conversor *Push-Pull* é dado pela Equação 3.1.11.

$$G_{push-pull} = 2nD \quad (3.1.11)$$

Esta topologia propicia um mau aproveitamento do núcleo do transformador e por esta razão é destinada a baixas potências. A topologia também dificulta o emprego de técnicas para evitar a saturação do núcleo devido à desigualdade entre os tempos de comutação dos interruptores. Esta estrutura também é mais comumente empregada para baixas tensões, pois submete os interruptores a tensões mais elevadas.

## 3.2 CONVERSORES CC-CA

Agora serão apresentadas as topologias básicas de conversores CC-CA que podem ser utilizadas na segunda etapa de conversão de um inversor FV de dois estágios. Estas topologias são muito similares às topologias de conversores CC-CC, as diferenças principais estão no acionamento das chaves e no filtro de saída dos conversores.

### 3.2.1 Conversor CC-CA *Half-Bridge*

A topologia do conversor CC-CA do tipo *Half-Bridge*, ou meia ponte, é mostrada na Figura 9.

Assim como para o conversor CC-CC *Half-Bridge*, esta topologia requer uma fonte com ponto médio, um problema

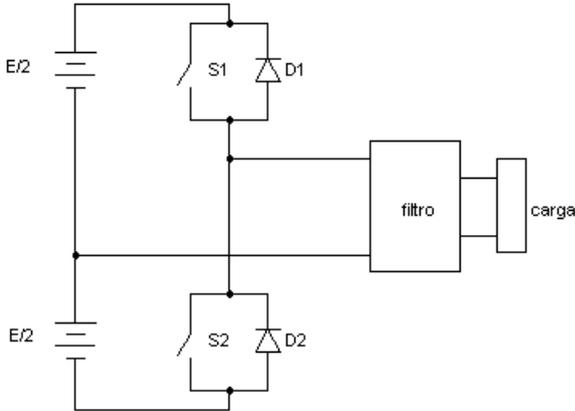


Figura 9 – Conversor CC-CA em meia-ponte.

que pode ser contornado com um divisor capacitivo em paralelo com a fonte de entrada. Esta estrutura é indicada para níveis de potência mais baixos, pois a tensão na carga é menor do que a de outras, significando uma corrente mais elevada (MARTINS; BARBI, 2011b). Por utilizar menos componentes e ser mais simples, geralmente esta topologia é a opção mais barata em relação as outras topologias usuais.

As etapas de operação deste conversor são as seguintes:

1. Chave  $S_1$  conduzindo e  $S_2$  bloqueada.
2. Chaves  $S_1$  e  $S_2$  bloqueadas,  $D_2$  conduzindo (etapa de roda livre).
3. Chave  $S_2$  conduzindo e  $S_1$  bloqueada.
4. Chaves  $S_1$  e  $S_2$  bloqueadas,  $D_1$  conduzindo (etapa de roda livre).

### 3.2.2 Conversor CC-CA *Full-Bridge*

A topologia do conversor CC-CA do tipo *Full-Bridge*, ou ponte completa, é mostrada na Figura 10.

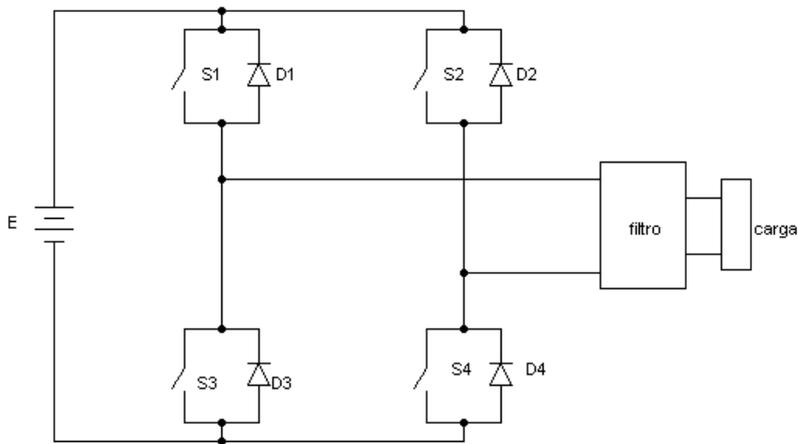


Figura 10 – Conversor CC-CA em ponte completa.

As etapas de operação deste conversor são as seguintes:

1. Chaves  $S_1$  e  $S_4$  conduzindo e  $S_2$  e  $S_3$  bloqueadas.
2. Chaves  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  bloqueadas,  $D_2$  e  $D_3$  conduzindo (etapa de roda livre).
3. Chaves  $S_2$  e  $S_3$  conduzindo e  $S_1$  e  $S_4$  bloqueadas.
4. Chaves  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  bloqueadas,  $D_1$  e  $D_4$  conduzindo (etapa de roda livre).

O grande número de chaves estáticas desta topologia, faz com que o seu custo seja mais elevado do que as outras topologias usuais que estão sendo apresentadas neste trabalho. Porém, por demandar menores esforços das chaves, esta topologia é indicada para potências mais elevadas (MARTINS; BARBI, 2011b).

### 3.2.3 Conversor CC-CA *Push-Pull*

A topologia do conversor CC-CA do tipo *Push-Pull* é mostrada na Figura 11.

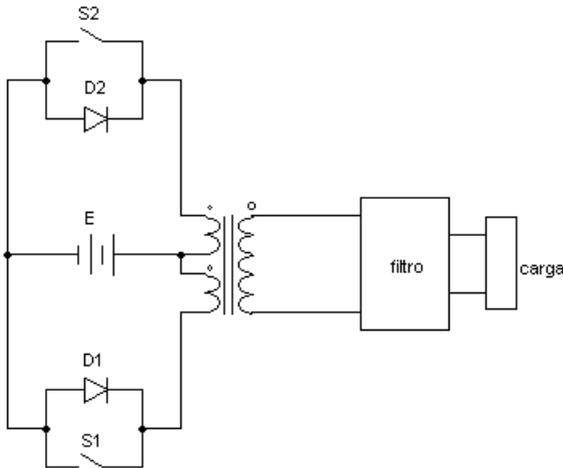


Figura 11 – Conversor CC-CA do tipo *Push-Pull*.

Esta topologia apresenta como vantagens o fato de apresentar somente duas chaves e de a fonte de alimentação e as chaves estarem na mesma referência, o que facilita a implementação do comando das chaves (MARTINS; BARBI, 2011b).

O conversor CC-CA *Push-Pull* é mais indicado para baixas tensões, pois apresenta tensão reversa duas vezes maior do que a tensão de entrada em suas chaves. Outra desvantagem é a dificuldade na utilização de técnicas para evitar a saturação do núcleo do transformador, assim como mencionado anteriormente para a o análogo conversor CC-CC (MARTINS; BARBI, 2011b). A adição de um transformador também aumenta o volume e o peso do conversor, além de diminuir o seu rendimento, por estas razões esta topologia é comumente utilizada somente quando é necessário o isola-

mento galvânico.

As etapas de operação deste conversor são as seguintes:

1. Chave  $S_1$  conduzindo e  $S_2$  bloqueada.
2. Chaves  $S_1$  e  $S_2$  bloqueadas,  $D_2$  conduzindo (etapa de roda livre).
3. Chave  $S_2$  conduzindo e  $S_1$  bloqueada.
4. Chaves  $S_1$  e  $S_2$  bloqueadas,  $D_1$  conduzindo (etapa de roda livre).

### 3.3 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO

A principal estratégia de modulação utilizada em conversores é a modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*). Ela consiste em variar a largura dos pulsos de acionamento das chaves (razão cíclica) de acordo com o desejado.

Analogicamente, esta modulação é obtida através da comparação entre um onda moduladora (que contém a informação, o sinal de controle) e uma onda portadora (geralmente uma onda triangular ou dente de serra com a frequência de chaveamento desejada), o que resulta em uma onda quadrada com razão cíclica  $D$ , como mostra a Figura 12.

No acionamento de conversores CC-CC, a portadora é usualmente o próprio sinal do controlador, sendo assim este pode variar de maneira a ajustar a razão cíclica do conversor e obter os resultados desejados. No caso de conversores CC-CA o sinal de controle deve ainda ser multiplicado por um sinal na frequência do sinal de saída do conversor. O mais comum é multiplicar o sinal de controle por uma senoide, o que faz com que a amplitude dos pulsos varie senoidalmente, tal técnica se chama modulação PWM senoidal.

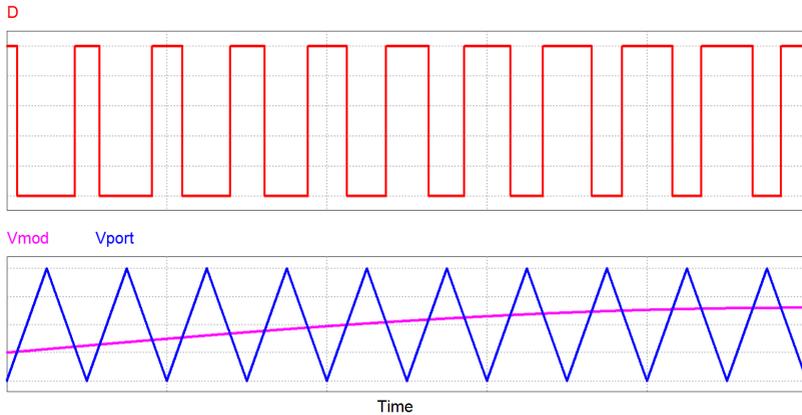


Figura 12 – Exemplo de modulação por largura de pulso com moduladora triangular.

No caso de inversores com dois pares de chaves, como o ponte completa, ainda pode-se utilizar modulação por largura de pulsos de dois ou três níveis, sendo que inversores como o meia-ponte ficam limitados somente a dois níveis. Os nomes dois e três níveis vêm da característica do sinal de saída do inversor. No caso da modulação PWM dois níveis, o sinal de saída varia somente entre  $+V$  e  $-V$ , enquanto na modulação PWM três níveis o sinal varia entre  $+V$ ,  $0$  e  $-V$ .

A modulação PWM dois níveis é obtida acionando-se um par de chaves de cada vez (ou, no caso do meia-ponte, uma chave de cada vez), sendo que os sinais de acionamento dos pares de chaves são complementares. A Figura 14 mostra um exemplo de modulação PWM dois níveis senoidal com portadora triangular. Em vermelho é apresentado o sinal de saída do inversor ( $V_o$ ), observa-se que o mesmo possui somente dois níveis. Abaixo, tem-se o sinal da portadora e da moduladora.

A transformada de Fourier deste sinal de saída possui uma componente predominante na frequência da moduladora e outra componente de amplitude significativa na frequência da portadora.

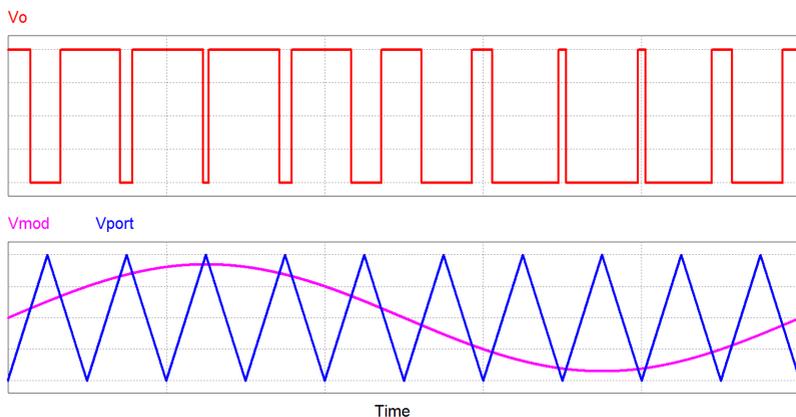


Figura 13 – Exemplo de modulação PWM senoidal dois níveis.

A modulação PWM três níveis é semelhante à modulação dois níveis, entretanto, essa modulação realiza o acionamento das chaves diagonalmente opostas com uma defasagem de  $180^\circ$ . A Figura 12 mostra um exemplo de modulação PWM três níveis. A tensão de saída ( $V_o$ ) é mostrada em vermelho, pode-se observar claramente como ela varia entre os três níveis descritos anteriormente:  $+V$ ,  $0$  e  $-V$ . No gráfico de baixo também estão sendo mostradas a moduladora senoidal e as duas moduladoras defasadas de  $180^\circ$  utilizadas.

A transformada de Fourier do sinal de saída de um inversor com modulação PWM três níveis possui também uma componente predominante na frequência da moduladora. Porém, a primeira harmônica surge apenas no dobro da frequência da portadora. Esta característica permite o uso de filtros com frequências de corte mais elevadas, facilitando assim sua implementação e diminuindo o seu volume e peso.

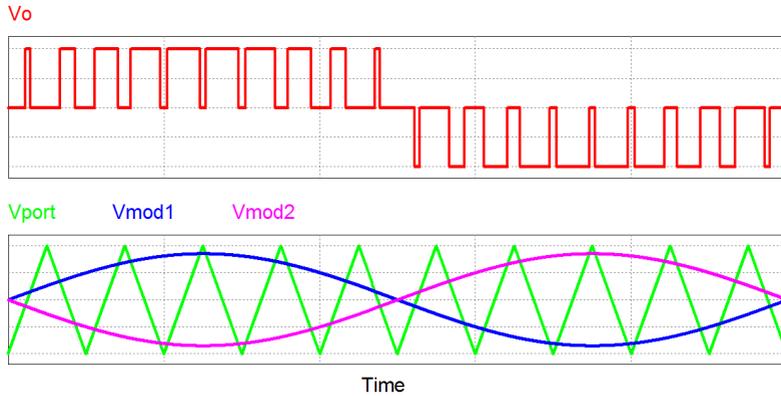


Figura 14 – Exemplo de modulação PWM senoidal três níveis.

## 3.4 CONTROLADORES

Controladores têm três objetivos básicos: estabilizar o sistema, tornar a resposta transitória aceitável dentro do projetado e fazer com que o erro em regime permanente atenda às especificações de projeto. Embora existam diversas estruturas de controle, em geral os controladores são escolhidos dentre alguns tipos básicos de estrutura. Esta seção tem como objetivo apresentar estas estruturas básicas de controladores e também suas principais características de acordo com S. e Silva (2016), Ogata (2010) Erickson e Maksimovic (2001).

### 3.4.1 Controlador Proporcional

O controlador proporcional (P) é o controlador mais simples que será apresentado. Ele consiste em apenas um ganho e por esta razão é extremamente limitado. Sua função de transferência é apresentada abaixo.

$$C_P(s) = K \quad (3.4.1)$$

Por si só este controlador não é muito empregado, devido à sua alta limitação, porém é comum utilizá-lo em conjunto com outros tipos de estruturas, como as apresentadas na sequência.

### 3.4.2 Controlador PD

Um controlador puramente derivativo possui resposta proporcional à derivada do erro, ou seja, exibe uma resposta antecipatória. Isto indica que este tipo de controlador é adequado para melhorar o comportamento transitório de um sistema e torná-lo mais rápido. Todavia, no caso em que o sinal de erro é constante, a saída do controlador é zero. Por esta razão, controladores puramente derivativos não são comumente utilizados. Em geral, utiliza-se o controlador derivativo em conjunto com um controlador proporcional, resultando no controlador proporcional-derivativo (PD), cuja função de transferência apresentada abaixo. A Figura 15 mostra os diagramas de Bode para este controlador.

$$C_{PD}(s) = K(s + \tau_D) \quad (3.4.2)$$

Observa-se que esta estrutura apresenta um zero em  $-1/\tau_D$ . O ganho do controlador é constante até a frequência do zero, quando passa a aumentar 20dB/dec. Na prática é comum limitar o ganho deste controlador para altas frequências com a adição de um polo, como é o caso na Figura 15. A fase inicial deste controlador é zero e apresenta um aumento de  $90^\circ$  entre uma década antes da frequência do zero e uma década depois.

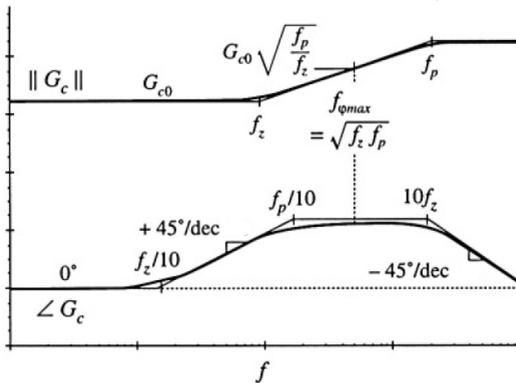


Figura 15 – Diagramas de Bode para o controlador do tipo PD adicionado de um polo. Adaptado: Erickson e Maksimovic (2001).

### 3.4.3 Controlador PI

Este controlador permite obter erro nulo ao degrau a partir da integração. Assim como no caso do controlador derivativo puro, o controlador integral não é comumente utilizado isoladamente, pois tende a piorar a estabilidade do sistema. Por esta razão, é comumente utilizado em conjunto com o controle proporcional. O resultado de tal combinação é a função de transferência apresentada abaixo. A Figura 16 mostra os diagramas de Bode para este tipo de controlador.

$$C_{PI}(s) = K \left( 1 + \frac{1}{s\tau_I} \right) \quad (3.4.3)$$

O controlador proporcional-integral (PI) possui um polo fixo na origem e um zero em  $-1/\tau_I$ . Sua resposta em frequência consiste em um ganho com declínio de -20dB/dec até a frequência do zero, a partir da qual o ganho passa a ser constante. Sua fase começa em -90° e transaciona para nula entre uma década antes e depois da frequência do zero.

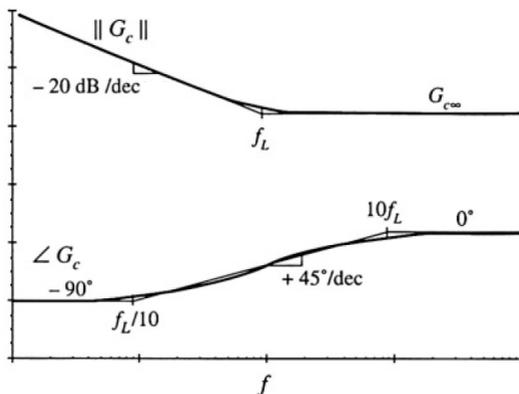


Figura 16 – Diagramas de Bode para o controlador do tipo PI. Adaptado: Erickson e Maksimovic (2001).

### 3.4.4 Controlador PID

O controlador proporcional-integral-derivativo (PID) é a soma de três termos: um termo proporcional ao erro, um termo proporcional à integral do erro e um termo proporcional à derivada do erro. Por ser um pouco mais complexo e possuir mais variáveis, e portanto maior grau de ajuste, este controlador é muito utilizado na indústria.

O controlador PID combina as características de um controlador PI com as de um PD. A ação integral do controlador PI garante o erro nulo em regime permanente, enquanto seu efeito desestabilizador é contrabalanceado pela ação derivativa que tende a incrementar a estabilidade relativa do sistema. A ação derivativa também torna a resposta do sistema mais rápida, devido à sua característica antecipatória.

Existem duas estruturas mais comuns deste controlador, as funções de transferência delas são apresentada a seguir.

$$C_{PID1}(s) = K \left( 1 + \frac{1}{s\tau_I} + s\tau_D \right) \quad (3.4.4)$$

$$C_{PID2}(s) = K \left( 1 + \frac{1}{s\tau_I} \right) (1 + s\tau_D) \quad (3.4.5)$$

A Figura 17 mostra os diagramas de Bode para este tipo de controlador.

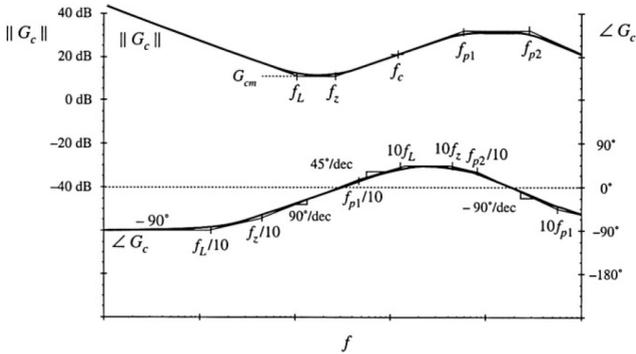


Figura 17 – Diagramas de Bode para o controlador do tipo PID. Adaptado: Erickson e Maksimovic (2001).

### 3.5 TOPOLOGIA PROPOSTA

A topologia proposta no presente trabalho é composta de dois estágios: um estágio de conversão CC-CC e um estágio de conversão CC-CA. O estágio de conversão CC-CC tem como objetivo aumentar a tensão do módulo FV, possibilitando a conexão com a rede elétrica ao final do próximo estágio (RODRIGUEZ; BALDA, 2013) e será feito por dois conversores *Forward* (Seção 3.1.5) em *interleaving*.

A tecnologia do módulo FV selecionado (p-Si) não requer que um de seus polos seja aterrado, como é o caso para algumas tecnologias de filmes finos, portanto não existia a necessidade eminente de isolamento galvânica do microinversor. Porém, por se tratar de somente um módulo FV, a tensão de entrada é muito baixa, necessitando ser elevada consideravelmente. A maneira mais fácil de se fazer esta elevação de tensão é pelo uso de transformadores, por esta razão o conversor *Forward* foi escolhido como base para este estágio.

O estágio CC-CA tem como objetivo converter a energia em CA com frequência da rede elétrica brasileira e será feito por um conversor *Half-Bridge* (Seção 3.2.1). Os dois estágios são acoplados através de dois barramentos CC, como mostra a Figura 18. A estratégia de modulação a ser empregada em ambos os estágios é modulação de largura de pulso (PWM). A estratégia de controle adotada também pode ser observada na Figura 18. O funcionamento desta topologia será detalhado nas subseções seguintes.

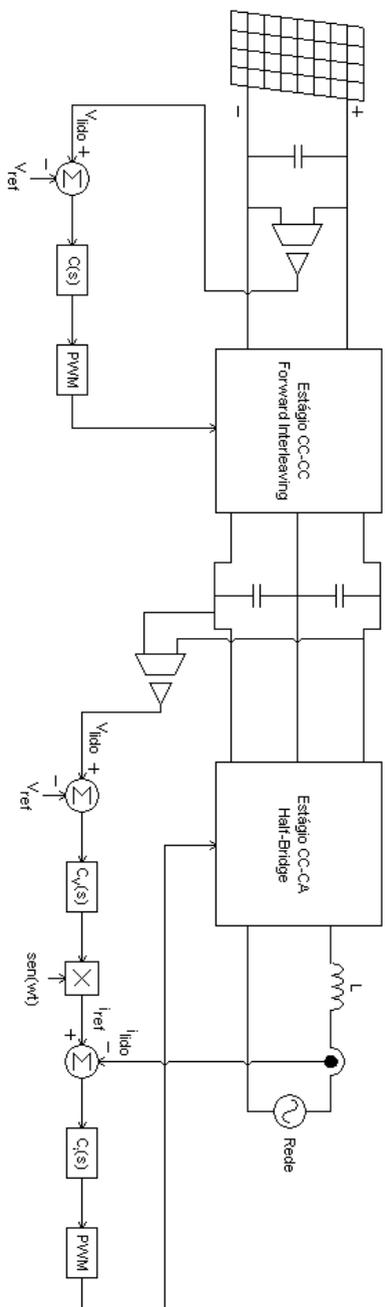


Figura 18 – Esquemático completo da topologia proposta.

### 3.5.1 Estágio CC-CC

Como já mencionado, o proposto é que este estágio de potência seja executado por dois conversores *Forward* em *interleaving* com entrada em paralelo saída em série, como mostra a Figura 19.

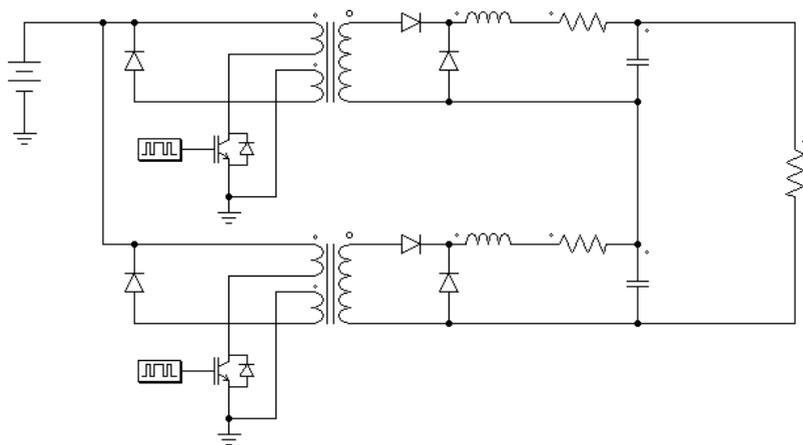


Figura 19 – Esquemático do estágio CC-CC da topologia proposta.

O funcionamento individual de cada conversor *Forward* é o mesmo explicado na Seção 3.1.5. O grande diferencial está no uso da técnica de *interleaving* que intercala os períodos de condução de cada célula, ou seja, há uma defasagem de  $180^\circ$  entre os sinais de comando das chaves.

Esta técnica traz diversas vantagens ao conversor, a primeira delas é tornar a corrente de entrada menos descontínua (O'LOUGHLIN, 2005; HABUMUGISHA; CHOWDHURY; CHOWDHURY, 2013; SHAFFER, 2005), como mostra a Figura 20. Na imagem está sendo simulado estágio CC-CC da topologia proposta com uma razão cíclica de 50%, a fim de mostrar o efeito do *interleaving* na corrente de entrada do conversor. Pode-se observar que as correntes de entrada de

cada célula ( $I_{in1}$  e  $I_{in2}$ ) são bem descontínuas, enquanto a soma delas ( $I_{in}$ ) é um sinal quase contínuo. Esta característica permite a redução a capacitância necessária na entrada do conversor. Como mencionado na Seção 3.1.5, na prática as razões cíclicas de geralmente são limitadas em 45% para garantir a desmagnetização por completo dos transformadores.

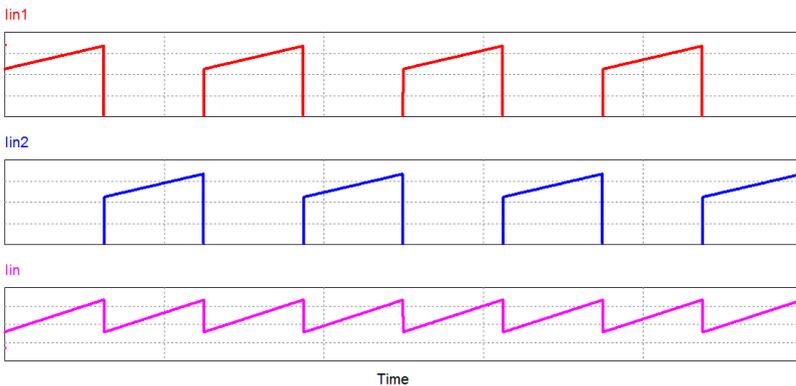


Figura 20 – Exemplo para demonstrar o efeito do *interleaving* na corrente de entrada do estágio CC-CC da topologia proposta ( $D = 0,5$ ).

A segunda vantagem adicionada à topologia pelo uso da técnica de *interleaving* é o cancelamento do *ripple* na corrente de saída do conversor (O'LOUGHLIN, 2005; HABUMUGISHA; CHOWDHURY; CHOWDHURY, 2013; SHAFFER, 2005), como mostra a Figura 21. Assim como na Figura 20, aqui foi simulada a topologia proposta com uma razão cíclica de 50%, somente a título de ilustração. As correntes  $I_{o1}$  e  $I_{o2}$  representam as correntes de saída de cada célula individual, enquanto a corrente  $I_o$  representa a corrente de saída do conversor como um todo.

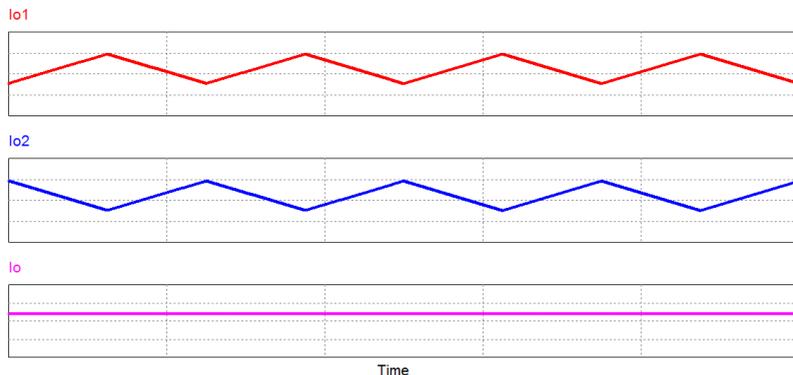


Figura 21 – Exemplo para demonstrar o efeito do *interleaving* na corrente de saída do estágio CC-CC da topologia proposta ( $D = 0,5$ ).

### 3.5.2 Estágio CC-CA

O estágio CC-CA será executado por um conversor *Half-Bridge* convencional, com funcionamento já descrito na Seção 3.1.6 e topologia apresentada na Figura 9. Tanto o conversor CC-CC, quanto o conversor CC-CA, possui divisor capacitivo, na saída e entrada, respectivamente, de modo que sua interconexão pode ser feita diretamente.

### 3.5.3 Controle

Como pode ser visto na Figura 18, um controlador será empregado no estágio de conversão CC-CC, de modo a controlar a tensão do módulo FV, enquanto dois controladores em cascata serão utilizados no estágio de conversão CC-CA: um para o controle da tensão do barramento CC e outro para o controle da corrente de saída. A modulação para ambos os estágios será PWM simples. Mais detalhes de como esta estratégia funciona e sua aplicação serão apresentados na Seção 4.4.



## 4 METODOLOGIA

### 4.1 ESCOLHA DO MÓDULO FOTOVOLTAICO

O módulo fotovoltaico para o qual o microinversor será projetado foi escolhido devido a sua disponibilidade no laboratório Fotovoltaica-UFSC, o que virá a ser útil no caso de uma posterior montagem de protótipo e testes do microinversor aqui proposto.

Outra importante característica do módulo selecionado é a sua tecnologia, silício policristalino (p-Si), tecnologia que vem apresentando a maior produção no mercado mundial de módulos fotovoltaicos, chegando a  $57,5\text{GW}_p$  manufaturados em 2016 (Fraunhofer Institute for Solar Energy Systems, 2017). O gráfico da Figura 22, mostra a percentagem da produção global anual das principais tecnologias FV: filmes finos, silício policristalino (p-Si) e silício monocristalino (m-Si), desde o ano de 1980. Observa-se que os módulos de silício policristalino têm dominado o mercado nas últimas décadas.

O módulo fotovoltaico selecionado é do fabricante Yingli Solar, composto por 60 células de silício policristalino (p-Si) e com potência nominal de  $255\text{W}_p$  (YL255P-29b).

A Tabela 1 mostra as características elétricas do módulo em condições padrões de teste (STC, do inglês *Standard Test Conditions*). Estas condições padrões de teste consistem em uma irradiância incidente no plano do módulo de  $1000\text{W}/\text{m}^2$  com distribuição espectral AM1.5G e temperatura de junção da célula de  $25^\circ\text{C}$ , de acordo com a norma EN 60904-3.

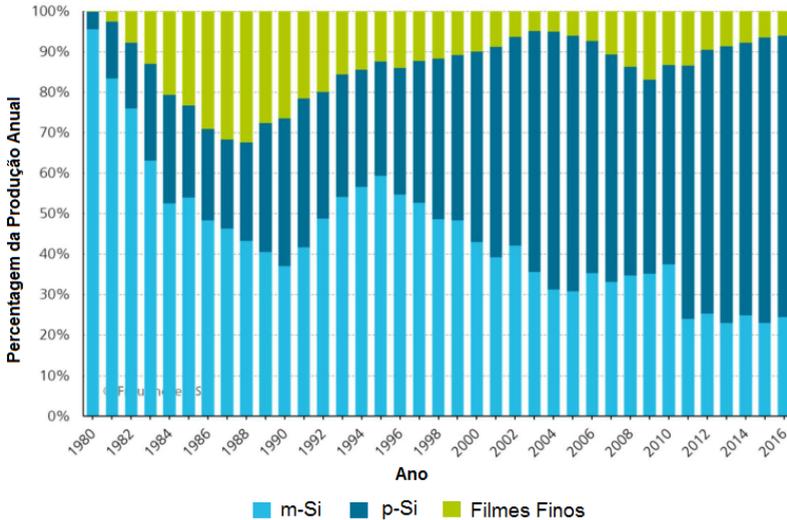


Figura 22 – Proporção da produção global anual de módulos FV por tecnologia Adaptado: Fraunhofer Institute for Solar Energy Systems (2017).

Tabela 1 – Parâmetros elétricos do módulo FV YL255P-29b em STC.

Parâmetro	Símbolo	Valor
<i>Potência Nominal</i>	$P_{mpp}$	255W
<i>Tolerância</i>	$\Delta P_{mpp}$	0/+5 W
<i>Eficiência do Módulo</i>	$\eta_m$	15,7%
<i>Tensão em <math>P_{mpp}</math></i>	$V_{mpp}$	30,0V
<i>Corrente em <math>P_{mpp}</math></i>	$I_{mpp}$	8,49A
<i>Tensão de Circuito Aberto</i>	$V_{oc}$	37,7V
<i>Corrente de Curto Circuito</i>	$I_{sc}$	9,01A

A característica de tensão e corrente de um módulo fotovoltaico é dada pela curva IV do mesmo. Esta curva varia de acordo com as condições climáticas, especialmente com o nível de irradiância e com a temperatura do módulo.

Portanto, é de se esperar que o módulo fotovoltaico tenha, em campo, um comportamento elétrico bem dife-

rente do apresentado para as condições padrões de teste. Por esta razão, os *datasheets* destes produtos geralmente acompanham uma segunda tabela, que mostra os mesmos parâmetros elétricos para as condições normais de operação (NOCT). Estas condições consistem em uma irradiância no plano do módulo de  $800\text{W}/\text{m}^2$ , temperatura ambiente de  $20^\circ\text{C}$  e velocidade do vento de  $1/\text{ms}$ . A Tabela 2 mostra os parâmetros elétricos do módulo selecionado para NOCT.

Tabela 2 – Parâmetros elétricos do módulo FV YL255P-29b em NOCT.

<b>Parâmetro</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Valor</b>
<i>Potência Nominal</i>	$P_{\text{mpp}}$	186W
<i>Tensão em <math>P_{\text{mpp}}</math></i>	$V_{\text{mpp}}$	27,4V
<i>Corrente em <math>P_{\text{mpp}}</math></i>	$I_{\text{mpp}}$	6,79A
<i>Tensão de Circuito Aberto</i>	$V_{\text{oc}}$	34,8V
<i>Corrente de Curto Circuito</i>	$I_{\text{sc}}$	7,28A

Para este projeto, foram consideradas as características elétricas do módulo em STC, operando em seu ponto de máxima potência.

## 4.2 ANÁLISE DA ETAPA DE POTÊNCIA

O primeiro passo do presente projeto foi a análise e equacionamento da etapa de potência da topologia proposta. Para tal, separou-se o conversor em seus dois estágios (conversão CC-CC e conversão CC-CA) e nos filtros de entrada e saída, com o intuito de simplificar a análise.

### 4.2.1 Estágio CC-CC

Como já mostrado na Seção 3.5, este estágio será executado por dois conversores *Forward* em *interleaving*. Inici-

almente, considera-se a célula base deste estágio, o conversor *Forward* convencional, mostrado na Figura 23.

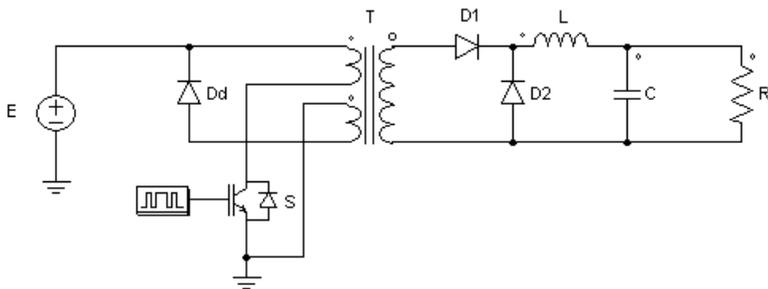


Figura 23 – Conversor *Forward* tradicional.

No caso da topologia proposta, em que se tem dois conversores *Forward* com entrada em paralelo e saída em série, o dimensionamento da maior parte dos componentes seguirá estritamente o mesmo equacionamento que será apresentado para o conversor *Forward* individual: chaves, transformadores e indutores de filtragem.

Deve-se atentar para o fato de que a potência processada por cada célula *Forward* será metade da potência total de entrada (potência de pico do módulo FV). Uma grande diferença também estará no dimensionamento dos capacitores que serão empregados tanto no filtro de entrada, como no de saída, pelas razões já apresentadas na Seção 3.5. As subseções seguintes tratam da análise e dimensionamento de todos estes componentes do estágio de conversão CC-CC.

#### 4.2.1.1 Ganho Estático

A primeira etapa de funcionamento do conversor *Forward* em MCC, como já explicado na Seção 3.1.5, consiste na chave *S* conduzindo. Isto resulta em uma tensão no primário ( $V_p$ ) idêntica à tensão de entrada ( $E$ ), como mostra a Equação 4.2.1.

$$V_p = E \quad (4.2.1)$$

Sendo a razão de transformação ( $n$ ) de acordo com a Equação 3.1.3, pode-se inferir que a tensão no secundário do transformador ( $V_s$ ) seja a mostrada na Equação 4.2.2.

$$V_s = nV_p \quad (4.2.2)$$

Sendo assim, durante esta etapa o diodo  $D_1$  estará diretamente polarizado e o diodo  $D_2$  estará bloqueado. A corrente no indutor  $L$  ( $I_L$ ) crescerá linearmente, de acordo com a Equação 4.2.3.

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= V_L \\ L \frac{di_{L1}}{dt} &= V_s - V_o \\ L di_{L1} &= (V_s - V_o) dt \\ \Delta I_{L1} &= \frac{(V_s - V_o) DT}{L} \\ \Delta I_{L1} &= \frac{(nE - V_o) DT}{L} \end{aligned} \quad (4.2.3)$$

Analisando o circuito, é possível observar que a tensão sobre o indutor ( $V_L$ ) durante esta etapa de funcionamento é dada por:

$$V_L = V_s - V_o \quad (4.2.4)$$

Substituindo-se 4.2.4 e 4.2.2 em 4.2.3 e integrando os dois lados, tem-se:

$$\begin{aligned}
L \frac{di_{L1}}{dt} &= V_s - V_o \\
L di_{L1} &= (V_s - V_o) dt \\
\Delta I_{L1} &= \frac{(V_s - V_o) DT}{L} \\
\Delta I_{L1} &= \frac{(nE - V_o) DT}{L}
\end{aligned} \tag{4.2.5}$$

Na segunda etapa de operação, a chave  $S$  está em aberto e a corrente no indutor  $L$  ( $I_L$ ) reduz linearmente, de acordo com a Equação 4.2.6.

$$\begin{aligned}
L \frac{di_{L2}}{dt} &= V_L \\
L \frac{di_{L2}}{dt} &= -V_o \\
L di_{L2} &= -V_o dt \\
\Delta I_{L2} &= \frac{-V_o(1 - D)T}{L}
\end{aligned} \tag{4.2.6}$$

Durante esta etapa, pode-se ver que a tensão sobre o indutor ( $V_L$ ) é dada por:

$$V_L = -V_o \tag{4.2.7}$$

Substituindo 4.2.7 em 4.2.6, tem-se:

$$\begin{aligned}
L \frac{di_{L2}}{dt} &= -V_o \\
L di_{L2} &= -V_o dt \\
\Delta I_{L2} &= \frac{-V_o(1 - D)T}{L}
\end{aligned} \tag{4.2.8}$$

Considerando-se que o conversor opera em regime per-

manente, a soma das variações de corrente no indutor  $L$  em ambos os estágios ( $\Delta I_{L1}$  e  $\Delta I_{L2}$ ) deve ser zero (RECH, 2012), como mostra a Equação 4.2.19.

$$\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2} = 0 \quad (4.2.9)$$

Incluindo as equações 4.2.5 e 4.2.8 em 4.2.19, tem-se a expressão para o ganho estático do conversor mostrada na Equação 4.2.10.

$$\begin{aligned} \frac{(nE - V_o)DT}{L} - \frac{V_o(1 - D)T}{L} &= 0 \\ nED - V_o &= 0 \\ G = \frac{V_o}{E} &= nD \end{aligned} \quad (4.2.10)$$

#### 4.2.1.2 Indutância do Filtro de Saída

A ondulação total de corrente no indutor de filtragem ( $\Delta I_L$ ) pode ser encontrada através dos equacionamentos das correntes máxima ( $I_{max}$ ) e mínima ( $I_{min}$ ) e das Equações 4.2.3 e 4.2.6, como mostram as Equações 4.2.11 e 4.2.12.

$$\begin{aligned} I_{max} &= I_{min} + \Delta I_{L1} \\ I_{max} &= I_{min} + \frac{(nE - V_o)DT}{L} \end{aligned} \quad (4.2.11)$$

$$\begin{aligned} I_{min} &= I_{max} + \Delta I_{L2} \\ I_{min} &= I_{max} - \frac{V_o(1 - D)T}{L} \end{aligned} \quad (4.2.12)$$

A ondulação total de corrente pode então ser encontrada pela Equação 4.2.13.

$$\Delta I_L = I_{max} - I_{min} \quad (4.2.13)$$

Substituindo-se 4.2.11 ou 4.2.12 e a relação conhecida entre o período e a frequência de chaveamento, chega-se à relação entre ondulação de corrente e indutância de saída mostrada na Equação 4.2.14.

$$\Delta I_L = \frac{nE(1-D)D}{Lf_s} \quad (4.2.14)$$

Ou rearranjando os termos, tem-se:

$$L = \frac{nE(1-D)D}{\Delta I_L f_s} \quad (4.2.15)$$

Considerando o balanço das potências de entrada ( $P_{in}$ ) e saída ( $P_o$ ) do conversor e com uma estimativa do rendimento do conversor ( $\eta$ ), tem-se a seguinte relação:

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} \quad (4.2.16)$$

Considerando também a relação entre corrente ( $I_o$ ), tensão ( $V_o$ ) e potência de saída ( $P_o$ ), tem-se também que:

$$P_o = V_o I_o \quad (4.2.17)$$

A corrente média de saída ( $I_o$ ) pode ser encontrada substituindo-se então a Equação 4.2.17 em 4.2.16.

$$I_o = \frac{\eta P_{in}}{V_o} \quad (4.2.18)$$

Para que o conversor opere em MCC, a corrente do indutor de filtragem ( $L$ ) não deve cessar, ou seja, a corrente mínima do mesmo ( $I_{min}$ ) deve ser maior do que zero.

$$I_{min} \geq 0 \quad (4.2.19)$$

Sabe-se também que:

$$I_{min} = I_o - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (4.2.20)$$

Substituindo-se 4.2.14 em 4.2.19, então tem-se:

$$I_{min} = I_o - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (4.2.21)$$

E, finalmente, substituindo-se a Equação 4.2.21 na desigualdade 4.2.19 e rearranjando os termos, chega-se ao valor para a indutância crítica ( $L_{crit}$ ), ou seja, a indutância mínima a ser utilizada para que o conversor opere em MCC.

$$L_{crit} = \frac{nE(1-D)D}{2I_o f_s} \quad (4.2.22)$$

#### 4.2.1.3 Indutância Magnetizante

No caso dos conversores *Forward*, outro fator que deve ser levado em consideração é a indutância magnetizante ( $L_m$ ) do transformador utilizado. Este valor pode ser obtido através de ensaios uma vez que o transformador já foi construído, porém, em fase de projeto, é comum considerar que há um aumento de 20% na corrente do primário ( $I_p$ ) devido à corrente magnetizante ( $I_m$ ) (BARBI, 2014). Este valor é de certa forma conservador, porém é o que será utilizado neste projeto.

A corrente no primário sem a adição da corrente magnetizante ( $I'_p$ ) pode ser calculada através da corrente de entrada ( $I_{in}$ ), como mostra a Equação 4.2.23.

$$I_{in} = DI'_p \quad (4.2.23)$$

A corrente de entrada, por sua vez pode ser obtida através da potência e tensão de entrada ( $P_{in}$  e  $E$ ), como mostra a Equação 4.2.24.

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{E} \quad (4.2.24)$$

Substituindo-se a Equações 4.2.24 na Equação 4.2.23, obtém-se:

$$I'_p = \frac{P_{in}}{DE} \quad (4.2.25)$$

A corrente do primário, levando-se a corrente de magnetização em consideração, é então dada pela Equação 4.2.26.

$$\begin{aligned} I_p &= (1 + 20\%)I'_p \\ I_p &= 1,2 \frac{P_{in}}{DE} \end{aligned} \quad (4.2.26)$$

Para assegurar a desmagnetização por completo do núcleo do transformador, o tempo de desmagnetização ( $t_d$ ) deve ser igual ou menor do que o tempo em que a chave  $S$  se encontra bloqueada ( $t_2$ ) (BARBI, 2014; RECH, 2012), como mostra a Equação 4.2.27.

$$\begin{aligned} t_d &\leq t_2 \\ t_d &\leq (1 - D)T \end{aligned} \quad (4.2.27)$$

Dada esta restrição, deve-se achar o número mínimo de enrolamentos de desmagnetização ( $N_d$ ). No caso crítico em que se tem  $t_d = t_2$ , observa-se que:

$$\begin{aligned} N_p E t_c &= N_d E t_2 \\ \frac{N_p}{N_d} &= \frac{t_2}{t_c} \end{aligned} \quad (4.2.28)$$

Substituindo-se os valores para os intervalos de tempo  $t_c$  e  $t_2$ , tem-se que:

$$\frac{N_p}{N_d} = \frac{(1 - D)T}{DT} \quad (4.2.29)$$

$$\frac{N_p}{N_d} = \frac{1}{D} - 1$$

No caso extremo em que se tem  $D = 0,5$ , deve-se projetar o transformador de modo que  $N_d = N_p$ . Por se tratar do cenário mais crítico, este será o valor adotado neste projeto.

#### 4.2.1.4 Esforços nas Chaves e Diodos

Outras grandezas que devem ser analisadas são os esforços aos quais as chaves e diodos do conversor serão submetidos, para o dimensionamento correto dos mesmos.

Começando pela chave, a corrente máxima na mesma ( $I_{Smax}$ ), pode ser encontrada refletindo-se a corrente de pico de saída ( $I_{omax}$ ) ao primário e considerando o aumento de corrente devido à indutância magnetizante do transformador (20%, definido na Seção 4.2.1.3). Sendo  $n$  de acordo com o apresentado na Equação 3.1.3, tem-se que:

$$I_{Smax} = 1,2nI_{omax} \quad (4.2.30)$$

A corrente de pico de saída ( $I_{omax}$ ) é dada pela corrente média de saída ( $I_o$ ) adicionada de metade do *ripple* de corrente do indutor ( $\Delta I_L$ ), como mostra a Equação 4.2.31.

$$I_{omax} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (4.2.31)$$

Substituindo as Equações 4.2.14, 4.2.18 e 4.2.31 em 4.2.30, tem-se:

$$I_{Smax} = 1,2n \left( \frac{\eta P_{in}}{V_o} \right) + \frac{nE(1 - D)D}{2Lf_s} \quad (4.2.32)$$

A corrente média na chave ( $I_{Smed}$ ) é dada, similarmente, pela Equação 4.2.33.

$$I_{Smed} = 1,2nDI_o \quad (4.2.33)$$

Fazendo as substituições necessárias, tem-se:

$$I_{Smed} = 1,2nD\left(\frac{\eta P_{in}}{V_o}\right) \quad (4.2.34)$$

Seguindo um raciocínio similar e fazendo as mesmas substituições, tem-se que a corrente eficaz na chave ( $I_{Sef}$ ) é dada por:

$$I_{Sef} = 1,2n\sqrt{D}\left(\frac{\eta P_{in}}{V_o}\right) \quad (4.2.35)$$

Já a tensão reversa máxima sobre a chave ( $V_{Smax}$ ) é dada pela Equação 4.2.36.

$$V_{Smax} = E\left(1 + \frac{N_p}{N_d}\right) \quad (4.2.36)$$

$$V_{Smax} = 2E$$

Os esforços nos diodos também devem ser quantificados tanto para o dimensionamento dos diodos, quanto para o posterior cálculo das perdas dos mesmos. O primeiro diodo a ser analisado será o indicado como  $D_1$  na Figura 23. Pode-se, similarmente ao feito para a corrente na chave, calcular as correntes no diodo  $D_1$  pela corrente de saída, uma vez que ele conduz nos mesmos momentos em que a chave conduz ( $DT$ ). Todavia, não há necessidade de adição da corrente magnetizante e nem de se referir a corrente ao primário, uma vez que o diodo já se encontra no mesmo lado do transformador que a corrente de saída.

Os resultados obtidos para as correntes máxima ( $I_{D1max}$ ), média ( $I_{D1med}$ ) e eficaz ( $I_{D1ef}$ ) são dadas pelas Equações 4.2.37, 4.2.38 e 4.2.39, respectivamente.

$$I_{D1max} = \left( \frac{\eta P_{in}}{V_o} \right) + \frac{nE(1-D)D}{2Lf_s} \quad (4.2.37)$$

$$I_{D1med} = D \left( \frac{\eta P_{in}}{V_o} \right) \quad (4.2.38)$$

$$I_{D1ef} = \sqrt{D} \left( \frac{\eta P_{in}}{V_o} \right) \quad (4.2.39)$$

A tensão máxima reversa sobre este diodo ( $V_{D1max}$ ) ocorre quando a chave está aberta e é dada pela tensão de entrada refletida ao secundário, como mostra a Equação 4.2.40.

$$V_{D1max} = nE \quad (4.2.40)$$

Já o diodo indicado como  $D_2$  na Figura 23, conduz nos intervalos de tempo complementares ao diodo  $D_1$  ( $(1-D)T$ ). Sendo assim, uma análise similar pode ser feita para este diodo, atentando somente à diferença no período de condução do mesmo. Os resultados obtidos para as correntes máxima ( $I_{D2max}$ ), média ( $I_{D2med}$ ) e eficaz ( $I_{D2ef}$ ) são dadas pelas Equações 4.2.41, 4.2.42 e 4.2.43, respectivamente. Observa-se que a corrente máxima é a mesma para ambos os diodos, isto ocorre porque a corrente no indutor atinge seu pico no momento em que o diodo  $D_1$  deixa de conduzir e o diodo  $D_2$  entra em condução.

$$I_{D2max} = \left( \frac{\eta P_{in}}{V_o} \right) + \frac{nE(1-D)D}{2Lf_s} \quad (4.2.41)$$

$$I_{D2med} = (1-D) \left( \frac{\eta P_{in}}{V_o} \right) \quad (4.2.42)$$

$$I_{D2ef} = \sqrt{1 - D} \left( \frac{\eta P_{in}}{V_o} \right) \quad (4.2.43)$$

A tensão máxima reversa sobre este segundo diodo ( $V_{D2max}$ ) ocorre quando a chave está conduzindo, e é dada pela mesma expressão, como mostra a Equação 4.2.44.

$$V_{D2max} = nE \quad (4.2.44)$$

Para o diodo de desmagnetização (indicado por  $D_d$  na Figura 23), pode-se repetir a mesma lógica utilizada para as correntes na chave, a diferença está no fato de que este diodo conduz apenas a corrente de magnetização. Seguindo este raciocínio, foram obtidos os resultados para as correntes máxima ( $I_{Ddmax}$ ), média ( $I_{Ddmed}$ ) e eficaz ( $I_{Ddef}$ ) dadas pelas Equações 4.2.45, 4.2.46 e 4.2.47, respectivamente.

$$I_{Ddmax} = 0, 2n \left[ \frac{\eta P_{in}}{V_o} + \frac{E(1 - D)D}{2Lf_s} \right] \quad (4.2.45)$$

$$I_{Ddmed} = 0, 2nD \left( \frac{\eta P_{in}}{V_o} \right) \quad (4.2.46)$$

$$I_{Ddef} = 0, 2n\sqrt{D} \left( \frac{\eta P_{in}}{V_o} \right) \quad (4.2.47)$$

Analisando o circuito da Figura 23 observa-se que a tensão reversa sobre o diodo de desmagnetização ( $V_{Ddmax}$ ) é facilmente obtida diretamente do circuito pela lei das malhas. Considerando o circuito com a chave S conduzindo e enrolamento de desmagnetização idêntico ao do primário, tem-se:

$$V_{Ddmax} = 2E \quad (4.2.48)$$

### 4.2.2 Filtro de Entrada

O filtro de entrada do conversor será composto apenas por um capacitor em paralelo com a fonte (módulo FV). Este filtro dispensa o uso de um indutor, pois o próprio módulo FV já possui característica de fonte de corrente (FREIRE et al., 2016). Para dimensionar o capacitor do filtro de entrada ( $C_{in}$ ), deve-se calcular a corrente eficaz que circulará nele ( $I_{C_{inef}}$ ) e sua capacitância mínima ( $C_{in}$ ), de acordo com o *ripple* de tensão máximo admissível sobre ele ( $\Delta V_{C_{in}}$ ) (VILATHGAMUWA; NAYANASIRI; GAMINI, 2015).

Supondo dois conversores *Forward* em *interleaving* com entrada em paralelo e razão cíclica de aproximadamente 40%, como mostra a Figura 24, tem-se as formas de onda de entrada de cada célula individual mostradas na Figura 25.

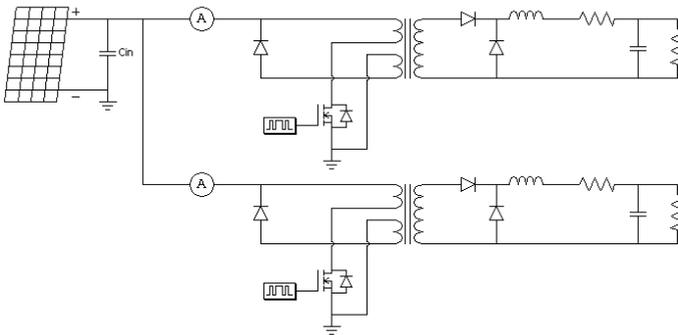


Figura 24 – Conversores *Forward* em *interleaving* com entrada em paralelo.

Considerando indutâncias infinitas nas saídas dos conversores, e portanto correntes constantes, pode-se eliminar as rampas de corrente observadas na Figura 25 e a forma de onda da corrente total de entrada seria a mostrada na Figura 26.

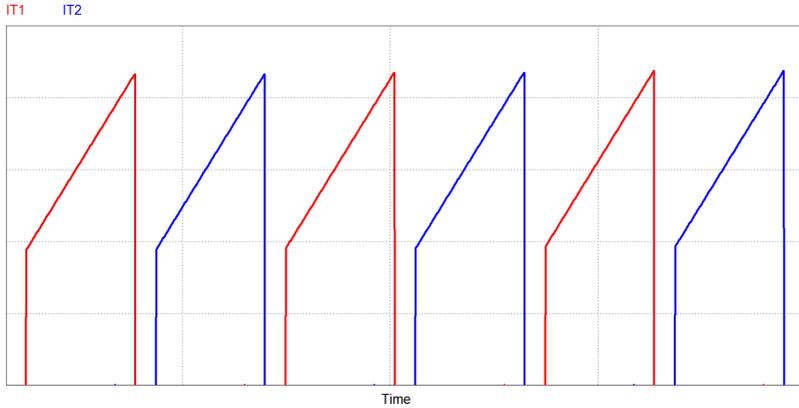


Figura 25 – Correntes de entrada dos conversores *Forward* em *interleaving* com entrada em paralelo.

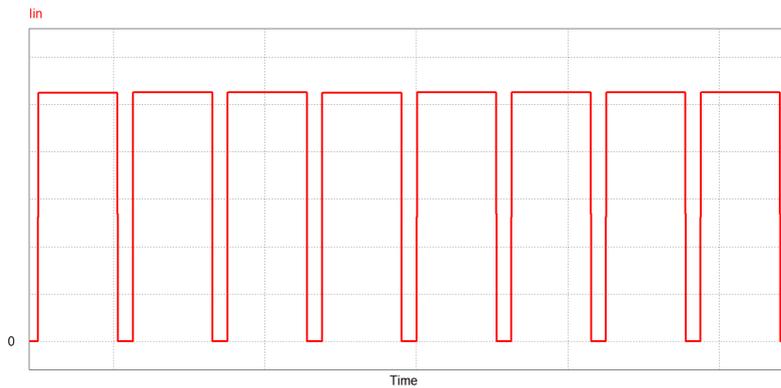


Figura 26 – Corrente de entrada dos conversores *Forward* em *interleaving* com entrada em paralelo, considerando-se correntes constantes nas saídas.

Tendo em vista que desta corrente de entrada a porção CA deverá ser filtrada pelo capacitor de entrada ( $C_{in}$ ) – de modo que a corrente circulando pelo módulo FV seja o mais contínua possível – pode-se assumir que a corrente do capacitor terá forma de onda de acordo com o mostrado na Figura 27.

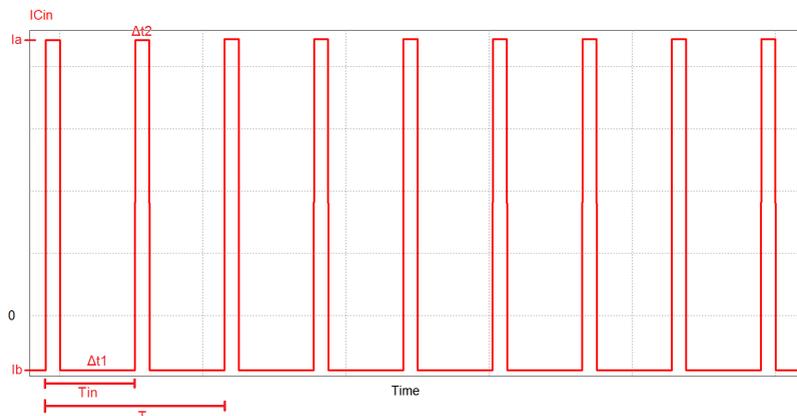


Figura 27 – Corrente do capacitor de entrada dos conversores *Forward* em *interleaving* com entrada em paralelo, considerando-se correntes constantes nas saídas.

A frequência do sinal de entrada ( $f_{in}$ ) é o dobro da frequência de chaveamento de cada célula *Forward*, portanto o seu período ( $T_{in}$ ) será o apresentado na Equação 4.2.49.

$$T_{in} = \frac{T}{2} \quad (4.2.49)$$

Será considerado que a corrente de entrada média ( $I_{in}$ ) é igual à corrente de máxima potência do módulo FV a ser utilizado ( $I_{mp}$ ), ou seja:

$$I_{in} = I_{mp} \quad (4.2.50)$$

E a corrente de entrada média pode também ser calculada a partir de seu valor máximo e tempos de condução, como mostra a Equação 4.2.51.

$$I_{in} = \frac{1}{T} \left( \int_0^{DT} I_{inmax} + \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}+DT} I_{inmax} \right) \quad (4.2.51)$$

$$I_{inmax} = \frac{I_{in}}{2D}$$

Substituindo-se 4.2.50 em 4.2.51, pode-se concluir que a corrente máxima de entrada ( $I_{inmax}$ ) será uma função da razão cíclica ( $D$ ) e a corrente de máxima potência ( $I_{mp}$ ), como mostra a Equação 4.2.52.

$$I_{inmax} = \frac{I_{mp}}{2D} \quad (4.2.52)$$

Voltando à corrente do capacitor de entrada, considerando  $I_a$  a sua corrente máxima e  $I_b$  a sua corrente mínima, em módulo, e substituindo a Equação 4.2.52, tem-se o mostrado nas Equações 4.2.53 e 4.2.54.

$$I_a = I_{mp} \quad (4.2.53)$$

$$\begin{aligned} I_b &= I_{inmax} - I_{mp} \\ I_b &= \frac{I_{mp}}{2D} - I_{mp} \\ I_b &= I_{mp} \left( \frac{1 - 2D}{2D} \right) \end{aligned} \quad (4.2.54)$$

Denomina-se  $\Delta t_1$  o tempo em que a corrente no capacitor é negativa ( $I_b$ ) e  $\Delta t_2$  o tempo em que a corrente no capacitor é positiva ( $I_a$ ), como indicado na Figura 27. Pode-se relacionar estes intervalos de tempo com o período da corrente de entrada ( $T_{in}$ ) de acordo com as Equações 4.2.55 e 4.2.56.

$$\begin{aligned} \frac{\Delta t_1}{T} &= D \\ \frac{\Delta t_1}{T_{in}} &= 2D \end{aligned} \quad (4.2.55)$$

$$\frac{\Delta t_2}{T/2} = \frac{T/2 - \Delta t_1}{T/2} \quad (4.2.56)$$

$$\frac{\Delta t_2}{T_{in}} = 1 - 2D$$

Com os intervalos de tempo da Equações 4.2.55 e 4.2.56, pode-se calcular as correntes eficazes parciais ( $I_{ef1}$  e  $I_{ef2}$ ), como é feito em 4.2.57.

$$I_{ef1} = \sqrt{2D}I_b \quad (4.2.57a)$$

$$I_{ef2} = \sqrt{1 - 2D}I_a \quad (4.2.57b)$$

Substituindo-se os valores  $I_a$  e  $I_b$  das Equações 4.2.53 e 4.2.54, tem-se as Equações de 4.2.58.

$$I_{ef1} = \sqrt{2D}I_{mp} \left( \frac{1 - 2D}{2D} \right) \quad (4.2.58a)$$

$$I_{ef2} = \sqrt{1 - 2D}I_{mp} \quad (4.2.58b)$$

A raiz quadrada da soma dos quadrados destes valores parciais resulta na corrente eficaz do capacitor de entrada ( $I_{Cinef}$ ), como mostra a Equação 4.2.59.

$$I_{Cinef} = \sqrt{I_{ef1}^2 + I_{ef2}^2} \quad (4.2.59)$$

Substituindo-se as Equações de 4.2.58 em 4.2.59, tem-se uma expressão final para a corrente eficaz no capacitor.

$$I_{Cinef} = \sqrt{\left[ \sqrt{2D}I_{mp} \left( \frac{1 - 2D}{2D} \right) \right]^2 + \left( \sqrt{1 - 2D}I_{mp} \right)^2}$$

$$I_{Cinef} = I_{mp} \sqrt{\frac{1 - 2D}{2D}} \quad (4.2.60)$$

O valor de capacitância do capacitor de entrada será dimensionado de acordo com o *ripple* de tensão ( $\Delta V_{Cin}$ ) máximo aceitável sobre ele. Primeiramente, tem-se a relação entre tensão e corrente do capacitor, mostrada na Equação 4.2.61.

$$i_{Cin} = C_{in} \frac{dv_{Cin}}{dt} \quad (4.2.61)$$

Considerando o semiciclo em que a corrente no capacitor é positiva ( $\Delta t_2$ ), tem-se que:

$$i_{Cin} = I_a \quad (4.2.62)$$

Substituindo-se as Equações 4.2.53 e 4.2.62 em 4.2.61, chega-se ao valor mínimo para a capacitância do filtro de entrada.

$$C_{in} = \frac{I_{mp}(1 - 2D)}{2f_s \Delta V_{Cin}} \quad (4.2.63)$$

### 4.2.3 Barramento CC

Diversos aspectos podem ditar a capacitância necessária no barramento CC. Neste projeto, foram efetuados todos os dimensionamentos pertinentes e o critério com maior capacitância mínima foi adotado.

#### 4.2.3.1 Alta Frequência

Primeiramente, há o dimensionamento para atenuar a alta frequência de chaveamento dos conversores *Forward*, cujo produto será uma capacitância mínima que será denominada  $C_{hf}$ . Este cálculo é feito a partir da premissa de que a componente CA da corrente do indutor ( $\Delta I_L$ ) circulará pelo capacitor e que a mesma pode ser aproximada por uma senoide.

$$i_C = \frac{\Delta I_L}{2} \text{sen}(2\pi ft) \quad (4.2.64)$$

Também é conhecida a relação entre corrente e tensão no capacitor:

$$v_C = \frac{1}{C_{hf}} \int i_C \quad (4.2.65)$$

Considerando que durante um semiciclo a variação de tensão será metade do *ripple* total de tensão admissível no capacitor ( $\Delta V_{Chf}$ ) e fazendo as devidas substituições na Equação 4.2.65, tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta V_{Chf}}{2} &= \frac{1}{C_{hf}} \int i_C dt \\ \frac{\Delta V_{Chf}}{2} &= \frac{\Delta I_L}{2C_{hf}} \int \text{sen}(2\pi ft) dt \\ \frac{\Delta V_{Chf}}{2} &= \frac{\Delta I_L}{2\pi f 2C_{hf}} \cos(2\pi ft) \end{aligned} \quad (4.2.66)$$

O pico da ondulação de corrente então é:

$$\frac{\Delta V_{Chf}}{2} = \frac{\Delta I_L}{4\pi f C_{hf}} \quad (4.2.67)$$

E, portanto, a capacitância mínima para atenuação do *ripple* em alta frequência é dada por:

$$C_{hf} = \frac{\Delta I_L}{2\pi f \Delta V_{Chf}} \quad (4.2.68)$$

### 4.2.3.2 Frequência da Rede

Outro dimensionamento necessário é o feito para atenuar a frequência da rede, que advém da porção CA do conversor. No caso deste projeto, a frequência da rede será 60Hz, então a capacitância resultante deste dimensionamento será chamada de  $C_{60Hz}$ .

Para este equacionamento o estágio CC-CC será considerado como uma fonte de tensão ( $V_{cc}$ ) e a corrente na carga será considerada como uma fonte de corrente alternada ( $i_L(t)$ ) com valor de pico  $I_{op}$ , como mostra a Figura 28.

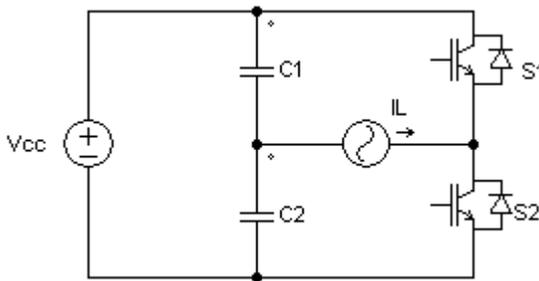


Figura 28 – Esquemático para dimensionamento da capacitância necessária para atenuar o *ripple* em 60Hz da rede elétrica no barramento CC.

A corrente de saída ( $i_L(t)$ ) então é dada por:

$$i_L(t) = I_{op} \text{sen}(\omega t) \quad (4.2.69)$$

Primeiramente, é possível observar que a soma das tensões nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  é igual a tensão da fonte  $V_{cc}$ , portanto:

$$V_{C1} + V_{C2} = V_{cc} \quad (4.2.70)$$

Derivando-se a igualdade em 4.2.70, tem-se:

$$\frac{dV_{C1}}{dt} + \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{dV_{cc}}{dt} \quad (4.2.71)$$

Porém, como foi considerado que a fonte de tensão é contínua, sua derivada será sempre zero:

$$\frac{dV_{cc}}{dt} = 0 \quad (4.2.72)$$

E, portanto, substituindo-se 4.2.72 em 4.2.71, tem-se:

$$\frac{dV_{C1}}{dt} + \frac{dV_{C1}}{dt} = 0 \quad (4.2.73)$$

Assumindo que ambas as capacitância são idênticas:

$$C_1 = C_2 = C_{60Hz} \quad (4.2.74)$$

E multiplicando ambos os lados da igualdade em 4.2.73 pelo valor das capacitâncias dado em 4.2.74, tem-se:

$$C_{60Hz} \frac{dV_{C1}}{dt} + C_{60Hz} \frac{dV_{C1}}{dt} = 0 \quad (4.2.75)$$

Da teoria de circuitos, também é sabido que há uma relação entre a corrente e a derivada da tensão sobre o capacitor, esta relação para ambos os capacitores é dada em 4.2.76.

$$C_{60Hz} \frac{dV_{C1}}{dt} = i_{C1} \quad (4.2.76a)$$

$$C_{60Hz} \frac{dV_{C2}}{dt} = i_{C2} \quad (4.2.76b)$$

E, aplicando-se as relações de 4.2.76 à Equação 4.2.75 anteriormente apresentada, pode-se chegar a uma equação que correlaciona as correntes dos capacitores do barramento.

$$\begin{aligned} i_{C1} + i_{C2} &= 0 \\ i_{C1} &= -i_{C2} \end{aligned} \quad (4.2.77)$$

Pode-se também relacionar as correntes nos capacitores à corrente da carga, como mostrado abaixo:

$$i_{C1}(t) = i_L(t) + i_{C2}(t) \quad (4.2.78)$$

Substituindo os valores das Equações 4.2.69 e 4.2.77 em 4.2.78, tem-se que:

$$i_{C1}(t) = \frac{I_P}{2} \text{sen}(\omega t) \quad (4.2.79a)$$

$$i_{C2}(t) = -\frac{I_P}{2} \text{sen}(\omega t) \quad (4.2.79b)$$

Tendo as correntes dos capacitores calculadas, pode-se facilmente dimensionar a capacitância necessária a partir do *ripple* de tensão máximo admitido na dada frequência, como mostra a Equação 4.2.80.

$$\begin{aligned} v_{C1}(t) &= \frac{1}{C_{60Hz}} \int i_{C1}(t) \text{sen}(\omega t) dt \\ v_{C1}(t) &= \frac{1}{C_{60Hz}} \int \frac{I_P}{2} \text{sen}(\omega t) dt \\ v_{C1}(t) &= -\frac{I_P}{2\omega C_{60Hz}} \text{cos}(\omega t) \\ \Delta V_{C1} &= \frac{I_P}{4\pi f C_{60Hz}} \\ C_{60Hz} &= \frac{I_P}{4\pi f \Delta V_{C1}} \end{aligned} \quad (4.2.80)$$

#### 4.2.4 Estágio CC-CA

O estágio CC-CA será executado por um conversor *Half-Bridge* convencional. Como já mencionado na Seção 3.2.1, esta topologia tende a ter um menor custo em relação a outras topologias por possuir menos componentes e ser mais simples.

Os esforços nas chaves desta etapa não foram calculados, os valores serão posteriormente tirados por simulação no *software* PSIM.

O índice de modulação ( $M$ ) adotado no projeto foi de 0,85. Isto quer dizer que para uma tensão de saída com pico  $V_{op}$ , deve-se ter uma tensão de entrada do inversor como mostra a Equação 4.2.81.

$$\begin{aligned} E &= \frac{V_{op}}{M} \\ \frac{E}{2} &= \frac{V_{op}}{2M} \end{aligned} \quad (4.2.81)$$

Portanto a tensão de saída de cada conversor *Forward* e, conseqüentemente, de cada barramento CC, deve ser a apresentada na Equação 4.2.81.

#### 4.2.5 Filtro de Saída

O filtro de saída será composto somente por um indutor ( $L_f$ ), pois a própria rede que ditará a tensão de saída, dispensando o uso de um capacitor neste filtro.

A análise aqui apresentada é uma adaptação do demonstrado por Barbi et al. (2007) para um inversor *Full-Bridge*. Para esta análise, a entrada do conversor será considerada como uma fonte de tensão contínua com ponto médio (ou duas fontes de tensão contínuas de  $E/2$ ) e a tensão de saída ( $V_o$ ) será considerada como uma fonte de tensão senoidal com frequência  $f_o$  e tensão de pico  $V_{op}$ , como mostra a Figura 29.

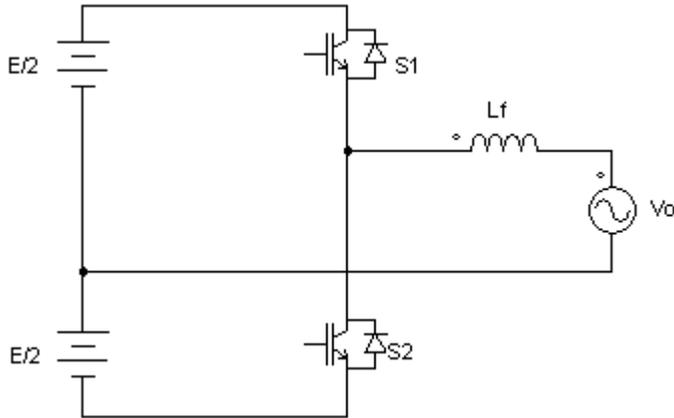


Figura 29 – Esquemático do inversor *Half-Bridge* para análise e dimensionamento do indutor de saída ( $L_f$ ).

A presente análise é baseada na premissa de que a frequência de chaveamento do inversor ( $f_{inv}$ ) é muito maior do que a frequência de saída ( $f_o$ ) (frequência de saída na ordem de dezenas de Hertz, enquanto a frequência de chaveamento é da ordem de dezenas de quilo-Hertz), como mostra a Equação 4.2.82.

$$f_{inv} \gg f_o \quad (4.2.82)$$

Sendo  $T_{inv}$  o período de chaveamento do estágio CC-CA, a Figura 30 mostra a variação da tensão ( $V_{L_f}$ ) e corrente ( $I_{L_f}$ ) sobre o indutor em quatro períodos de chaveamento do inversor, um tempo ínfimo quando comparado ao período da tensão de saída do projeto.

Observa-se que a corrente sobre o indutor tem um comportamento triangular, ascendendo linearmente quando a tensão é positiva e descendendo linearmente quando a mesma é negativa. Este comportamento é ditado pela expressão mostrada na Equação 4.2.83.

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = v_{L_f}(t) \quad (4.2.83)$$

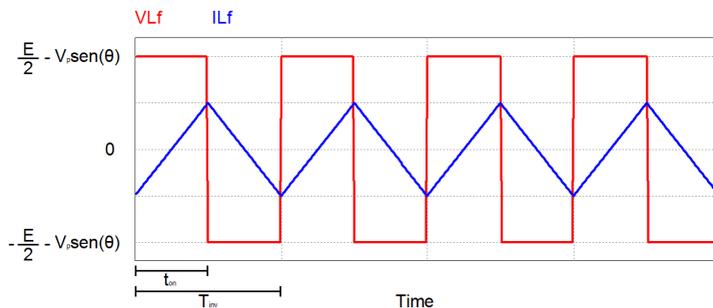


Figura 30 – Tensão sobre o indutor do filtro de saída ( $V_{Lf}$ ) e a respectiva corrente ( $I_{Lf}$ ).

No caso quando a tensão é positiva, tem-se:

$$L_f \frac{di_{Lf}}{dt} = \frac{E}{2} - V_{op} \text{sen}(\omega t) \quad (4.2.84)$$

Partindo do afirmado na Equação 4.2.82, tem-se também que a razão cíclica instantânea do inversor ( $d(t)$ ) é dada pelas equações em 4.2.85a.

$$d(t) = \frac{t_{on}}{T_{inv}} \quad (4.2.85a)$$

$$d(t) = \frac{V_{op} \text{sen}(\omega t)}{E/2} \quad (4.2.85b)$$

Pode-se ainda calcular a variação na corrente do indutor ( $\Delta i_{Lf}$ ) para um período de chaveamento, como mostra a Equação 4.2.86.

$$\Delta i_{Lf} = \left[ \frac{\frac{E}{2} - V_{op} \text{sen}(\omega t)}{L_f} \right] t_{on} \quad (4.2.86)$$

Rearranjando e substituindo as equações de 4.2.85a em 4.2.86, tem-se:

$$\Delta i_{Lf} = \frac{V_{op}}{f_{inv} L_f} \text{sen}(\omega t) \left[ 1 - \frac{V_{op}}{E/2} \text{sen}(\omega t) \right] \quad (4.2.87)$$

Para facilitar o equacionamento, a variação de corrente no indutor do filtro de saída será parametrizada e denominada  $\overline{\Delta i_{L_f}}$ , como mostra a Equação 4.2.90.

$$\begin{aligned} \overline{\Delta i_{L_f}} &= \Delta i_{L_f} \left( \frac{f_{inv} L_f}{E/2} \right) \\ \overline{\Delta i_{L_f}} &= \frac{V_{op}}{E/2} \text{sen}(\omega t) \left[ 1 - \frac{V_{op}}{E/2} \text{sen}(\omega t) \right] \end{aligned} \quad (4.2.88)$$

Para simplificar a notação, será feita a seguinte substituição apresentada na Equação 4.2.89.

$$\theta = \omega t \quad (4.2.89)$$

A Figura 31 mostra a variação de corrente parametrizada, observa-se que a função tem dois pontos de máximo.

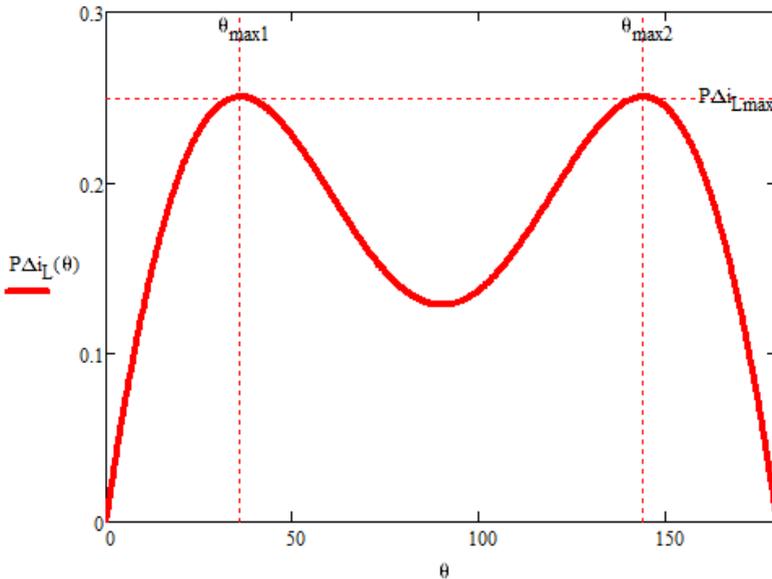


Figura 31 – Variação de corrente parametrizada do indutor do filtro de saída ( $\overline{\Delta i_{L_f}}$ ).

Deve-se procurar pelos máximos da função, para que a indutância do filtro de saída seja dimensionada para os piores casos possíveis. Isto será feito se igualando a derivada da variação de corrente parametrizada (expressão da Equação 4.2.90) a zero. Lembrando que quando a derivada de uma função é zero, significa que a mesma atingiu um máximo ou mínimo.

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\theta} \overline{\Delta i_{Lf}} &= \frac{d}{d\theta} \left\{ \frac{V_{op}}{E/2} \text{sen}(\theta) \left[ 1 - \frac{V_{op}}{E/2} \text{sen}(\theta) \right] \right\} \\ \frac{d}{d\theta} \overline{\Delta i_{Lf}} &= \left( \frac{V_{op}}{E/2} \right) \cos(\theta) \left[ 1 - 2 \frac{V_{op}}{E/2} \text{sen}(\theta) \right] \end{aligned} \quad (4.2.90)$$

Esta equação nos dá duas possíveis soluções ( $\theta_1$  e  $\theta_2$ ). A primeira é obtida igualando-se a função cosseno a zero, como mostra a Equação 4.2.91.

$$\cos(\theta_1) = 0 \quad \therefore \quad \theta_1 = 90^\circ \quad (4.2.91)$$

A segunda solução é obtida igualando-se o termo entre colchetes na Equação 4.2.90 a zero, como mostra a Equação 4.2.92.

$$\begin{aligned} 1 - \frac{2V_{op}}{E/2} \text{sen}(\theta_2) &= 0 \\ \text{sen}(\theta_2) &= \frac{E/2}{2V_{op}} \end{aligned} \quad (4.2.92)$$

Para que a igualdade na Equação 4.2.92 possa ser verdadeira, é necessário que:

$$\text{sen}(\theta_2) \leq 1 \quad (4.2.93)$$

Portanto, substituindo-se 4.2.92 em 4.2.93, tem-se que:

$$V_{op} \geq \frac{E/2}{2} \quad (4.2.94)$$

Sendo assim, tem-se duas soluções para dois intervalos de valores de  $V_{op}$ , estas soluções podem então ser aplicadas à Equação 4.2.90, resultando em:

$$\overline{\Delta i_{L_f}} = \begin{cases} \frac{1}{4}; & \text{se } V_{op} \geq \frac{E/2} \\ \frac{V_{op}}{E/2} \left(1 - \frac{V_{op}}{E/2}\right); & \text{se } V_{op} < \frac{E/2} \end{cases} \quad (4.2.95)$$

Ou ainda, aplicadas à Equação 4.2.87, nos dando as diferentes variações de corrente possíveis, como mostra a Equação 4.2.96.

$$\Delta i_{L_f} = \begin{cases} \frac{E/2}{4f_{inv}L_f}; & \text{se } V_{op} \geq \frac{E/2} \\ \frac{V_{op}}{f_{inv}L_f} \left(1 - \frac{V_{op}}{E/2}\right); & \text{se } V_{op} < \frac{E/2} \end{cases} \quad (4.2.96)$$

O resultado final esperado é obtido colocando-se o valor da indutância do filtro de saída em evidência, como é feito na Equação 4.2.97.

$$L_f = \begin{cases} \frac{E/2}{4f_{inv}\Delta i_{L_f}}; & \text{se } V_{op} \geq \frac{E/2} \\ \frac{V_{op}}{f_{inv}\Delta i_{L_f}} \left(1 - \frac{V_{op}}{E/2}\right); & \text{se } V_{op} < \frac{E/2} \end{cases} \quad (4.2.97)$$

### 4.3 PROJETO DA ETAPA DE POTÊNCIA

Deduzidas todas as equações necessárias, é possível começar o projeto do conversor. A Tabela 3 traz um resumo das especificações da etapa de potência deste projeto.

Tabela 3 – Especificações do projeto da etapa de potência do microinversor.

Parâmetro	Símbolo	Valor
<i>Potência de Entrada</i>	$P_{in}$	255W
<i>Tensão de Entrada</i>	$V_{in}$	30V
<i>Tensão Eficaz de Saída</i>	$V_{oef}$	220V
<i>Frequência da Tensão de Saída</i>	$f_o$	60Hz
<i>Frequência de Chaveamento do Estágio CC-CC</i>	$f_s$	40kHz
<i>Frequência de Chaveamento do Estágio CC-CA</i>	$f_{inv}$	20kHz
<i>Razão Cíclica do Estágio CC-CC</i>	$D$	0,4
<i>Índice de Modulação do Estágio CC-CA</i>	$M$	0,85
<i>Máxima Variação de Corrente</i>	$\Delta I_{\%}$	20%
<i>Máxima Variação de Tensão</i>	$\Delta V_{\%}$	2%
<i>Rendimento Preliminar dos Conversores Forward</i>	$\eta_{fwd}$	90%
<i>Rendimento Preliminar do Inversor</i>	$\eta_{inv}$	90%

#### 4.3.1 Estágio CC-CA

O primeiro passo do projeto foi calcular a tensão necessária na entrada do conversor *Half-Bridge* para que, com o índice de modulação determinado, seja possível alcançar a tensão de saída desejada.

A tensão de pico de saída ( $V_{op}$ ) foi calculada a partir da tensão eficaz de saída ( $V_{oef}$ ), como mostra a Equação 4.3.1.

$$\begin{aligned}
 V_{op} &= \sqrt{2}V_{oef} \\
 V_{op} &= \sqrt{2}(220V) \\
 V_{op} &= 311V
 \end{aligned}
 \tag{4.3.1}$$

A tensão necessária na entrada deste estágio, que será a tensão de saída de cada conversor *Forward* ( $V_{ofwd}$ ) então foi calculada utilizando-se o índice de modulação ( $M$ ) que fora escolhido. Foi também utilizado um fator de segurança  $a_v$  de 1,05 para contabilizar as quedas de tensão que são inevitáveis na prática, principalmente nos indutores dos conversores *Forward*. como mostra a Equação 4.3.2.

$$\begin{aligned}
 V_{ofwd} &= a_v \frac{V_{op}}{M} \\
 V_{ofwd} &= 1,05 \left( \frac{311V}{0,85} \right) \\
 V_{ofwd} &= 384V
 \end{aligned}
 \tag{4.3.2}$$

Como mencionado na Seção 4.2.4, os esforços nas chaves do estágio CC-CA foram obtidos por simulação. Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 – Esforços nas chaves do estágio CC-CA obtidos por simulação.

Parâmetro	Símbolo	Valor
<i>Corrente Máxima na Chave</i>	$I_{Simax}$	1,7A
<i>Corrente Média na Chave</i>	$I_{Simed}$	0,35A
<i>Corrente Efícaz na Chave</i>	$I_{Sief}$	0,82A
<i>Máxima Tensão Reversa da Chave</i>	$V_{Simax}$	734V

As chaves escolhidas para este estágio foram do fabricante Infineon, série CoolMOS™. A tensão reversa máxima suportada por estas chaves é 900V, sua corrente máxima de

dreno é 11A e sua resistência, para uma temperatura de junção de 25°C, é 0,5Ω. Esta resistência pode parecer elevada, porém estava dentro do aceitável para chaves com tensão reversa máxima elevada. O encapsulamento escolhido foi TO220 para facilitar o acoplamento a um dissipador de calor.

### 4.3.2 Estágio CC-CC

Com os valores de tensão de entrada ( $V_{in}$ ), razão cíclica ( $D$ ) e tensão de saída dos conversores *Forward* ( $V_{ofwd}$ ) em mãos, pode-se calcular os parâmetros dos conversores *Forward* que irão compor o estágio de conversão CC-CC do microinversor. A Equação 4.3.3 mostra o cálculo da razão de transformação necessária para os transformadores dos conversores *Forward*.

$$\begin{aligned}
 V_{ofwd} &= nDV_{in} \\
 n &= \frac{V_{ofwd}}{DV_{in}} \\
 n &= \frac{384V}{0,4(30V)} \\
 n &= 32,03
 \end{aligned}
 \tag{4.3.3}$$

A corrente de saída de cada conversor *Forward* ( $I_{ofwd}$ ) é calculada a partir da potência de saída ( $P_{ofwd}$ ), que por sua vez é obtida com base nos dados de potência de entrada ( $P_{infwd}$ ) e uma estimativa de rendimento dos conversores ( $\eta_{fwd}$ ).

O cálculo da potência de entrada ( $P_{infwd}$ ) é mostrado na Equação 4.3.4. Como já mencionado na Seção 4.2.1, a potência a ser processada por cada conversor *Forward* é metade da potência total de entrada do microinversor ( $P_{in}$ ).

$$\begin{aligned}
 P_{infwd} &= \frac{P_{in}}{2} \\
 P_{infwd} &= \frac{255W}{2} \\
 P_{infwd} &= 127,5W
 \end{aligned}
 \tag{4.3.4}$$

O cálculo da corrente de saída ( $I_{ofwd}$ ), deduzido na Equação 4.2.18, é mostrado na Equação 4.3.5.

$$\begin{aligned}
 P_{ofwd} &= V_{ofwd}I_{ofwd} \\
 I_{ofwd} &= \frac{P_{ofwd}}{V_{ofwd}} \\
 I_{ofwd} &= \frac{\eta_{fwd}P_{infwd}}{V_{ofwd}} \\
 I_{ofwd} &= \frac{0,9(127,5W)}{384V} \\
 I_{ofwd} &= 0,3A
 \end{aligned}
 \tag{4.3.5}$$

O cálculo da indutância crítica é feito utilizando-se a Equação 4.2.22, resultando no apresentado na Equação 4.3.6 abaixo.

$$\begin{aligned}
 L_{crit} &= \frac{nV_{in}(1-D)D}{2I_{ofwd}f_{fwd}} \\
 L_{crit} &= \frac{(32,03)(30V)(1-0,4)(0,4)}{2(0,3A)(40kHz)} \\
 L_{crit} &= 9,65mH
 \end{aligned}
 \tag{4.3.6}$$

O cálculo efetivo da indutância dos conversores *Forward* ( $L_{fwd}$ ) é feito com base na máxima ondulação de corrente aceitável ( $\Delta I_{\%}$ ), conforme o deduzido na Equação 4.2.15 da Seção 4.2.1, o cálculo final é mostrado na Equação 4.3.7

$$L_{fwd} = \frac{nV_{in}(1-D)D}{\Delta I_{\%} I_{ofwd} f_{fwd}}$$

$$L_{fwd} = \frac{(32,03)(30V)(1-0,4)(0,4)}{(20\%)(0,3A)(40kHz)} \quad (4.3.7)$$

$$L_{fwd} = 96,5mH$$

A indutância selecionada para o projeto foi de 100mH. O projeto e execução destes elementos magnéticos foi terceirizado para a empresa Magmattec e as resistências dos mesmos são de  $26,20\Omega$  e  $26,11\Omega$ , medidas por um multímetro de precisão no laboratório Fotovoltaica-UFSC.

Os últimos componentes a serem dimensionados no estágio CC-CC são as chaves e os diodos. Para evitar repetitividade, as equações de referência e resultados são exibidos na Tabela 5.

A solução comercial escolhida para as chaves do estágio CC-CC são MOSFETs também do fabricante Infineon, série OptiMOS<sup>®</sup>3 Power-Transistor com encapsulamento TO220 para facilitar o uso de um dissipador de calor. A máxima tensão suportada por estes componentes é 150V e a sua corrente de dreno é de até 100A. A resistência usual do MOSFET escolhido, para uma temperatura de junção de 25°C, é  $6,2m\Omega$ .

Para os diodos  $D_1$  e  $D_2$ , foram escolhidos diodos da marca MCC, modelo GS1Z-L. Estes diodos possuem corrente de 1A e tensão máxima reversa de 2000V, o dobro da calculada, para garantir que possam aguentar possíveis picos de corrente acarretado pelas elevadas indutâncias do sistema. Sua queda de tensão quando em condução é de 1,15V, um valor relativamente alto, porém aceitável quando comparado com outros diodos comerciais capazes de suportar tensões reversas tão elevadas.

Tabela 5 – Esforços calculados para os semicondutores do estágio CC-CC.

Parâmetro	Símbolo	Equação de Referência	Resultado
<i>Corrente Máxima na Chave S</i>	$I_{Smax}$	4.2.32	13,95A
<i>Corrente Média na Chave S</i>	$I_{Smed}$	4.2.34	5,07A
<i>Corrente Eficaz na Chave S</i>	$I_{Sef}$	4.2.35	8,02A
<i>Tensão Reversa Máxima sobre a Chave S</i>	$V_{Smax}$	4.2.36	60V
<i>Corrente Máxima no Diodo <math>D_1</math></i>	$I_{D1max}$	4.2.37	0,33A
<i>Corrente Média no Diodo <math>D_1</math></i>	$I_{D1med}$	4.2.38	0,12A
<i>Corrente Eficaz no Diodo <math>D_1</math></i>	$I_{D1ef}$	4.2.39	0,19A
<i>Tensão Reversa Máxima sobre o Diodo <math>D_1</math></i>	$V_{D1max}$	4.2.40	1062V
<i>Corrente Máxima no Diodo <math>D_2</math></i>	$I_{D2max}$	4.2.41	0,33A
<i>Corrente Média no Diodo <math>D_2</math></i>	$I_{D2med}$	4.2.42	0,18A
<i>Corrente Eficaz no Diodo <math>D_2</math></i>	$I_{D2ef}$	4.2.43	0,23A
<i>Tensão Reversa Máxima sobre o Diodo <math>D_2</math></i>	$V_{D2max}$	4.2.44	1062V
<i>Corrente Máxima no Diodo <math>D_d</math></i>	$I_{Ddmax}$	4.2.45	2,33A
<i>Corrente Média no Diodo <math>D_d</math></i>	$I_{Ddmed}$	4.2.46	0,85A
<i>Corrente Eficaz no Diodo <math>D_d</math></i>	$I_{Ddef}$	4.2.47	1,34A
<i>Tensão Reversa Máxima sobre o Diodo <math>D_d</math></i>	$V_{Ddmax}$	4.2.48	60V

A solução escolhida para os diodos de desmagnetização foi da empresa Diodes Incorporated. Os diodos PDS4150 possuem capacidade de corrente de 4A e máxima tensão reversa de 150V, ambos parâmetros próximos do dobro do calculado. A queda de tensão em condução é de 0,76V.

### 4.3.3 Barramento CC

Os capacitores das saídas dos conversores *Forward*, que constituem os barramentos CC ( $C_{cc}$ ), devem ser dimensionados de duas formas diferentes: para altas frequências ( $C_{hf}$ ) e para atenuar a frequência da rede ( $C_{60Hz}$ ). Estes dimensionamentos foram deduzidos na Seção 4.2.3 e as Equações de referência são 4.2.68 e 4.2.80.

A Equação 4.3.8 mostra o cálculo feito para o dimensionamento de alta frequência.

$$\begin{aligned}
 C_{hf} &= \frac{\Delta I_{ofwd}}{2\pi f_{fwd} \Delta V_{ofwd}} \\
 C_{hf} &= \frac{\Delta I_{\%} I_{ofwd}}{2\pi f_{fwd} \Delta V_{\%} V_{ofwd}} \\
 C_{hf} &= \frac{(20\%)(0,3A)}{2\pi(40kHz)(2\%)(384V)} \\
 C_{hf} &= 0,031\mu F
 \end{aligned} \tag{4.3.8}$$

Para o dimensionamento na frequência da rede (60Hz), primeiramente tem-se que calcular a corrente de pico na saída do microinversor ( $I_{op}$ ). Para tal, utiliza-se a tensão de pico de saída ( $V_{op}$ ) e a potência estimada de saída ( $P_o$ ), que por sua vez é estimada através da potência de entrada ( $P_{in}$ ) e os rendimentos estimados dos estágios do conversor ( $\eta_{fwd}$  e  $\eta_{inv}$ ).

$$\begin{aligned}
 P_o &= \frac{V_{op}I_{op}}{2} \\
 I_{op} &= \frac{2P_o}{V_{op}} \\
 I_{op} &= \frac{2\eta_{fwd}\eta_{inv}P_{in}}{V_{op}} & (4.3.9) \\
 I_{op} &= \frac{2(90\%)(90\%)(255W)}{311V} \\
 I_{op} &= 1,32A
 \end{aligned}$$

O cálculo da capacitância mínima necessária para a atenuação da frequência da rede ( $C_{60Hz}$ ) é apresentado na Equação 4.3.10.

$$\begin{aligned}
 C_{60Hz} &= \frac{I_{op}}{2\pi f_o \Delta V_{ofwd}} \\
 C_{60Hz} &= \frac{I_{op}}{2\pi f_o \Delta V_{\%} V_{ofwd}} & (4.3.10) \\
 C_{60Hz} &= \frac{1,32A}{2\pi(60Hz)(2\%)(384V)} \\
 C_{60Hz} &= 458\mu F
 \end{aligned}$$

Pode-se observar que o critério que exige a maior capacitância mínima é o da frequência da rede (60Hz). A tensão a ser suportada por estes capacitores é igual à tensão de saída dos conversores *Forward* ( $V_{ofwd}$ ), ou seja, 384V.

Portanto, a solução escolhida foram dois bancos de cinco capacitores cada. Os capacitores selecionados são de filme, da marca Panasonic. Cada capacitor possui tensão máxima de 500V e capacitância de 100 $\mu$ F, resultando em bancos de 500 $\mu$ F cada.

Foi optado pelo uso de capacitores de filme para o barramento CC, visto que a sua vida útil é mais elevada. Na indústria, geralmente opta-se pelo uso de capacitores eletrolíticos no barramento, devido à elevada capacitância usualmente necessária e o baixo custo destes capacitores. Todavia, sua vida útil reduzida é o que geralmente limita a vida de inversores solares (DU et al., 2015; RODRIGUEZ; BALDA, 2013; LIN; CHIANG; CHANG, 2016; NAYANASIRI; VILATHGAMUWA; MASKELL, 2014).

#### 4.3.4 Filtro de Entrada

O filtro de entrada do microinversor foi calculado de acordo com o apresentado na Seção 4.2.2. A Equação 4.2.60 foi utilizada para o cálculo da corrente eficaz que o capacitor deve suportar e a Equação 4.2.63 empregada no cálculo da capacitância mínima necessária para atender as especificações de projeto.

$$I_{Cinef} = I_{mp} \sqrt{\frac{1 - 2D}{2D}}$$

$$I_{Cinef} = (8,49A) \sqrt{\frac{1 - 2(0,4)}{2(0,4)}} \quad (4.3.11)$$

$$I_{Cinef} = 4,25A$$

$$C_{in} = \frac{I_{mp}(1 - 2D)}{2f_{wd}\Delta V_{in}}$$

$$C_{in} = \frac{I_{mp}(1 - 2D)}{2f_{wd}\Delta V_{\%}V_{in}} \quad (4.3.12)$$

$$C_{in} = \frac{(8,49A)[1 - 2(0,4)]}{2(40kHz)(2\%)(30V)}$$

$$C_{in} = 35,38\mu F$$

A tensão que este componente deve suportar é a máxima tensão do módulo FV. Segundo a Tabela 1, a máxima tensão que o módulo selecionado pode alcançar, em circuito-aberto, é 38V. Portanto, os capacitores para uso no filtro de entrada devem possuir tensão mínima de 38V.

A solução comercial escolhida para este filtro foi um banco com capacitores SMD cerâmicos multicamadas de 10 $\mu$ F 100V da marca TDK. Devido à corrente CC existente, há uma redução de 50% da capacitância dos capacitores deste tipo, segundo o *datasheet* fornecido pelo fabricante. Por esta razão, seriam utilizados oito capacitores em paralelo para atingir uma capacitância de aproximadamente 40 $\mu$ F.

#### 4.3.5 Filtro de Saída

O indutor que compõe o filtro de saída foi calculado de acordo com o apresentado na Equação 4.2.97, deduzida na Seção 4.2.5. Para saber qual das soluções utilizar, primeiramente é preciso verificar a relação entre a tensão de pico da saída e a tensão de entrada, como mostrado em 4.3.13.

$$\begin{aligned}
 V_{op} &\stackrel{?}{=} \frac{E/2}{2} \\
 V_{op} &\stackrel{?}{=} \frac{V_{ofwd}}{2} \\
 311V &\stackrel{?}{=} \frac{384V}{2} \\
 311V &\geq 192V \\
 \therefore V_{op} &\geq \frac{E/2}{2}
 \end{aligned} \tag{4.3.13}$$

A indutância necessária é então calculada como mostra a Equação 4.3.14.

$$\begin{aligned}
 L_f &= \frac{E/2}{4f_{inv}\Delta I_{Lf}} \\
 L_f &= \frac{V_{ofwd}}{4f_{inv}\Delta I\%I_{op}} \\
 L_f &= \frac{384V}{4(20kHz)(20\%)(1,32A)} \\
 L_f &= 18,09mH
 \end{aligned}
 \tag{4.3.14}$$

O indutor selecionado possui indutância de 20mH. O projeto e execução deste elemento magnético foi terceirizado para a empresa Magmattec e a resistência do mesmo é de  $2,11\Omega$ , medida por um multímetro de precisão no laboratório Fotovoltaica-UFSC.

#### 4.3.6 Resultados do Projeto de Potência

A Tabela 9 mostra um resumo dos principais parâmetros obtidos para a etapa de potência do microinversor, a serem empregados na simulação

Tabela 6 – Principais resultados do projeto da etapa de potência do microinversor.

Parâmetro	Símbolo	Valor
<i>Capacitância do Filtro de Entrada</i>	$C_{in}$	40 $\mu$ F
<i>Capacitância do Barramento CC</i>	$C_{cc}$	500 $\mu$ F
<i>Indutância dos Conversores Forward</i>	$L_{fwd}$	100mH
<i>Indutância do Filtro de Saída</i>	$L_f$	20mH
<i>Razão de Transformação dos Conversores Forward</i>	$n$	32,03

#### 4.4 PROJETO DA ETAPA DE CONTROLE

O controle do conversor proposto foi feito dividindo-o em dois estágios: primeiramente, foi feito o projeto do estágio CC-CC que envolve os conversores *Forward* em *interleaving* e o módulo fotovoltaico; posteriormente, o estágio CC-CA que envolve o barramento CC, o conversor *Half-Bridge* e o filtro de saída. O esquemático apresentado anteriormente na Figura 18 mostra a estratégia de controle a ser utilizada no microinversor.

O controle do estágio CC-CC foi realizado de forma a controlar a tensão de entrada do conversor, ou seja, a tensão do módulo fotovoltaico. Não foi projetado um seguidor de máxima potência (MPPT, do inglês *Maximum Power Point Tracker*), porém este dispositivo poderia ser utilizado em conjunto com esta etapa de controle gerando a referência do controlador, de modo que a tensão do módulo seguisse sempre a tensão de máxima potência.

O estágio CC-CA é controlado de modo a manter em níveis aceitáveis tanto a tensão de entrada do conversor CC-CA – tensão do barramento CC – quanto a corrente de saída do conversor, i.e. corrente injetada na rede elétrica. O controle da tensão do barramento CC estará em cascata com o controle da corrente de saída, sendo que o primeiro gera, juntamente com um sinal de referência senoidal, a referência para o segundo.

Não foi implementada uma malha de captura de fase (PLL, do inglês *Phase-Locked Loop*), porém este circuito se torna necessário para a conexão com sincronismo automático com a rede, sendo ele quem gera a senoide que, juntamente com o controlador da malha de tensão, gera a referência para a malha de corrente. Pode-se também utilizar um transformador ligado à saída de maneira a reduzir o sinal da própria rede e utilizá-lo como referência senoidal. O problema

com esta técnica é o fato de que a tensão da rede não é ideal e utilizá-la como referência só piorará o resultado.

Para demonstrar a metodologia utilizada, este capítulo será dividido nos dois estágios de conversão apresentados anteriormente, com o objetivo de melhor apresentar os cálculos e resultados obtidos.

#### 4.4.1 Estágio CC-CC

No projeto do controlador para o estágio CC-CC, primeiramente foi feita a modelagem da planta, que envolve o módulo fotovoltaico e os conversores *Forward* em *interleaving*. Em um segundo momento, foi feito o projeto do controlador, como será demonstrado a seguir.

O esquemático do controle deste estágio é mostrado na Figura 32.

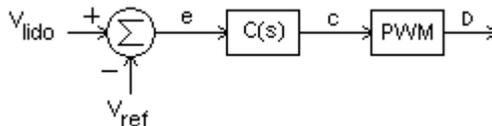


Figura 32 – Esquemático do controle do estágio CC-CC do microinversor.

##### 4.4.1.1 Modelo do Módulo Fotovoltaico

A Figura 33 mostra a curva IV e a curva de potência de um módulo YL255P-29b. Esta medida foi feita com o auxílio do professor Arno Krenzinger, no *flasher* (aparelho certificado pelo INMETRO para realizar testes de curva IV em STC) do LABSOL na UFRGS. Na imagem estão indicados os pontos mais importantes da curva, cujos valores são apresentados na Tabela 7.

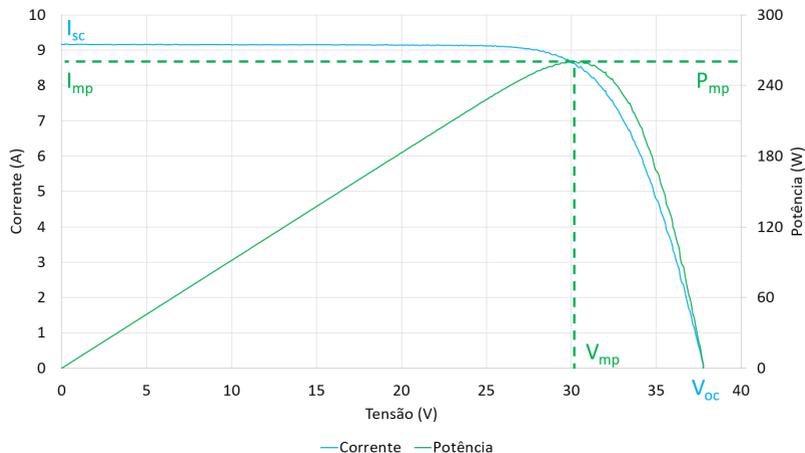


Figura 33 – Curva IV e de potência do módulo YL255P-29b, medida em teste de *flasher* no LABSOL.

Tabela 7 – Parâmetros elétricos do módulo FV YL255P-29b medidos em teste de *flasher* no LABSOL.

Parâmetro	Símbolo	Valor
<i>Potência Máxima</i>	$P_{mp}$	260,32W
<i>Tensão de Máxima Potência</i>	$V_{mp}$	30,16V
<i>Corrente de Máxima Potência</i>	$I_{mp}$	8,63A
<i>Tensão de Circuito Aberto</i>	$V_{oc}$	37,84
<i>Corrente de Curto Circuito</i>	$I_{sc}$	9,17A

Pode-se observar que os valores medidos estão satisfatoriamente próximos dos valores informados pelo fabricante no *datasheet* e apresentados anteriormente na Tabela 1. Considerando que o módulo medido era ainda novo e sofrerá degradação, serão utilizados os dados de *datasheet* fornecidos pelo fabricante, por serem um pouco mais conservadores.

O modelo escolhido para o módulo fotovoltaico é o da condutância incremental. Este modelo consiste em modelar o módulo para um ponto específico de operação, através de uma fonte de corrente e resistência em paralelo.

O ponto de operação escolhido foi o ponto de máxima potência, como já citado na Seção 4.1, e a linearização foi feita então para as proximidades deste ponto, como mostra a Figura 34.

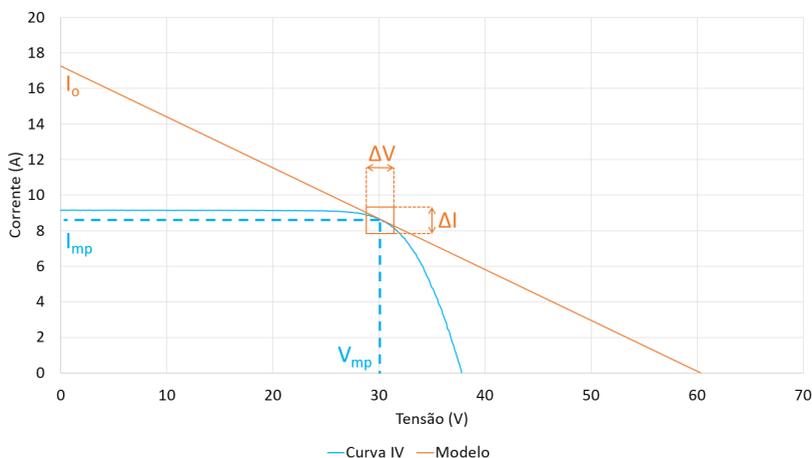


Figura 34 – Curva IV e curva do modelo para o ponto de máxima potência do módulo YL255P-29b.

Para este ponto, a condutância incremental ( $\Delta G$ ) é dada pela Equação 4.4.1.

$$\Delta G = \frac{\Delta I}{\Delta V} = \frac{I_{mp}}{V_{mp}} \quad (4.4.1)$$

A equação do modelo linearizado então se torna:

$$\begin{aligned} I(V) &= I_o - \Delta G V \\ I(V) &= I_o - \frac{I_{mp}}{V_{mp}} V \end{aligned} \quad (4.4.2)$$

Para encontrar a intersecção com o eixo y ( $I_o$ ), foi utilizado o ponto de máxima potência, como mostra a Equação 4.4.3.

$$\begin{aligned}
 I(V) &= I_o - \frac{I_{mp}}{V_{mp}} V \\
 I_{mp} &= I_o - \frac{I_{mp}}{V_{mp}} V_{mp} \\
 I_o &= 2I_{mp}
 \end{aligned}
 \tag{4.4.3}$$

O próximo passo foi igualar  $I(V)$  a zero, para se obter o ponto de intersecção com o eixo x ( $V_o$ ), como mostra a Equação 4.4.4.

$$\begin{aligned}
 I(V) &= I_o - \frac{I_{mp}}{V_{mp}} V \\
 0 &= 2I_{mp} - \frac{I_{mp}}{V_{mp}} V \\
 V_o &= 2V_{mp}
 \end{aligned}
 \tag{4.4.4}$$

O circuito equivalente do módulo para o ponto de operação escolhido (ponto de máxima potência) então é o apresentado na Figura 35, onde  $R_{mp}$  é o inverso da condutância incremental para o ponto de máxima potência, como mostra a Equação 4.4.5.

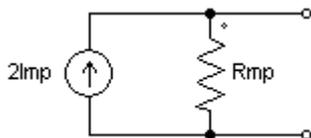


Figura 35 – Circuito equivalente do módulo FV operando em seu ponto de máxima potência.

$$\begin{aligned}
 R_{mp} &= \frac{1}{\Delta G} \\
 R_{mp} &= \frac{V_{mp}}{I_{mp}}
 \end{aligned}
 \tag{4.4.5}$$

#### 4.4.1.2 Modelagem da Planta

O estágio de potência CC-CC do microinversor proposto, apresentado na Figura 19, pode ser reduzido ao circuito demonstrado na Figura 36 como o feito em (SCHMITZ; COELHO; MARTINS, 2015). Este circuito ainda pode ser reduzido a um conversor *Buck* equivalente, como mostra a Figura 37.

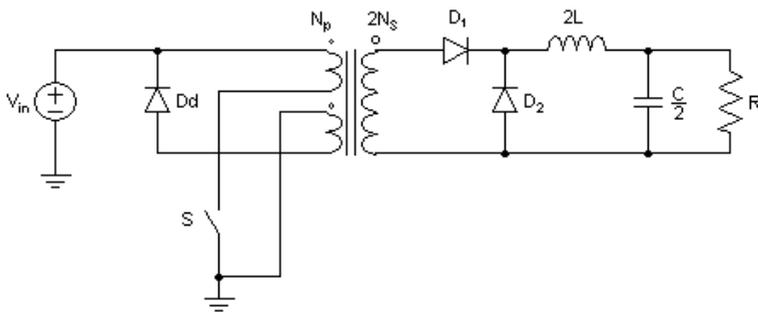


Figura 36 – Estágio CC-CC da topologia proposta reduzido a um conversor *Forward* tradicional.

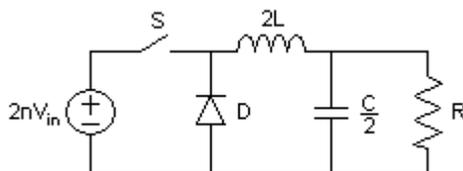


Figura 37 – Estágio CC-CC da topologia proposta reduzido a um conversor *Buck*.

O modelo utilizado para análise de pequenos sinais do conversor equivalente *Buck* é mostrado na Figura 38, já com o modelo do módulo FV para o ponto de máxima potência apresentado na Figura 35. Observa-se que a tensão de saída é considerada constante, uma vez que esta tensão será

controlada pelo estágio CC-CA e a grandeza que se quer controlar aqui é a tensão de entrada, e a chave foi substituída por fontes de tensão e corrente que variam de acordo com a razão cíclica aplicada.

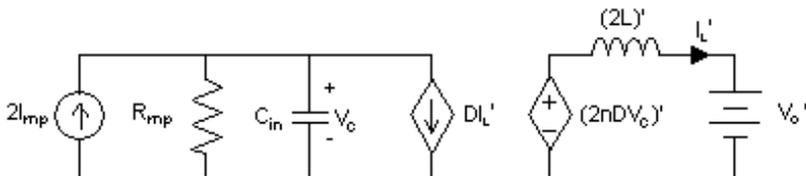


Figura 38 – Modelo do conversor *Buck* para modelagem da planta (grandezas ainda não referenciadas ao primário).

As grandezas indicadas com um traço após o seu nome na Figura 38 ainda estão referenciadas ao secundário do transformador. Para analisar corretamente o circuito, deve-se referenciar todas as grandezas a somente um dos lados do transformador, no caso, o primário foi escolhido. Considerando  $n$  como a razão de transformação apresentada anteriormente na Equação 3.1.3, as Equações 4.4.6, 4.4.7, 4.4.8 e 4.4.9 apresentam o cálculo feito para referenciar todas as grandezas ao primário (FITZGERALD; Kingsley Jr.; UMANS, 2003).

$$V_o' = \frac{V_o}{n} \quad (4.4.6)$$

$$(2nDV_c)' = \frac{2nDV_c}{n} = 2DV_c \quad (4.4.7)$$

$$(2L)' = \frac{2L}{n^2} \quad (4.4.8)$$

$$I_L' = nI_L \quad (4.4.9)$$

A Figura 39 mostra o circuito final utilizado para o equacionamento do modelo da planta do estágio CC-CC do microinversor, já com todas as grandezas referenciadas ao primário do transformador.

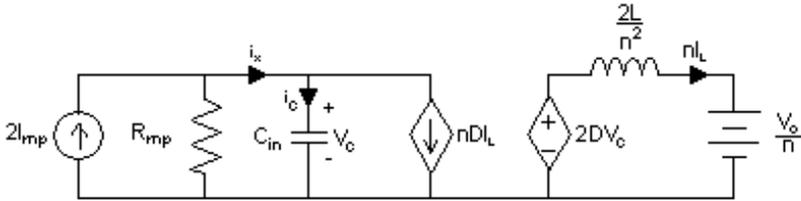


Figura 39 – Modelo do conversor *Buck* para modelagem da planta do estágio CC-CC, já com todas as grandezas referenciadas ao primário.

Pela lei dos nós, tem-se que:

$$i_c = i_x - ndI_L \quad (4.4.10)$$

Considerando a corrente que passa por  $R_{mp}$  como  $i_R$  e aplicando a lei de Ohm, tem-se que:

$$\begin{aligned} i_x &= 2I_{mp} - i_R \\ i_x &= 2I_{mp} - \frac{v_c}{R_{mp}} \end{aligned} \quad (4.4.11)$$

Substituindo 4.4.10 e 4.4.5 em 4.4.11, e aplicando a relação entre corrente e tensão no capacitor, tem-se:

$$C_{in} \frac{dv_c}{dt} = 2I_{mp} - \frac{v_c I_{mp}}{V_{mp}} - ndi_L \quad (4.4.12)$$

Utilizando-se a lei das malhas e a relação entre tensão e corrente no indutor, tem-se a Equação 4.4.13.

$$L \frac{di_L}{dt} = 2dv_c - \frac{V_o}{n} \quad (4.4.13)$$

Para a modelagem da planta pelo método escolhido, considerou-se que os sinais  $v_c$ ,  $i_L$  e  $D$  possuem uma componente contínua e sofrem uma pequena perturbação em torno deste ponto, de acordo com as equações de 4.4.14.

$$v_c = V_c + \tilde{v}_c \quad (4.4.14a)$$

$$i_L = I_L + \tilde{i}_L \quad (4.4.14b)$$

$$d = D + \tilde{d} \quad (4.4.14c)$$

Aplicando as perturbações de 4.4.14 à Equação 4.4.12, tem-se:

$$\begin{aligned} C_{in} \frac{d}{dt}(V_c + \tilde{v}_c) &= 2I_{mp} - (V_c + \tilde{v}_c) \frac{I_{mp}}{V_{mp}} - n(D + \tilde{d})(I_L + \tilde{i}_L) \\ C_{in} \frac{d}{dt}V_c + C_{in} \frac{d}{dt}\tilde{v}_c &= 2I_{mp} - V_c \frac{I_{mp}}{V_{mp}} - \tilde{v}_c \frac{I_{mp}}{V_{mp}} \\ &\quad - nDI_L - nD\tilde{i}_L - \tilde{d}I_L - \tilde{d}\tilde{i}_L \end{aligned} \quad (4.4.15)$$

Considerando que os sinais  $\tilde{d}$  e  $\tilde{i}_L$  já são muito pequenos, pode-se desprezar o produto  $\tilde{d}\tilde{i}_L$ . Separando-se a Equação 4.4.15 em suas partes contínuas e perturbações, tem-se:

$$C_{in} \frac{d}{dt}V_c = 2I_{mp} - V_c \frac{I_{mp}}{V_{mp}} - nDI_L \quad (4.4.16a)$$

$$C_{in} \frac{d}{dt}\tilde{v}_c = -\tilde{v}_c \frac{I_{mp}}{V_{mp}} - nD\tilde{i}_L - \tilde{d}I_L \quad (4.4.16b)$$

Aplicando-se as perturbações de 4.4.14 à Equação 4.4.13, tem-se:

$$L \frac{d}{dt} (I_L + \tilde{i}_L) = 2(D + \tilde{d})(V_c + \tilde{v}_c) - \frac{V_o}{n}$$

$$L \frac{d}{dt} I_L + L \frac{d}{dt} \tilde{i}_L = 2DV_c + 2D\tilde{v}_c + 2\tilde{d}V_c + 2\tilde{d}\tilde{v}_c - \frac{V_o}{n} \quad (4.4.17)$$

Assim como para os sinais  $\tilde{d}$  e  $\tilde{i}_L$ , o sinal  $\tilde{v}_c$  é também muito pequeno e o produto  $2\tilde{d}\tilde{v}_c$  pode ser desprezado. Separando-se a Equação 4.4.17 em suas partes contínuas e perturbações, tem-se:

$$L \frac{d}{dt} I_L = 2DV_c - \frac{V_o}{n} \quad (4.4.18a)$$

$$L \frac{d}{dt} \tilde{i}_L = 2D\tilde{v}_c + 2\tilde{d}V_c \quad (4.4.18b)$$

Derivando novamente a igualdade em 4.4.16b, obtém-se:

$$C_{in} \frac{d^2 \tilde{v}_c}{dt^2} = -\frac{d\tilde{v}_c}{dt} \frac{I_{mp}}{V_{mp}} - nD \frac{d\tilde{i}_L}{dt} - \frac{d\tilde{d}}{dt} I_L \quad (4.4.19)$$

Substituindo o resultado de 4.4.18b na Equação 4.4.19, tem-se:

$$C_{in} \frac{d^2 \tilde{v}_c}{dt^2} = -\frac{d\tilde{v}_c}{dt} \frac{I_{mp}}{V_{mp}} - nD \left( \frac{2D\tilde{v}_c + 2\tilde{d}V_c + 2\tilde{d}\tilde{v}_c}{L} \right) - \frac{d\tilde{d}}{dt} I_L \quad (4.4.20)$$

Aplicando a transformada de Laplace, chega-se a Equação 4.4.21.

$$C_{in} s^2 \tilde{v}_c(s) = -s \tilde{v}_c(s) \frac{I_{mp}}{V_{mp}} - nD \left( \frac{2D\tilde{v}_c(s) + 2\tilde{d}(s)V_c}{L} \right) - s \tilde{d}(s) I_L \quad (4.4.21)$$

Rearranjando os termos da Equação 4.4.21, tem-se:

$$\frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{nI_L}{C_{in}} \left( \frac{s + \frac{2DV_c}{LI_L}}{s^2 + \frac{I_{mp}}{C_{in}V_{mp}}s + \frac{2nD^2}{LC_{in}}} \right) \quad (4.4.22)$$

Ainda se pode-se aplicar à Equação 4.4.22: a Equação 4.4.5 e as aproximações mostradas nas Equações 4.4.23 e 4.4.24.

$$I_L \approx \frac{I_{mp}}{D} \quad (4.4.23)$$

$$V_c \approx V_{mp} \quad (4.4.24)$$

Estas substituições resultam na função de transferência mostrada em 4.4.25.

$$G(s) = \frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{nI_{mp}}{DC_{in}} \left( \frac{s + \frac{2DR_{mp}}{L}}{s^2 + \frac{1}{R_{mp}C_{in}}s + \frac{2nD^2}{LC_{in}}} \right)$$

$$G(s) = (1,9 \times 10^7) \left( \frac{s + 11,3}{s^2 + 7,1 \times 10^3s + 2,8 \times 10^6} \right) \quad (4.4.25)$$

Para os parâmetros escolhidos, a planta possui um zero em 1,8Hz e dois polos reais: um em 67Hz e outro em 1,2kHz. A Figura 40 mostra o diagrama de Bode de magnitude da planta, enquanto a Figura 41 mostra o diagrama de Bode de fase.

Estes diagramas não estavam de acordo com o esperado, portanto a razão para o qual foi investigada. Foi observado que a razão para a planta possuir polos reais e não um par imaginário conjugado, como o mais comum, é o fato da indutância de saída dos conversores *Forward* ser muito elevada, o que se deve ao alto valor da razão de transforma-

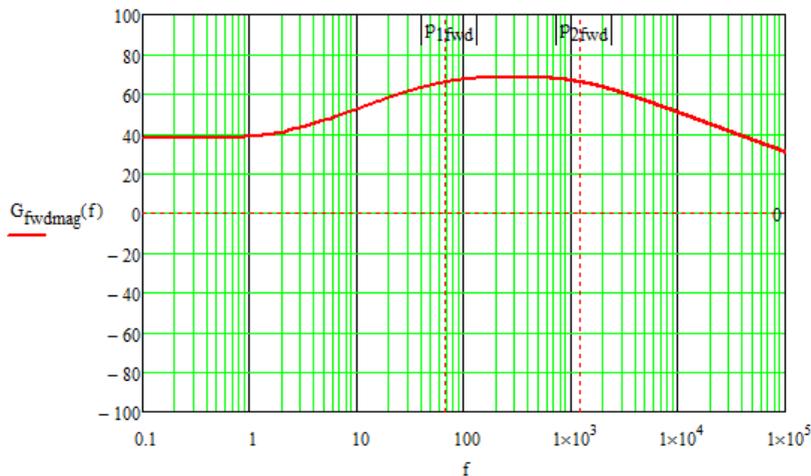


Figura 40 – Diagrama de Bode mostrando a magnitude da planta modelada para o estágio CC-CC do microinversor.

ção necessária para atingir a tensão adequada para conexão com a rede. Para indutâncias menores ou iguais à aproximadamente 20mH, os polos passam a ser um par de polos imaginários conjugados e o formato da resposta em frequência da planta já se assemelha mais ao esperado.

#### 4.4.1.3 Projeto do Controlador

O controlador escolhido para o estágio CC-CC do microinversor foi um controlador proporcional-integral (PI) tradicional, já mencionado na Seção 3.4.3 e cuja função de transferência ( $C_{PI}(s)$ ) é mostrada na Equação 4.4.26. Sendo que,  $k$  é o ganho do controlador e  $\tau$  é a constante de tempo.

$$C_{PI}(s) = k \left( \frac{s + 1/\tau}{s} \right) \quad (4.4.26)$$

O primeiro passo do projeto do controlador foi a análise da função de transferência do sistema não compensado

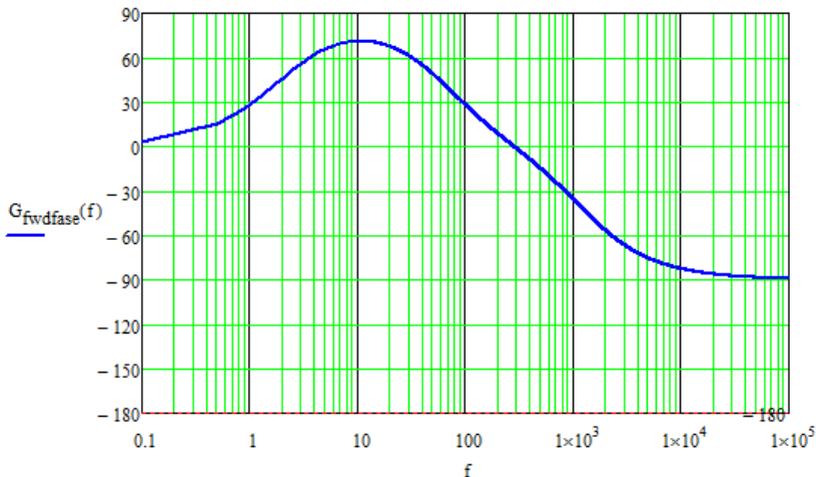


Figura 41 – Diagrama de Bode mostrando a fase da planta modelada para o estágio CC-CC do microinversor

em laço aberto. Para tal, foi necessário especificar alguns ganhos, como o da modulação por largura de pulso ( $k_{PWM}$ ) e do sensor de tensão ( $k_{sens}$ ). O ganho do sensor é dado pela Equação 4.4.27, sendo  $V_{in}$  a tensão que se quer medir e  $V_{lido}$  o sinal medido.

$$k_{sens} = \frac{V_{med}}{V_{in}} \quad (4.4.27)$$

O ganho da modulação por largura de pulso ( $k_{PWM}$ ) é inversamente proporcional à tensão de pico da portadora utilizada ( $V_{Tp}$ ), como mostra a Equação 4.4.28.

$$k_{PWM} = \frac{1}{V_{Tp}} \quad (4.4.28)$$

O ganho do sensor foi escolhido como sendo  $1/3$ , de modo que a tensão medida esteja por volta dos 10V para uma tensão de entrada de 30V. A tensão de pico da portadora foi projetada como sendo 10V, portanto o ganho da modulação é de  $1/10$ .

A função de transferência do sistema não compensado é então dada pela equação abaixo.

$$FTLA_{NC} = k_{sens}k_{PWM}G(s) \quad (4.4.29)$$

Deseja-se que a frequência de cruzamento ( $f_c$ ) da função de transferência do sistema compensado seja pelo menos dez vezes menor do que a frequência de chaveamento dos conversores *Forward*, para não interferir com a mesma, ou seja:

$$f_c = \frac{f_{fwd}}{10} \quad (4.4.30)$$

A margem de fase mínima requerida para o projeto ( $MF_{req}$ ) foi escolhida como sendo  $60^\circ$ . A frequência do zero do controlador ( $f_z$ ) foi então calculada a partir da fase não compensada na frequência de cruzamento desejada e da margem de fase definida, como mostra a Equação 4.4.31.

$$f_z = \frac{f_c}{\text{tg} \left[ MF_{req} - 180^\circ - \angle FTLA_{NC}(f_c) \right]} \quad (4.4.31)$$

Sendo que a frequência do zero do controlador e a constante de tempo se relacionam através da Equação 4.4.32.

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_z} \quad (4.4.32)$$

O ganho é encontrado a partir das frequências de cruzamento e do zero, e da magnitude da função de transferência em laço aberto não compensada na frequência de cruzamento desejada, como mostra a Equação 4.4.33.

$$k = \frac{f_c}{\sqrt{f_c^2 + f_z^2} |FTLA_{NC}(f_c)|} \quad (4.4.33)$$

Utilizando esta metodologia, chegou-se a uma constante de tempo de  $36\mu s$  e um ganho de 0,025. A função de transferência do controlador deste estágio ( $C_{fwd}(s)$ ) é apresentada na Equação 4.4.34. Os diagramas de Bode para magnitude e fase deste controlador são mostrados mais adiante nas Figuras 45 e 46.

$$C_{fwd}(s) = 0,025 \left( \frac{s + 1/36\mu s}{s} \right) \quad (4.4.34)$$

As Figuras 42 e 43 mostram os diagramas de Bode para a planta compensada em laço aberto. Observa-se que a margem de fase e frequência de cruzamento são exatamente iguais às projetadas ( $60^\circ$  e 4kHz).

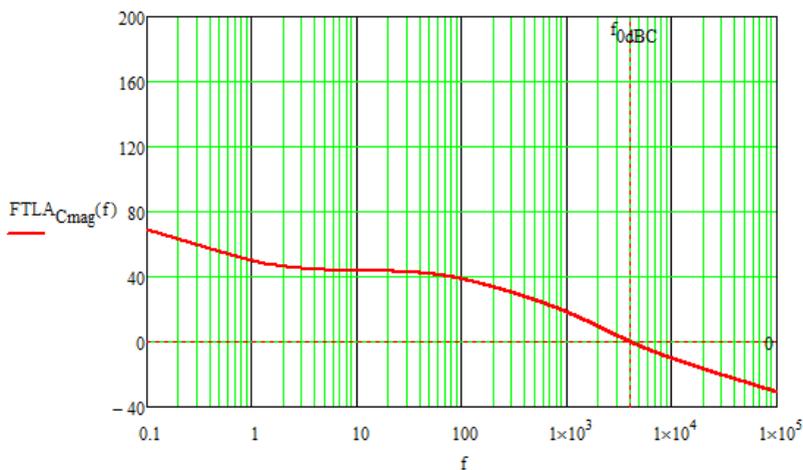


Figura 42 – Diagrama de Bode mostrando a magnitude da função de transferência em laço aberto compensada do estágio CC-CC do microinversor.

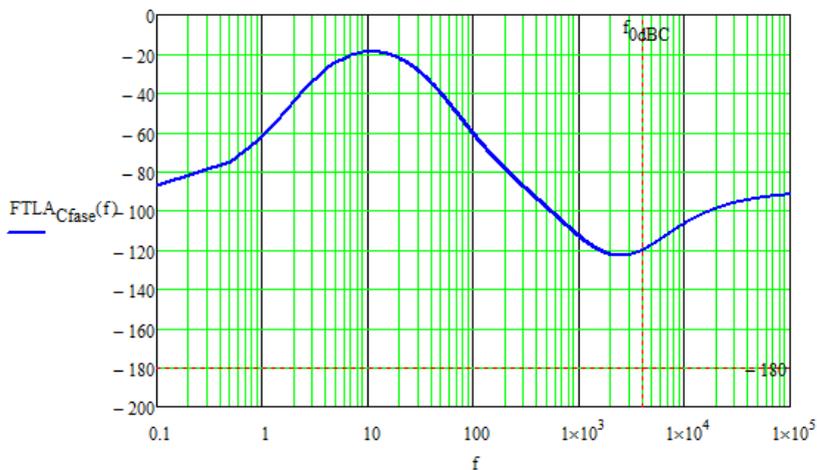


Figura 43 – Diagrama de Bode mostrando a fase da função de transferência em laço aberto compensada do estágio CC-CC do microinversor.

Foi executado também o projeto físico do controlador PI analógico com base em um amplificador operacional. O circuito mostrado na Figura 44 já é uma integração do controlador PI com um subtrator.

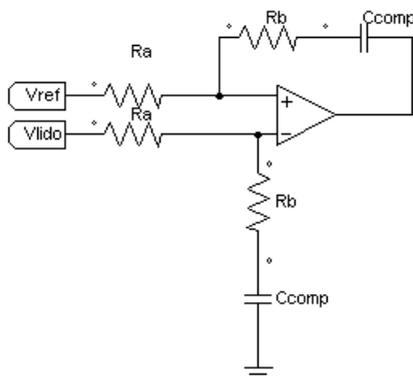


Figura 44 – Circuito analógico para implementação de subtrator e controlador PI.

A dedução da função de transferência do circuito pode ser facilmente realizada aplicando-se os conhecimentos de eletrônica básica, por esta razão este cálculo não será apresentado aqui. As Equações 4.4.35 e 4.4.36 são fruto da comparação entre as funções de transferência do circuito proposto e do controlador PI.

$$k = \frac{R_b}{R_a} \quad (4.4.35)$$

$$\tau = R_b C_{comp} \quad (4.4.36)$$

Os diagramas de Bode das Figuras 45 e 46 comparam o controlador calculado ( $C_1$ ) e o controlador projetado analogicamente ( $C$ ). Os valores comerciais escolhidos para os componentes do circuito foram  $R_a = 10k\Omega$ ,  $R_b = 330\Omega$  e  $C_{comp} = 100nF$ .

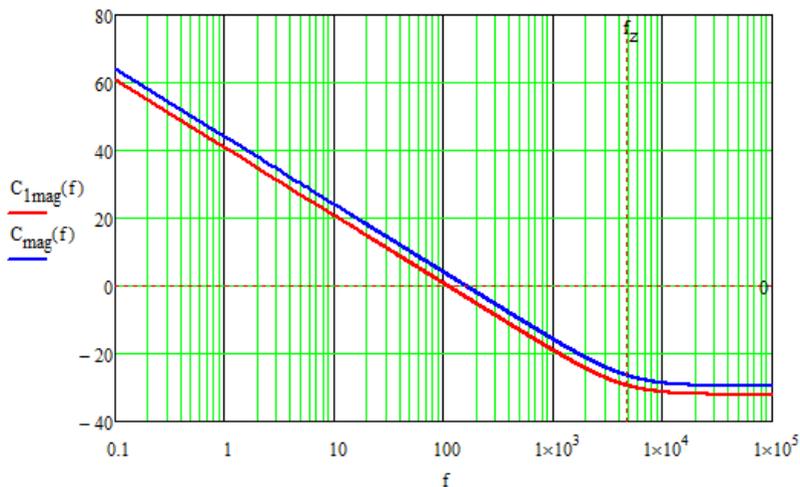


Figura 45 – Diagramas de Bode comparando a magnitude das funções de transferência do controlador calculado ( $C_1$ ) e do controlador projetado analogicamente ( $C$ ).

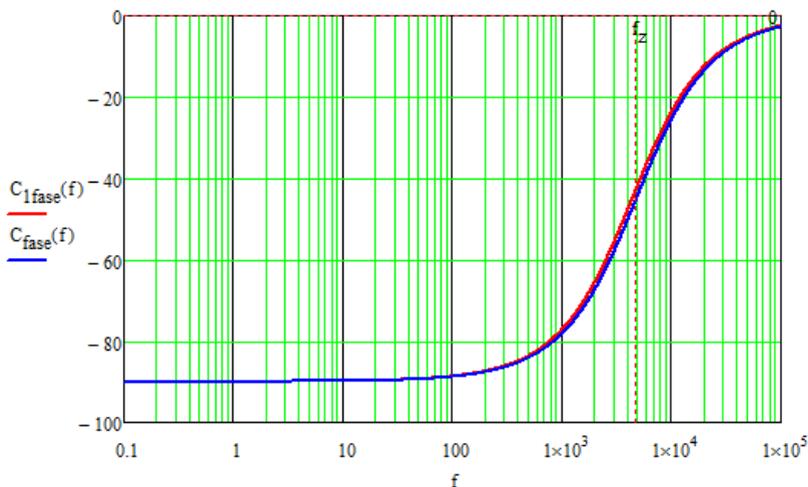


Figura 46 – Diagramas de Bode comparando a fase das funções de transferência do controlador calculado ( $C_1$ ) e do controlador projetado analogicamente ( $C$ ).

#### 4.4.2 Estágio CC-CA

O controle do inversor *Half-Bridge* será feito de maneira a controlar tanto a tensão de entrada do estágio inversor (tensão dos barramentos CC), quanto a corrente de saída. Para tal, foi feito o levantamento de duas plantas, uma de tensão e outra de corrente, e foram projetados dois controladores que são utilizados em cascata, como mostra a Figura 47

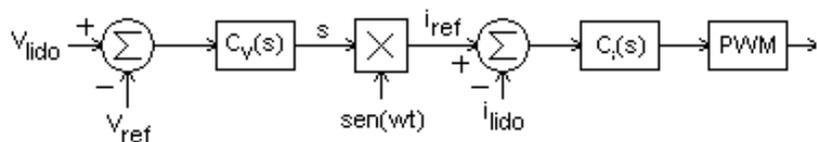


Figura 47 – Esquemático do controle do estágio CC-CA do microinversor.

Como a dinâmica da malha de tensão é muito mais lenta do que a dinâmica da malha de corrente (a frequência de cruzamento da planta de tensão é cerca de duas décadas abaixo da frequência de cruzamento da planta de corrente), pode-se considerar, para efeitos práticos, as duas dinâmicas desacopladas. Este fato será demonstrado nas subseções seguintes e é especificamente demonstrado nas Figuras 49 e 53 adiante.

#### 4.4.2.1 Malha de Corrente

Para a modelagem da planta de corrente do inversor *Half-Bridge* foi utilizado o esquema mostrado na Figura 48.

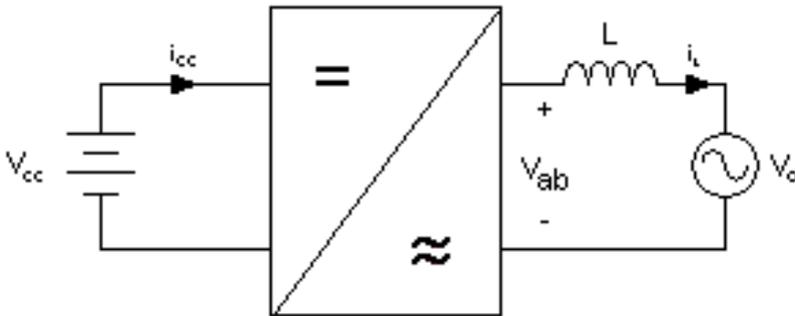


Figura 48 – Esquemático para modelagem da planta de corrente do estágio CC-CA.

Pela lei das malhas e aplicando a relação entre tensão e corrente no indutor, tem-se que:

$$v_{ab}(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} + v_o(t) \quad (4.4.37)$$

E do funcionamento já conhecido de inversores, tem-se que a tensão  $v_{ab}$  instantânea na entrada do filtro de saída é o produto do sinal de modulação instantâneo ( $m(t)$ ) pela metade da tensão de entrada (no caso do inversor *Half-Bridge*).

$$v_{ab}(t) = \frac{m(t)V_{cc}}{2} \quad (4.4.38)$$

Substituindo-se 4.4.37 em 4.4.38, tem-se:

$$\frac{m(t)V_{cc}}{2} = L \frac{di_L(t)}{dt} + v_o(t) \quad (4.4.39)$$

Aplicam-se perturbações aos sinais de acordo com 4.4.40.

$$m(t) = M + \tilde{m} \quad (4.4.40a)$$

$$i_L(t) = I_L + \tilde{i}_L \quad (4.4.40b)$$

$$v_o(t) = V_o + \tilde{v}_o \quad (4.4.40c)$$

Substituindo 4.4.40 na Equação 4.4.39, tem-se:

$$(M + \tilde{m}) \frac{V_{cc}}{2} = L \frac{d(I_L + \tilde{i}_L)}{dt} + (V_o + \tilde{v}_o) \quad (4.4.41)$$

$$M \frac{V_{cc}}{2} + \tilde{m} \frac{V_{cc}}{2} = L \frac{dI_L}{dt} + L \frac{d\tilde{i}_L}{dt} + (V_o + \tilde{v}_o)$$

Separando os termos em constantes e pequenos sinais, tem-se:

$$M \frac{V_{cc}}{2} = L \frac{dI_L}{dt} + V_o = V_o \quad (4.4.42a)$$

$$\tilde{m} \frac{V_{cc}}{2} = L \frac{d\tilde{i}_L}{dt} + \tilde{v}_o \quad (4.4.42b)$$

Considerando que a frequência de chaveamento é muito maior do que a frequência do sinal de saída ( $f_{inv} \gg f_o$ ), ainda pode-se considerar que a tensão de saída é constante nesta análise, portanto:

$$\tilde{m} \frac{V_{cc}}{2} = L \frac{d\tilde{i}_L}{dt} \quad (4.4.43)$$

Aplicando a transformada de Laplace e rearranjando os termos, chega-se a função de transferência da planta de corrente ( $G_i(s)$ ).

$$G_i(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{m}(s)} = \frac{V_{cc}}{2sL} = \frac{1,9 \times 10^4}{s} \quad (4.4.44)$$

A resposta em frequência da malha de corrente é mostrada no diagrama de Bode da Figura 49.

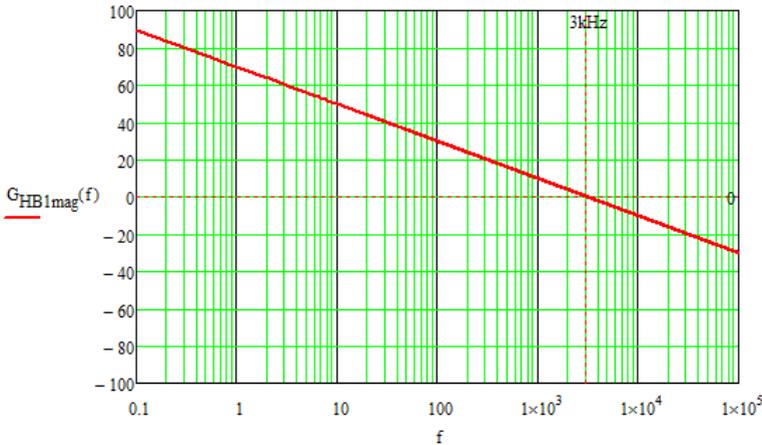


Figura 49 – Resposta em frequência da planta de corrente do estágio CC-CA ( $f_c \approx 3kHz$ ).

Demonstra-se então que a planta de corrente é um integrador puro, portanto facilmente controlável. O controlador escolhido foi um PI e, para o projeto do mesmo, novamente foi necessário se estipular os ganhos do sensor de corrente ( $k_{sens}$ ) e modulação ( $k_{PWM}$ ). O ganho do sensor de corrente é de 5,39 e será calculado ao fim desta seção, de modo que a tensão lida esteja dentro de valores aceitáveis (dentro do suportado por um circuito de amplificadores operacionais alimentados por 15V, por exemplo) e o ganho da modulação foi projetado para  $1/10$ .

A frequência de cruzamento escolhida foi uma década abaixo da frequência de chaveamento do estágio CC-CA, portanto 2kHz. A margem de fase desejada ( $M_{req}$ ) foi novamente  $60^\circ$ . As equações para a definição dos parâmetros do controlador são idênticas às apresentadas na Seção 4.4.1.3 para o estágio CC-CC.

Os resultados do projeto foram: ganho de 1,05 e zero na frequência de 1,15kHz (constante de tempo de  $138\mu s$ ). A Equação 4.4.45 mostra a função de transferência para o controlador projetado ( $C_i(s)$ ).

$$C_i(s) = 1,05 \left( \frac{s + 1/138\mu s}{s} \right) \quad (4.4.45)$$

Os valores comerciais escolhidos para os componentes do circuito analógico do controlador, de acordo com a Figura 44, foram  $R_a = 2,2k\Omega$ ,  $R_b = 2,2k\Omega$  e  $C_{comp} = 62nF$ .

As Figuras 50 e 51 mostram os diagramas de Bode de magnitude e fase, respectivamente, para a planta de corrente do inversor *Half-Bridge* compensada. Observa-se que a margem de fase e frequência de cruzamento são  $60^\circ$  e 2kHz, respectivamente, assim como o projetado.

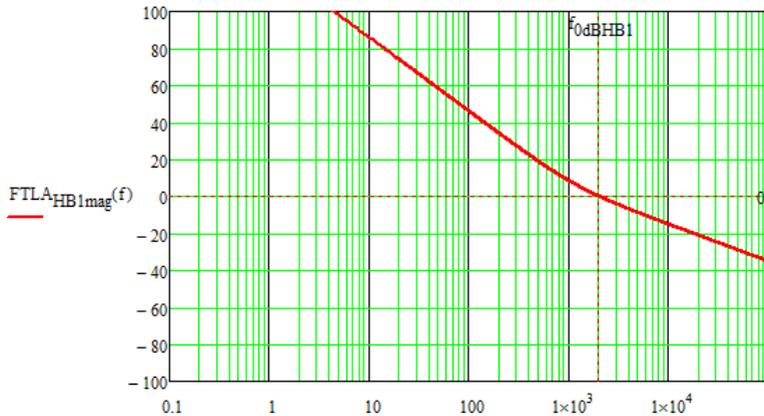


Figura 50 – Diagrama de Bode mostrando a magnitude da função de transferência da planta de corrente do estágio CC-CA compensada.

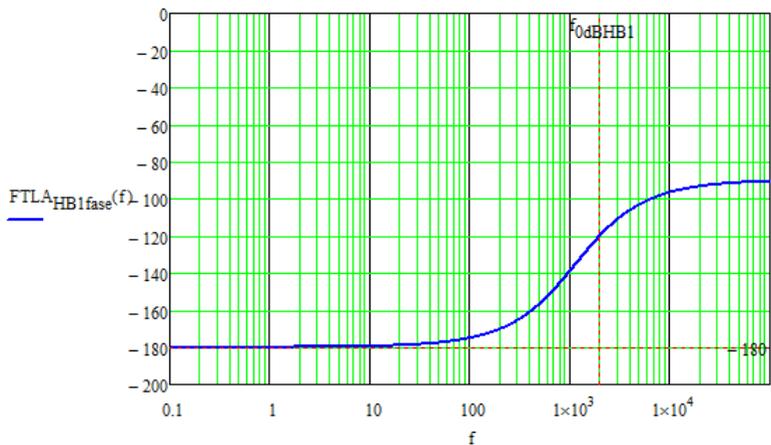


Figura 51 – Diagrama de Bode mostrando a fase da função de transferência da planta de corrente do estágio CC-CA compensada.

#### 4.4.2.2 Malha de Tensão

O funcionamento correto do conversor requer um controle adequado da tensão de entrada do inversor, para que a mesma possa ser ajustada quando há uma variação da potência entregue pelo gerador FV devido a sua natureza intermitente. O papel do controle de tensão neste contexto é então assegurar o balanço da potência média. Para tal, o valor médio de tensão do barramento CC deve ser controlado, e não seu valor instantâneo.

Para assegurar o projeto adequado do controlador, primeiramente deve-se conhecer a função de transferência da planta. Neste caso, a modelagem da planta de tensão foi feita se baseando no diagrama da Figura 52.

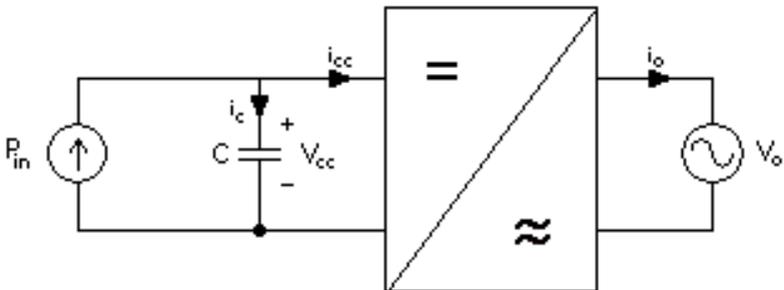


Figura 52 – Esquemático para modelagem da planta de tensão do estágio CC-CA.

A potência de entrada é constante e definida pelo módulo FV e pelo estágio CC-CC de conversão. Assumindo que as potências de entrada e saída sejam iguais, tem-se que:

$$\begin{aligned} V_{cc}i_{cc} &= \frac{V_{op}I_{op}}{2} \\ i_{cc} &= \frac{V_{op}I_{op}}{2V_{cc}} \end{aligned} \quad (4.4.46)$$

Sabe-se também que a relação entre a corrente e tensão no capacitor é dada por:

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \quad (4.4.47)$$

E a corrente de entrada pode ser calculada como sendo:

$$i_{in} = \frac{P_{in}}{V_c} \quad (4.4.48)$$

Ou ainda, pela lei dos nós:

$$i_{in} = i_c + i_{cc} \quad (4.4.49)$$

Da mesma maneira como foi feito para a planta do estágio CC-CC na Seção 4.4.1.2, os sinais serão considerados como componentes constantes e variações, como mostram as Equações 4.4.50. Todavia, a corrente de entrada é contínua, portanto possui somente a componente constante, e a corrente do capacitor não tem nível médio, portanto é composta apenas pela componente variável.

$$i_{in} = I_{in} + \Delta i_{in} = I_{in} \quad (4.4.50a)$$

$$i_c = I_c + \Delta i_c = \Delta i_c \quad (4.4.50b)$$

$$i_{cc} = I_{cc} + \Delta i_{cc} \quad (4.4.50c)$$

$$i_{op} = I_{op} + \Delta i_{op} \quad (4.4.50d)$$

Substituindo-se 4.4.50 em 4.4.49, tem-se:

$$I_{in} = \Delta i_c + I_{cc} + \Delta i_{cc} \quad (4.4.51)$$

Separando a equação em componentes alternadas e constantes, tem-se:

$$I_{in} = I_{cc} \quad (4.4.52a)$$

$$\Delta i_c = -\Delta i_{cc} \quad (4.4.52b)$$

Substituíram-se as Equações 4.4.46 e 4.4.52b em 4.4.47. Considerando que uma perturbação incremental na corrente de saída ( $\Delta i_{op}$ ) gera uma resposta incremental da tensão sobre os capacitores do barramento CC ( $\Delta v_c$ ) e aplicando a transformada de Laplace, tem-se:

$$C \frac{d\tilde{v}_c}{dt} = -\frac{V_{op} \tilde{i}_{op}}{2V_{cc}} \quad (4.4.53)$$

$$Cs\tilde{v}_c(s) = -\frac{V_{op}}{2V_{cc}} \tilde{i}_{op}(s)$$

Rearranjando os termos, chega-se a planta de tensão ( $G_v(s)$ ), como mostra a Equação 4.4.54.

$$G_v(s) = \frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{i}_{op}(s)} = -\frac{V_{op}}{2V_{cc}} \frac{1}{sC} \quad (4.4.54)$$

A resposta em frequência da malha de tensão é mostrada no diagrama de Bode da Figura 53. Observa-se que a dinâmica é de fato bem mais lenta do que a da malha de corrente, com frequência de cruzamento de aproximadamente 30Hz, enquanto a frequência de cruzamento da malha de corrente é de aproximadamente 3kHz.

Embora diversos controladores possam ser empregados no controle da tensão do barramento CC, o mais popular é o controlador PI, com função de transferência dada pela Equação 4.4.26. Este controlador foi também a escolha para o presente sistema, porém, deve-se levar em conta algumas considerações para o seu projeto adequado neste contexto.

A primeira consideração a ser feita é em relação à corrente que circula pelos capacitores do barramento CC. O barramento CC como um todo terá uma componente alternada de corrente no dobro da frequência da rede, devido à potência instantânea da saída do conversor estar nesta frequência. A partir deste conhecimento e da Equação 4.4.46 apresentada anteriormente, tem-se:

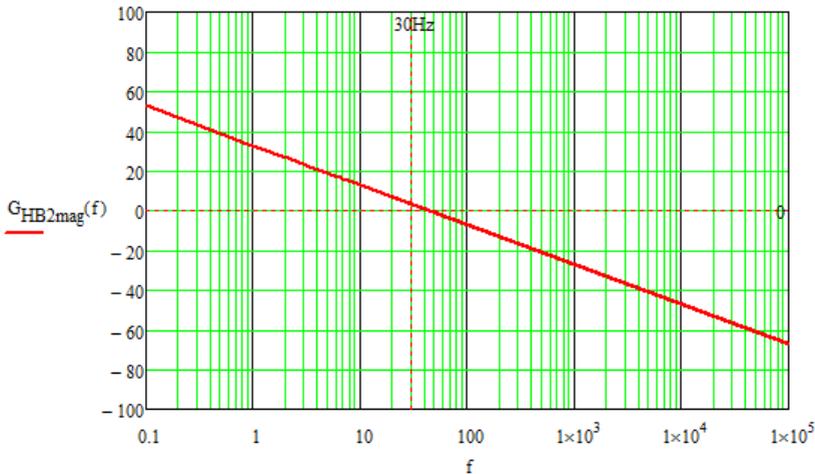


Figura 53 – Resposta em frequência da planta de tensão do estágio CC-CA ( $f_c \approx 3kHz$ ).

$$i_{cc}(t) = \frac{V_{op}I_{op}}{2V_{cc}} - \frac{V_{op}I_{op}}{2V_{cc}} \cos(2\omega t) \quad (4.4.55)$$

Porém,

$$P_{in} = \frac{V_{op}I_{op}}{2} \quad (4.4.56)$$

Então,

$$i_{cc}(t) = \frac{P_{in}}{V_{cc}} - \frac{P_{in}}{V_{cc}} \cos(2\omega t) \quad (4.4.57)$$

A componente alternada de  $i_{cc}$  circula pelo capacitor e é a responsável pela variação de tensão no barramento CC.

$$\Delta v_c(t) = \frac{1}{C} \int \left( -\frac{P_{in}}{V_{cc}} \right) \cos(2\omega t) dt \quad (4.4.58)$$

Portanto,

$$\Delta v_c(t) = -\frac{P_{in}}{2\omega CV_{cc}} \text{sen}(2\omega t) \quad (4.4.59)$$

Sendo assim, a tensão do barramento CC, composta pela suas componentes contínua e alternada, é dada pela Equação 4.4.60.

$$\begin{aligned} v_c(t) &= V_{cc} - \frac{P_{in}}{2\omega CV_{cc}} \text{sen}(2\omega t) \\ v_c(t) &= V_{cc} - \frac{P_{in}}{4\pi f_o CV_{cc}} \text{sen}(4\pi f_o t) \end{aligned} \quad (4.4.60)$$

Agora, será analisado o impacto deste cenário na corrente de referência que será gerada por este sistema para a malha de corrente, como o apresentado anteriormente na Figura 47.

Seja  $\beta$  o ganho do controlador de tensão ( $C_v(s)$ ) para a frequência da componente alternada da tensão  $v_c$  e  $s(t)$  a saída do compensador (ver Figura 32), tem-se que:

$$s(t) = -\frac{\beta P_{in}}{4\pi f_o CV_{cc}} \text{sen}(4\pi f_o t) \quad (4.4.61)$$

De acordo com o esquemático da Figura 47, observa-se que a corrente de referência a ser gerada ( $i_{ref}$ ) é o produto do sinal  $s(t)$  com uma senoide na frequência da rede, como mostra a Equação 4.4.62.

$$i_{ref}(t) = s(t) \text{sen}(2\pi f_o t) \quad (4.4.62)$$

Substituindo-se 4.4.61 em 4.4.62, tem-se:

$$i_{ref}(t) = -\frac{\beta P_{in}}{4\pi f_o CV_{cc}} \text{sen}(4\pi f_o t) \text{sen}(2\pi f_o t) \quad (4.4.63)$$

Aplicando-se a identidade trigonométrica apresentada em 4.4.64 à 4.4.63, chega-se em 4.4.71.

$$\text{sen}(2x) = 2\text{sen}(x)\text{cos}(x) \quad (4.4.64)$$

$$i_{ref}(t) = -\frac{\beta P_{in}}{4\pi f_o C V_{cc}} \left[ 2 \operatorname{sen}(2\pi f_o t) \cos(2\pi f_o t) \right] \operatorname{sen}(2\pi f_o t) \quad (4.4.65)$$

Que pode ser reduzida a:

$$i_{ref}(t) = -\frac{\beta P_{in}}{4\pi f_o C V_{cc}} \left[ 2 \operatorname{sen}^2(2\pi f_o t) \cos(2\pi f_o t) \right] \quad (4.4.66)$$

Aplicando-se uma segunda identidade trigonométrica, apresentada em 4.4.67, tem-se a Equação 4.4.68.

$$\operatorname{sen}^2(x) = \frac{1}{2} \left[ 1 - \cos(2x) \right] \quad (4.4.67)$$

$$i_{ref}(t) = -\frac{\beta P_{in}}{4\pi f_o C V_{cc}} \left[ \cos(2\pi f_o t) - \cos(2\pi f_o t) \cos(4\pi f_o t) \right] \quad (4.4.68)$$

A Equação 4.4.69 apresenta mais uma igualdade obtida através de identidades trigonométricas que pode ser aplicada à 4.4.68, resultando em 4.4.70.

$$\cos(x) \cos(2x) = \frac{1}{2} \left[ \cos(x) + \cos(3x) \right] \quad (4.4.69)$$

$$i_{ref}(t) = \frac{\beta P_{in}}{8\pi f_o C V_{cc}} \left[ \cos(6\pi f_o t) - \cos(2\pi f_o t) \right] \quad (4.4.70)$$

Verifica-se então que surge uma componente de terceira ordem ( $3f_o$ ) com amplitude considerável na corrente de referência, que causará distorção na corrente de saída do inversor. Portanto deve-se limitar esta corrente de modo a ter um nível de distorção harmônica (TDH, do inglês *Total Harmonic Distortion*) aceitável nesta componente.

A corrente de referência para a componente de terceira ordem é dada por:

$$i_{ref3}(t) = \frac{\beta P_{in}}{8\pi f_o C V_{cc}} \cos(6\pi f_o t) \quad (4.4.71)$$

Portanto, a amplitude da componente de ordem três é:

$$i_{3p} = \frac{\beta P_{in}}{8\pi f_o C V_{cc}} \quad (4.4.72)$$

Substituindo-se novamente a Equação 4.4.56, tem-se:

$$i_{3p} = \frac{\beta V_{op} I_{op}}{16\pi f_o C V_{cc}} \quad (4.4.73)$$

Desse modo,

$$\frac{i_{2p}}{I_{op}} = -\frac{\beta V_{op}}{16\pi f_o C V_{cc}} \quad (4.4.74)$$

Sendo assim, pode-se limitar o ganho do controlador para que a TDH de terceira ordem permaneça em níveis aceitáveis para o projeto, como mostra a Equação 4.4.75.

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{16\pi f_o C V_{cc}}{V_{op}} \frac{i_{3p}}{I_{op}} \\ \beta &= \frac{16\pi f_o C V_{cc}}{V_{op}} TDH_3 \end{aligned} \quad (4.4.75)$$

Foi definida uma TDH de 5% e, para os valores especificados em projeto, o ganho máximo calculado para o controlador na frequência da rede deve ser de 0,093.

Como a frequência do zero do controlador será definida como sendo muito abaixo da frequência da rede ( $f_o \gg f_z$ ), pode-se considerar que o ganho do controlador é igual ao ganho na frequência da rede, portanto:

$$|C_v(f_o)| = \beta \approx k \quad (4.4.76)$$

O ganho escolhido foi então de 0,09. Para assegurar uma margem de fase de pelo menos  $60^\circ$ , foi necessário determinar que a frequência do zero do controlador fosse uma década abaixo da frequência da rede, o que resulta em uma constante de tempo de 27ms. Portando, a função de transferência do controlador da malha de tensão é dado pela Equação 4.4.77.

$$C_v(s) = 0,09 \left( \frac{s + 1/27ms}{s} \right) \quad (4.4.77)$$

Os valores comerciais escolhidos para os componentes do circuito analógico do controlador, de acordo com a Figura 44, foram  $R_a = 33k\Omega$ ,  $R_b = 3.3k\Omega$  e  $C_{comp} = 10\mu F$ . O equacionamento destes parâmetros é feito da mesma forma da Seção 4.4.1.3.

As Figuras 54 e 55 mostram os diagramas de Bode de magnitude e fase, respectivamente, para a planta de tensão do inversor *Half-Bridge* compensada. A margem de fase final é de  $65^\circ$  e a frequência de cruzamento se dá em 13Hz. É interessante notar também que a frequência de cruzamento se dá em uma curva de -20dB/dec.

### 4.4.3 Resultados Controle

A Tabela 8 mostra um resumo dos parâmetros dos controladores projetados para o microinversor proposto.

Tabela 8 – Resultados do projeto de controle do microinversor proposto.

Controlador	Ganho	Constante de Tempo
<i>Estágio CC-CC</i>	0,025	36 $\mu$ s
<i>Estágio CC-CA Malha de Corrente</i>	1,05	138 $\mu$ s
<i>Estágio CC-CA Malha de Tensão</i>	0,09	27ms

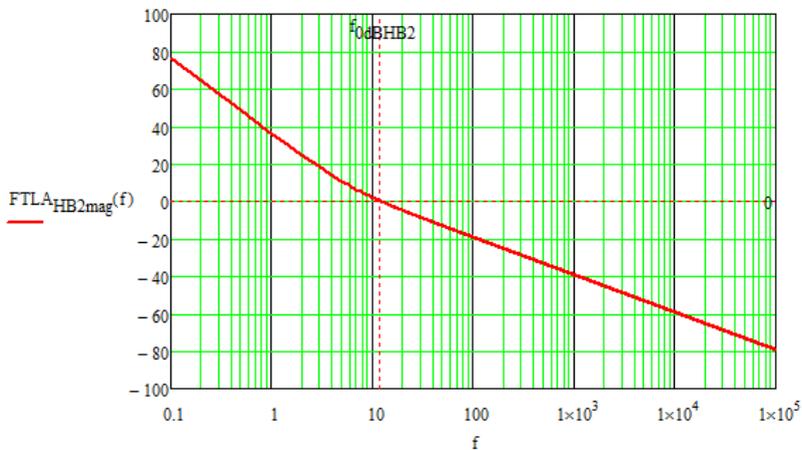


Figura 54 – Diagrama de Bode mostrando a magnitude da função de transferência da planta de corrente do estágio CC-CA compensada.

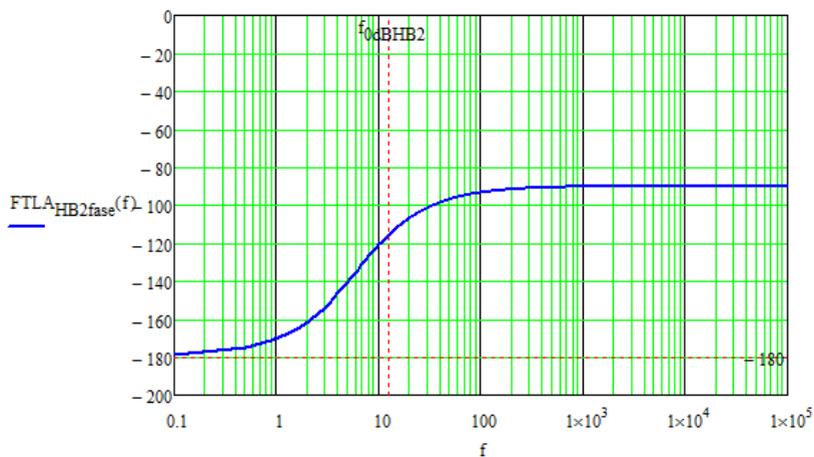


Figura 55 – Diagrama de Bode mostrando a fase da função de transferência da planta de corrente do estágio CC-CA compensada.



O sensor LV25-P pode ser utilizado tanto para sinais contínuos, quanto para sinais alternados, podendo então ser utilizado para a leitura da tensão de entrada e para a tensão do barramento CC. Apesar de ser um sensor extremamente sobre-dimensionado para a leitura da tensão de entrada, foi escolhido utilizá-lo por haver disponibilidade do mesmo no laboratório. Uma outra solução para a leitura da tensão de entrada poderia ser um circuito com amplificador de instrumentação ou até mesmo um simples divisor resistivo.

O resistor  $R_{lv}$  indicado na Figura 56 deve ser escolhido de maneira que a corrente máxima entrando no sensor de tensão seja de 10mA para uma melhor resolução da leitura do sinal. Deve-se atentar também para a potência que será dissipada neste resistor, que pode ser calculada de acordo com a Equação 4.4.78. O resistor escolhido para a leitura da tensão de entrada é de  $3.9k\Omega$  e deve suportar uma potência de 0,39W. Já o resistor para a leitura da tensão do barramento CC foi determinado como sendo de  $82k\Omega$  e deve suportar uma potência de 8,2W. Caso não seja possível obter resistores com estes valores específicos e capacidade de potência, pode-se utilizar combinações de resistores para alcançar os valores calculados.

$$P_{lv} = R_{lv} I_{lv\text{ef}}^2 \quad (4.4.78)$$

O resistor  $R_m$  é especificado no *datasheet* do sensor como devendo ser entre  $100\Omega$  e  $350\Omega$  para uma tensão de alimentação de 15V, o valor escolhido foi de  $330\Omega$  para ambas as leituras. Para obter um sinal de leitura melhor, foi utilizado um filtro passa baixas composto pelo resistor  $R_{fm}$  e o capacitor  $C_{fm}$  e com frequência de corte relativamente alta, de modo a não alterar ou interferir com o sinal lido. A frequência de corte é dada pela Equação 4.4.79. Os valores escolhido são de  $1k\Omega$  e  $1\mu\text{F}$ , resultando em uma frequência de corte de aproximadamente 160Hz para ambas as leituras.

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_{fm} C_{fm}} \quad (4.4.79)$$

Do *datasheet* do sensor, sabe-se que ele possui um ganho interno de corrente de 2,5. Para se obter um ganho de leitura de acordo com o determinado anteriormente nesta seção, foi também adicionado em cascata um circuito amplificador não inversor, como pode ser visto na Figura 56. O resistor  $R_{g2}$  indicado na imagem será, na realidade, um potenciômetro trimpot, de modo que o ganho possa ser ajustável para compensar as não idealidades dos componentes do circuito. O ganho desta etapa, é dado pela Equação 4.4.80.

$$G_g = \frac{R_{g2}}{R_{g1}} + 1 \quad (4.4.80)$$

O ganho do sensor em si pode ser calculado através da relação entre sua corrente de entrada e saída e os resistores escolhidos. Este cálculo é apresentado na Equação 4.4.81.

$$G_{sens} = 2,5 \left( \frac{R_m}{R_{lv}} \right) \quad (4.4.81)$$

O ganho total do circuito de leitura pode ser calculado pelo produto dos ganhos apresentados anteriormente. Para o circuito de leitura da tensão de entrada, os valores selecionados para o amplificador de maneira a obter um ganho de leitura de  $1/3$  foram  $R_{g1} = 10k\Omega$  e  $R_{g2} = 5,6k\Omega$ , ou então um potenciômetro de  $10k\Omega$ . Para a tensão de máxima potência em STC (30V), o sinal de referência deve ser 10V. Para obter este sinal de referência pode-se utilizar um divisor resistivo com um resistor de  $2.2k\Omega$  e um potenciômetro de  $10k\Omega$ , e a tensão de alimentação de 15V.

Para o circuito de leitura da tensão do barramento CC, os valores escolhidos foram  $R_{g1} = 10k\Omega$  e  $R_{g2} = 2,7k\Omega$ , ou então um potenciômetro de  $5k\Omega$ . Para a tensão desejada do

barramento CC de 769V, a tensão de referência deve ser de 9,8V. Para obter este sinal de referência pode-se utilizar um divisor resistivo com a mesma configuração utilizada para a referência da tensão de entrada. Lembrando que todos estes resistores e a tensão de alimentação devem ser o mais precisos o possível.

#### 4.4.4.2 Leitura dos Sinais de Corrente

O circuito a ser empregado na leitura do sinal de corrente é muito similar ao utilizado para a leitura da tensão, e pode ser visto na Figura 57

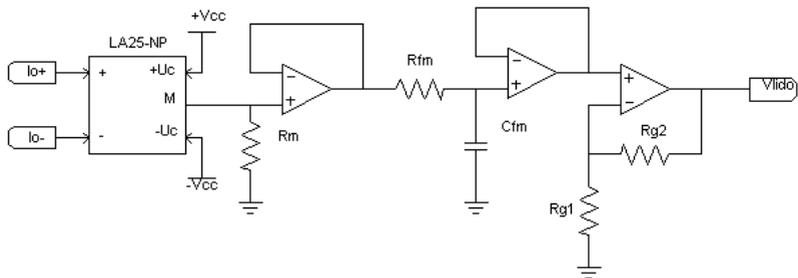


Figura 57 – Esquemático do circuito de leitura do sinal de corrente.

O transdutor utilizado neste circuito é o LA25-NP, também um sensor de efeito Hall e também com custo muito elevado para aplicação comercial. Este transdutor possui diversos enrolamentos internos cujo arranjo é controlado externamente pelo projetista. A configuração de enrolamentos para a menor corrente é apresentada na Figura 58, e é indicada para uma corrente nominal de 5A, bem acima dos 1,3A esperados para a corrente de saída. Assim como o sensor empregado na leitura da tensão de entrada, este sensor também está sobre-dimensionado, porém por tê-lo em estoque foi optado por utilizá-lo.

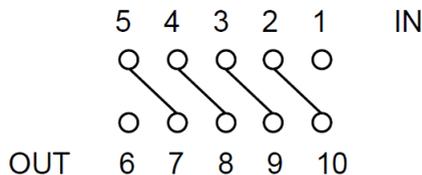


Figura 58 – Esquemático de conexão dos enrolamentos do sensor LA25-NP para leitura da corrente de saída ( $n = 5/1000$ ).

No caso deste sensor, o resistor  $R_m$  deve ser escolhido entre  $100\Omega$  e  $330\Omega$  para uma alimentação de 15V e corrente máxima no secundário de 25mA, como é o caso. Os parâmetros do filtro RC escolhidos são os mesmos utilizados na leitura dos sinais de tensão,  $1k\Omega$  e  $1\mu F$ , ou seja, frequência de corte de aproximadamente 160Hz.

O ganho do sensor em si é dado pela Equação 4.4.82. O ganho do amplificador não inversor é o mesmo dado na Equação 4.4.80 anteriormente.

$$G_{sens} = \left( \frac{5}{1000} \right) R_m \quad (4.4.82)$$

Os valores do amplificador escolhidos foram então  $R_{g1} = 1k\Omega$  e  $R_{g2} = 3,9k\Omega$ , ou então um potenciômetro de  $5k\Omega$ . O ganho de leitura final será de  $5,39\Omega$  pois o sinal de saída é uma tensão e o sinal de entrada uma corrente.

#### 4.4.5 Modulação

No estágio CC-CC a modulação será feita pelo CI 3525, que já possui diversas funções internas programáveis, como *soft-start* que é aumento gradual da razão cíclica no início de operação para evitar sobre-tensões e sobre-correntes. Este circuito integrado também dispensa a necessidade da geração de uma onda triangular ou dente de serra para comparação

com o sinal de controle. Outra vantagem advinda do uso deste CI, é o fato de que sua corrente de saída já é o suficiente para acionar as chaves dos conversores *Forward*, dispensando o uso de um *gate driver*. Finalmente, o 3525 também oferece duas saídas defasadas de  $180^\circ$ , perfeitas para o uso no estágio CC-CC, composto de dois conversores *Forward* em *interleaving*.

Já para os sinais de acionamento das chaves estágio CC-CA, será utilizado um comparador LM311, cujas entradas serão o sinal de controle deste estágio e a onda triangular gerada a partir do circuito mostrado na Figura 59.

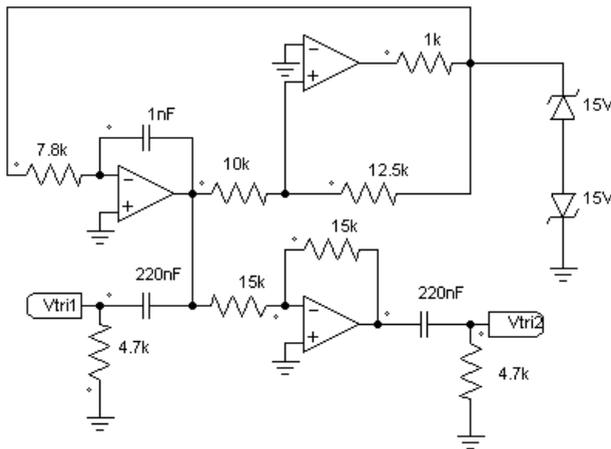


Figura 59 – Circuito para geração da onda triangular, portadora para a modulação PWM do estágio CC-CA (20kHz, tensão de pico de 12V).

O sinal de comando das chaves do estágio CC-CA serão então a saída do comparador e o inverso dela. Os sinais de comando serão empregados juntamente com o *gate driver* FAN73912MX, da ON Semiconductor. Este gate driver é específico para uso em topologias em meia ponte e é isolado através do uso de *bootstrap* para tensões de até 1,2kV.

## 4.5 PROJETO DOS TRANSFORMADORES

Esta seção tem como objetivo demonstrar sucintamente como foi executado o projeto dos transformadores dos conversores *Forward* que compõem o estágio de conversão CC-CC da topologia proposta. O procedimento segue a risca o apresentado por Barbi (2014).

Os transformadores em questão irão possuir três enrolamentos: primário, secundário e de desmagnetização (que terá o mesmo número de espiras do primário). Considerando que o enrolamento primário possuirá a maior corrente e, portanto, o condutor de maior diâmetro, será considerado que este enrolamento por si só ocupará metade da área da janela do núcleo ( $k_p = 0,5$ ).

O fator de enrolamento ( $k_w$ ) será considerado como sendo 0,4, devido ao material isolante que será necessário para separar os enrolamentos.

Sendo  $A_e$  a área efetiva da perna central do núcleo e  $A_w$  a área da janela (onde ficarão situados os enrolamentos), o produto  $A_e A_w$  foi calculado pela Equação 4.5.1.

$$A_e A_w = \frac{4DP_{infwd}}{k_w k_p J_{max} f_s B_{max}} \quad (4.5.1)$$

Onde  $J_{max}$  é a máxima densidade de corrente elétrica (adotada como sendo 450A/cm<sup>2</sup>) e  $B_{max}$  é a máxima densidade de fluxo magnético (adotada como sendo 0,2T, valor usualmente empregado para núcleos de ferrite). Utilizando-se valores apresentados nas seções anteriores, chega-se ao resultado de 2,83cm<sup>4</sup> para o produto  $A_e A_w$ . O núcleo escolhido foi o E-55 de ferrite tipo E do fabricante Thornton. As equações de 4.5.2 mostram os valores dos parâmetros do núcleo escolhido.

$$A_e = 3,54 \text{ cm}^2 \quad (4.5.2a)$$

$$A_w = 2,50 \text{ cm}^2 \quad (4.5.2b)$$

$$l_t = 11,6 \text{ cm} \quad (4.5.2c)$$

$$V_e = 42,50 \text{ cm}^3 \quad (4.5.2d)$$

$$A_e A_w = 8,85 \text{ cm}^4 \quad (4.5.2e)$$

Sendo que,  $l_t$  representa o comprimento médio de cada espira neste núcleo e  $V_e$  é o volume de ferrite do núcleo. De acordo com o produto mínimo calculado em 4.5.1, um núcleo menor poderia ter sido utilizado, porém o projeto com estes núcleos menores não seria executável devido ao espaço de janela que será necessário para alocar os enrolamentos no núcleo.

O número de enrolamentos do primário, calculado pela Equação 4.5.3, será 5.

$$N_p = \frac{DV_{in}}{A_e B_{max} f_s} = 5 \quad (4.5.3)$$

O número de enrolamentos do secundário, levando-se em consideração a queda de tensão do diodo em condução ( $V_F$ ) e a redução de tensão provocada pelos tempos de comutação da chave, é dada pela Equação 4.5.4. Arredondando-se o resultado, tem-se que este enrolamento deve ter 177 espiras. Como já mencionado na Seção 4.2.1.3, o enrolamento de desmagnetização terá o mesmo número de enrolamento do primário, portanto 5.

$$N_s = 1,1 \left( \frac{V_{ofwd} + V_F D}{V_{in} D} \right) = 177 \quad (4.5.4)$$

A Equação 4.5.5 determina o diâmetro máximo do condutor a ser empregado nos enrolamentos devido ao efeito pelicular. A partir deste resultado e observando-se a tabela de fios esmaltados de Barbi (2014, p. 331), foi decidido que a bitola máxima deve ser 21 AWG.

$$2\Delta = \frac{15}{\sqrt{f_s}} = 0,75 \text{ mm} \quad (4.5.5)$$

As bitolas dos cabos e números de condutores em paralelo foram escolhidas baseando-se na Equação 4.5.5, que relaciona a corrente eficaz e a máxima densidade de corrente com a área de cobre necessária. As correntes eficazes são apresentadas nas equações de 4.5.7.

$$A_{cu} = \frac{I_{ef}}{J_{max}} \quad (4.5.6)$$

$$I_{pef} = 7,47A \quad (4.5.7a)$$

$$I_{sef} = 0,21A \quad (4.5.7b)$$

$$I_{def} = 1,5A \quad (4.5.7c)$$

Aplicando-se os valores de 4.5.7 na relação de 4.5.6 e observando-se a tabela de fios esmaltados encontrada em Barbi (2014, p. 331), foi decidido que os condutores a serem empregados serão:

- **Primário:** 5 condutores em paralelo com bitola de 21 AWG;
- **Secundário:** condutor único com bitola de 21 AWG;
- **Desmagnetização:** condutor único com bitola de 29 AWG.

A partir do valor de comprimento de espira médio obtido para o núcleo escolhido e do número de espiras, pode-se

obter os comprimentos totais de cada enrolamento. Ainda da tabela extraída de Barbi (2014, p. 331), também foi obtida a resistividade dos condutores selecionados. Multiplicando-se estes três fatores, como mostra a Equação 4.5.8, encontram-se as resistências de cada enrolamento.

$$R = Nl_t\rho \quad (4.5.8)$$

As resistências encontradas são apresentadas nas equações de 4.5.9. A resistência do enrolamento secundário é um tanto elevada devido ao seu grande número de espiras, porém isto terá pouco efeito nas perdas devido à baixa corrente que passa por ele, como será mostrado na Seção 4.6 posteriormente.

$$R_p = 6,58\text{m}\Omega \quad (4.5.9a)$$

$$R_s = 7,37\Omega \quad (4.5.9b)$$

$$R_d = 33\text{m}\Omega \quad (4.5.9c)$$

As perdas no núcleo foram calculadas através da expressão empírica apresentada na Equação 4.5.10.

$$P_n = \Delta B_m^{2,4} (k_h f + k_e f^2) \quad (4.5.10)$$

Onde,  $\Delta B_m$  é a excursão da densidade de fluxo, em Teslas,  $f$  é a frequência de operação, em Hz,  $k_h$  é o coeficiente de perdas por histerese ( $4 \times 10^{-5}$  para a ferrite) e  $k_e$  é o coeficiente de perdas por correntes parasitas ( $4 \times 10^{-10}$  para a ferrite). As perdas encontradas foram de 2W.

A resistência térmica do núcleo, também calculada por uma expressão empírica, é dada pela Equação 4.5.11. O resultado é uma resistência de 10,27°C/W.

$$R_n = 23 (A_e A_w)^{-0,37} \quad (4.5.11)$$

Multiplicando-se as perdas no núcleo pela resistência térmica do mesmo, encontra-se um aumento de temperatura de 28,12°C, dentro do aceitável segundo Barbi (2014).

## 4.6 CÁLCULO DAS PERDAS

Esta seção é destinada ao cálculo das principais perdas envolvidas no projeto deste inversor. As perdas de maior peso que serão consideradas são a perdas por condução e comutação nas chaves passivas e ativas e as perdas nas resistências série dos elementos magnéticos.

### 4.6.1 Elementos Magnéticos

Para o cálculo das perdas de condução dos elementos magnéticos, basta se calcular a corrente eficaz em cada indutor e enrolamentos dos transformadores e aplicar a Equação 4.6.1, que dá a potência dissipada em uma resistência.

$$P = RI_{ef}^2 \quad (4.6.1)$$

Para os indutores do conversor *Forward*, tem-se que a corrente eficaz no indutor é igual à corrente eficaz de saída, que pode ser considerada contínua, portanto:

$$I_{Lfwdef} = I_{ofwd} \quad (4.6.2)$$

Utilizando-se a Equação 4.3.5, já calculada na Seção 4.3.2, tem-se:

$$I_{Lfwdef} = \frac{\eta_{fwd} P_{infwd}}{V_{ofwd}} = 0,3A \quad (4.6.3)$$

Aplicando a Equação 4.6.3 e as resistências série medidas dos indutores e apresentadas na Seção 4.3.2, na Equação 4.6.1, e considerando que a topologia possui dois destes indutores, tem-se:

$$P_{Lfwdef} = (26,20\Omega + 26,11\Omega)(0,3A)^2 = 4,71W \quad (4.6.4)$$

Para o indutor de saída, considera-se que a corrente de saída é ideal, ou seja, uma senoide na frequência da rede. Portanto, seu valor eficaz será uma função da sua corrente de pico, como mostra a Equação 4.6.5.

$$I_{L_{fef}} = \frac{I_{op}}{\sqrt{2}} \quad (4.6.5)$$

A corrente de pico de saída já foi calculada na Equação 4.3.9 da Seção 4.3.3, e é dada por:

$$I_{op} = \frac{2\eta_{fwd}\eta_{inv}P_{in}}{V_{op}} = 1,32A \quad (4.6.6)$$

Aplicando-se 4.6.6 em 4.6.5 e substituindo-se os valores apresentados na Seção 4.3, tem-se uma corrente eficaz de saída de 0,94A. Aplicando a Equação 4.6.1 e o valor medido da resistência do indutor de saída, apresentado na Seção 4.3, na Equação 4.6.1, tem-se:

$$P_{Lf} = (2,11\Omega)(0,94A)^2 = 1,86W \quad (4.6.7)$$

Os transformadores dos conversores *Forward* não foram construídos, porém, seus projetos foram apresentados na Seção 4.5, incluindo as resistências dos enrolamentos para os diâmetros de fios escolhidos. A corrente eficaz que passa pelo primário do transformador também já foi apresentada em 4.5.7, portanto as perdas deste enrolamento é dada por:

$$P_p = (6,58m\Omega)(8,02)^2 = 0,42W \quad (4.6.8)$$

As perdas do enrolamento secundário é calculada da mesma forma, com os valores também já apresentados em 4.5.7, resultando em:

$$P_s = (7,37\Omega)(0,19)^2 = 0,19W \quad (4.6.9)$$

Da mesma forma, para o enrolamento de desmagnetização:

$$P_d = (33m\Omega)(1,34)^2 = 0,06W \quad (4.6.10)$$

As perdas no núcleo dos transformadores já foi calculada na Seção 4.5 para se verificar o aumento de temperatura do núcleo, o resultado é mostrado em 4.6.11.

$$P_n = 2W \quad (4.6.11)$$

O total de perdas para os dois transformadores da topologia é dado pelo dobro da soma das perdas de cada enrolamento e as perdas no núcleo, como mostra a Equação 4.6.12.

$$P_{trafos} = 2(P_p + P_s + P_d + P_n) = 5,48W \quad (4.6.12)$$

O total de perdas em todos os elementos magnéticos do sistema é de 12W. Para diminuir a resistência dos enrolamentos tanto dos indutores, quanto dos transformadores, pode-se aumentar a bitola dos cabos utilizados, porém assim se aumentaria o volume total do microinversor. Além do mais, há a limitação de bitola devido ao efeito pelicular, também já apresentado na Seção 4.5.

## 4.6.2 Semicondutores

As perdas nas chaves e diodos são divididas em perdas por comutação e perdas em condução. Para o cálculo das perdas por comutação, é necessário conhecer os tempos de subida ( $t_r$ ) e de descida ( $t_f$ ) das chaves que serão considerados iguais e proporcionais à resistência de gatilho escolhida ( $R_G$ ) e à capacitância de entrada do MOSFET ( $C_{iss}$ ). Portanto, de acordo com Barbi (2014):

$$t_r = t_f = t = 2,2R_G C_{iss} \quad (4.6.13)$$

Rearranjando os termos, pode-se calcular a resistência de gatilho necessária para se obter os tempos de subida e descida desejados, como mostra a Equação 4.6.14.

$$R_G = \frac{t}{2, 2C_{iss}} \quad (4.6.14)$$

Tempos muito curtos podem ocasionar diversos problemas para o sistema, portanto foram escolhidos tempos na ordem de dezenas de nanosegundos tanto para o estágio CC-CC, quanto para o estágio CC-CA.

As chaves escolhidas para o estágio CC-CC possuem capacitância de entrada de 5470pF, portanto um resistor de gatilho de  $5\Omega$  leva a tempos de subida e descida de 60ns. Já as chaves escolhidas para o estágio CC-CA possuem capacitância de entrada bem menor, 1200pF. Para estas chaves o resistor de gatilho escolhido foi de  $15\Omega$ , resultando em tempos de subida e descida de 56ns.

As perdas por comutação nos MOSFETs são então calculadas através da seguinte equação:

$$P_{Scom} = \frac{1}{2} [V_{Smax} I_{Smax} (t_r + t_f)] \quad (4.6.15)$$

$$P_{Scom} = V_{Smax} I_{Smax} t$$

Os valores de tensão e corrente máximos utilizados nesta equação podem ser obtidos nas Tabelas 4 e 5 da Seção 4.3 e os tempos são os calculados e apresentados anteriormente.

As perdas em condução das chaves são calculadas a partir das suas resistências, apresentadas anteriormente na Seção 4.3 e são  $6,2m\Omega$  para as chaves do estágio CC-CC e  $0,5\Omega$  para as chaves do estágio CC-CA. Como essas resistências são dadas para um temperatura de junção de  $25^\circ\text{C}$ , foi considerado, a partir de curvas fornecidas pelos fabricante

nos *datasheets* que elas serão o dobro para a temperatura real de operação (considerada como sendo próxima a 100°C). A Equação 4.6.16 mostra o cálculo das perdas em condução de um MOSFET.

$$P_{Scond} = R_{DSon} I_{Sef}^2 \quad (4.6.16)$$

As correntes eficazes das chaves podem ser encontradas nas Tabelas 4 e 5 da Seção 4.3. A perda total no MOSFET é então dada pela soma das perdas por comutação e condução, como mostra a Equação 4.6.17.

$$P_S = P_{Scond} + P_{Scom} \quad (4.6.17)$$

As perdas nos diodos são também divididas em perdas por comutação e condução. A Equação 4.6.18 mostra a expressão utilizada para o cálculo das perdas em condução, sendo  $V_F$  a queda de tensão no diodo e  $r_{Don}$  a resistência em condução.

$$P_{Dcond} = r_{Don} I_{Def}^2 + V_F I_{Dmed} \quad (4.6.18)$$

Os valores de correntes nos diodos podem ser encontrados na Tabela 5 e as quedas de tensão em condução, apresentadas na Seção 4.3.2 e são 1,15V para os diodos  $D_1$  e  $D_2$  e 0,76V para o diodos de desmagnetização. Assim como as resistências das chaves, estes valores são dados para um temperatura de junção de 25°C, e foi assumido um aumento de 50% para a temperatura real de operação. Nenhum dos *datasheets* apresenta a resistência em condução dos diodos, portanto foi utilizado um valor de resistência típica de diodos em condução: 10mΩ. As perdas por comutação nos diodos serão desprezadas, portanto:

$$P_D = P_{Dcond} \quad (4.6.19)$$

A Tabela 4.6 mostra as perdas calculadas para todas as chaves, passivas e ativas do sistema.

Tabela 9 – Perdas calculadas para os semicondutores.

Semicondutor	Condução	Comutação	Total
<i>Chave Inversor</i>	0,7W	1,4W	2,1W
<i>Chave Forward</i>	8W	2W	10W
<i>Diodo <math>D_1</math></i>	0,2W	–	0,2W
<i>Diodo <math>D_2</math></i>	0,3W	–	0,3W
<i>Diodo <math>D_d</math></i>	1W	–	1W

Considerando que há dois conversores *Forward* no estágio de conversão CC-CC, as perdas totais nos semicondutores foi de 27,2W. Observa-se que as perdas com maior peso são as dos componentes do lado primário do transformador: chaves e diodo de desmagnetização dos conversores *Forward*. Isto pode se dar devido às altas correntes e uma possível sobre-estimativa da corrente de magnetização. Para amenizar as perdas por comutação das chaves do estágio CC-CC, podem ser empregados grampeadores, como o mostrado na Figura 60.

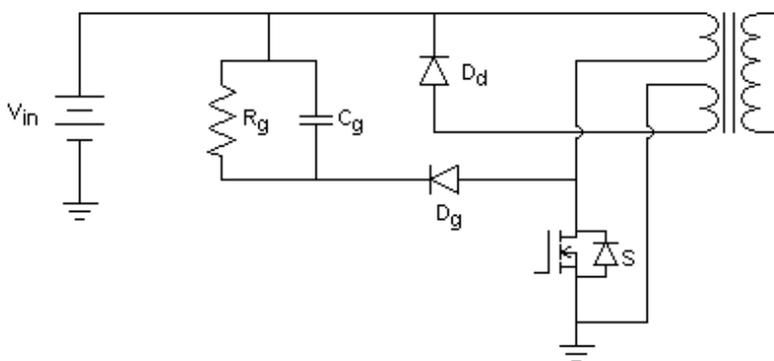


Figura 60 – Circuito mostrando o uso proposto de grampeador RC junto ao conversor *Forward*.

### 4.6.3 Perdas Totais do Sistema

As perdas totais estimadas do sistema foram de 12W para os elementos magnéticos e 27W para os semicondutores, totalizando 39W. Considerando uma potência de entrada de 255W (potência nominal do módulo FV), a potência de saída seria aproximadamente 216W, aproximadamente 85% da potência de entrada. O gráfico da Figura 61 mostra a potência de saída do sistema e as perdas calculadas.

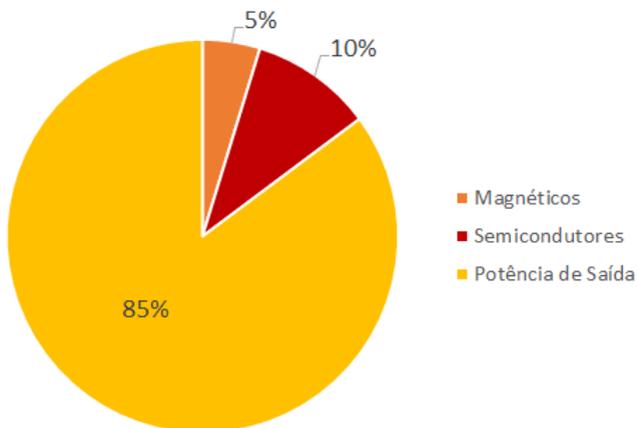


Figura 61 – Perdas nos semicondutores e elementos magnéticos e potência de saída do microinversor projetado.

Destaca-se que as perdas foram calculadas de maneira simplória e não devem ser utilizadas para se tirar conclusões sobre o rendimento de um protótipo do microinversor proposto. O cálculo de perdas é um tema muito complexo e polêmico dentro da eletrônica de potência e somente a experimentação poderia gerar conclusões concretas sobre o rendimento do projeto.

## 4.7 CÁLCULO TÉRMICO

O cálculo térmico do sistema foi feito considerando-se todos os semicondutores pertinentes conectados à um único dissipador. Estes semicondutores se resumem às chaves tanto do estágio CC-CC, quanto do estágio CC-CA. De acordo com os *datasheets* dos diodos selecionados para o estágio de conversão CC-CC, eles possuem capacidade de dissipar, sozinhos, toda a potência advinda de suas perdas calculadas. Foi considerado colocar estes componentes no dissipador mesmo sem haver necessidade eminente, porém os seus respectivos encapsulamentos tornam esta tarefa um pouco complicada então optou-se por deixá-los de fora.

O circuito térmico da Figura 62 mostra como será calculado o dissipador necessário. Nele estão representadas as quatro chaves em questão (duas dos conversores *Forward* e duas do inversor *Half-Bridge*). Cada chave é representada por duas resistências:  $R_{jc}$  representa a resistência térmica entre a junção do semicondutor e o encapsulamento,  $R_{cd}$  representa a resistência térmica entre o encapsulamento e o dissipador. As potências  $P$  representam as perdas totais em cada chave e o resistor  $R_{da}$  representa a resistência térmica entre o dissipador e o ambiente. Os nós  $t_j$ ,  $t_c$ ,  $t_d$  e  $t_a$  representam as temperaturas de junção, encapsulamento, dissipador e ambiente, respectivamente.

As resistências térmicas das chaves selecionadas para os conversores *Forward* e para o inversor são, respectivamente,  $0,5^\circ\text{C}/\text{W}$  e  $0,8^\circ\text{C}/\text{W}$ . A resistência térmica entre o encapsulamento e o dissipador varia de acordo com a maneira como as chaves são fixadas ao dissipador (uso de pasta térmica, adesivo térmico, parafuso, etc.). Para os cálculos, será utilizada uma resistência térmica entre encapsulamento e dissipador de  $1^\circ\text{C}/\text{W}$ . A temperatura ambiente será considerada como sendo  $40^\circ\text{C}$ .

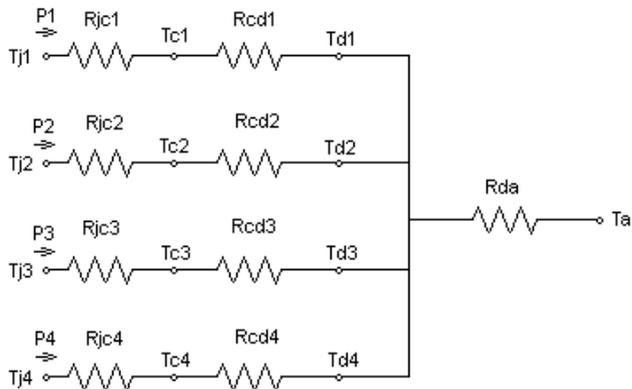


Figura 62 – Circuito térmico utilizado para o cálculo do dissipador necessário.

Primeiramente, são calculadas as temperaturas individuais dos pontos de encontro das chaves com o dissipador, utilizando-se a máxima temperatura de junção desejada nos semicondutores. No caso, foi adotado um valor de  $100^{\circ}\text{C}$ , mesmo sendo menor do que a temperatura indicada nos *datasheets* das chaves, por segurança.

$$T_d = T_{jmax} - (R_{jc} + R_{cd})P \quad (4.7.1)$$

Para as chaves dos conversores *Forward*, este cálculo resulta em uma temperatura de  $85^{\circ}\text{C}$ , já para as chaves do inversor o resultado é  $96^{\circ}\text{C}$ . Será considerada então a maior temperatura como sendo a temperatura do dissipador. A Equação 4.7.2 mostra o cálculo da resistência térmica mínima do dissipador, a partir da potência total das perdas e a temperatura máxima do dissipador.

$$R_{da} = \frac{T_{dmax} - T_a}{P_{total}} \quad (4.7.2)$$

Deve ser selecionado então um dissipador cujas propriedades e tamanho lhe confirmam uma resistência térmica superior à  $2,33^{\circ}\text{C}$ .

## 5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Este capítulo visa apresentar os resultados obtidos pela simulação do sistema completo do microinversor proposto. A Figura 63 apresenta o circuito de potência e a Figura 64 mostra o esquema de controle a ser utilizado. Os sub-circuitos de geração de onda triangular, controladores PI e leitura de sinais, são os apresentados nas seções anteriores, com os valores também já apresentados no Capítulo 4. Todos os parâmetros dos semicondutores e resistência série dos elementos magnéticos também já estão sendo considerados.

Observa-se que foi utilizado o modelo físico do módulo FV juntamente com um sinal de irradiância que irá sofrer um degrau para que se possa testar o controle do microinversor. O parâmetro de temperatura foi definido como  $25^{\circ}\text{C}$ , pois a tensão de referência utilizada no projeto era para esta temperatura. Para extrair o máximo de potência em outros pontos de operação (diferentes irradiâncias e temperaturas) deve-se implementar um MPPT que gere o sinal de referência de tensão do módulo de acordo com as variações climáticas. Uma estratégia simples poderia até ser a geração de um sinal de referência baseando-se somente na temperatura e no coeficiente de temperatura da tensão, uma vez que a temperatura é o que mais afeta a tensão de máxima potência do módulo, enquanto corrente é mais afetada pela irradiância (VILATHGAMUWA; NAYANASIRI; GAMINI, 2015).

Os parâmetros do modelo físico do módulo FV foram calculados com a ajuda do assistente "*Solar Module (physical model)*" encontrado no menu "*Utilities*" do próprio PSIM, e aplicando-se os valores do *datasheet* do módulo e a resistência *shunt* obtida no ensaio de curva IV realizado no LABSOL, como já mencionado na Seção 4.1. A Tabela 10 mostra os parâmetros adotados.

Tabela 10 – Parâmetros utilizados para a simulação do modelo físico do módulo FV YL255P-29b.

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
<i>Número de Células</i>	60
<i>Irradiância Padrão</i>	1000W/m <sup>2</sup>
<i>Temperatura Padrão</i>	25°C
<i>Resistência Série</i>	4,6mΩ
<i>Resistência Shunt</i>	1009,22Ω
<i>Corrente de Curto-Circuito</i>	9,01A
<i>Corrente de Saturação</i>	13,1nA
<i>Energia de Banda</i>	1,12eV
<i>Fator de Idealidade</i>	1,2
<i>Coefficiente de Temperatura</i>	0,45%

O sistema completo apresenta muitos componentes e sua simulação tornou-se inviável. Por esta razão, os sub-circuitos foram testados separadamente e substituídos pelos blocos do próprio PSIM: sensores de tensão, sensor de corrente, controladores PI e fontes de tensão CC e triangular. Todos os valores de tensões, parâmetros de controladores e ganhos de sensores foram mantidos iguais aos projetados.

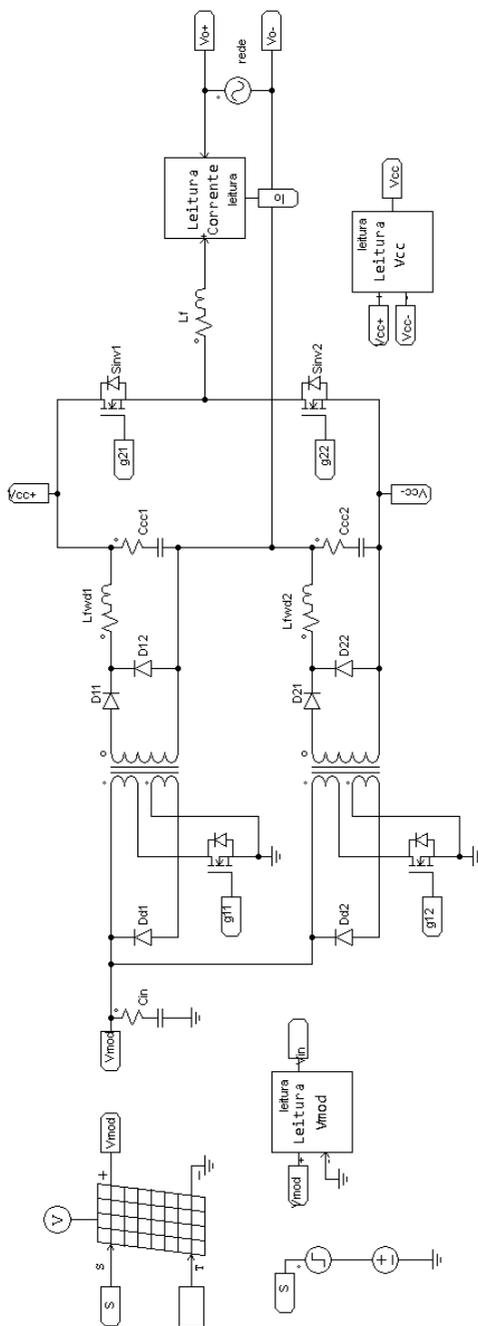


Figura 63 – Circuito completo de potência do microinversor proposto.

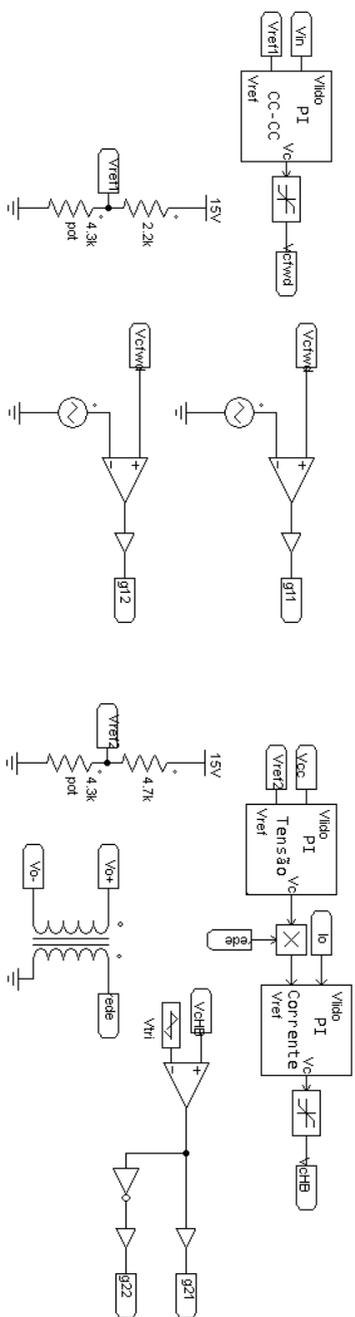


Figura 64 – Circuito completo de controle do microinversor proposto.

A Figura 65 mostra as correntes individuais de entrada dos conversores *Forward* (em vermelho e azul) e também a corrente de entrada total do estágio de conversão CC-CC (em verde). Observa-se o efeito do uso da técnica de *interleaving* na corrente de entrada geral do estágio CC-CC. Como mencionado na Seção 3.5, a forma de onda da corrente de entrada do estágio CC-CC se aproxima da forma de onda de uma corrente contínua devido a intercalação dos períodos de condução dos dois conversores que compõem o estágio CC-CC, possibilitando assim um filtro de entrada menor.

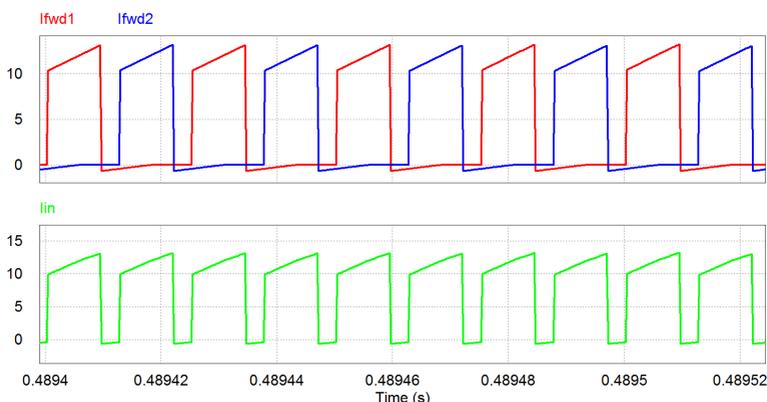


Figura 65 – Resultados de simulação para as correntes de entrada dos conversores *Forward* superior (em vermelho) e inferior (em azul) e a corrente de entrada total do estágio CC-CC (em verde).

Pode-se observar também a corrente de desmagnetização (porção negativa do sinal) cessando antes do novo período de condução, mostrando que a desmagnetização completa está sendo de fato assegurada, evitando a saturação do núcleo dos transformadores. No caso de montagem de um protótipo, deve-se atentar para a indutância magnetizante do transformador selecionado, pois o tempo necessário para a desmagnetização pode variar. O valor da indutância magnetizante pode ser medido em ensaios ou, no caso de se terceirizar o projeto dos transformadores, este valor pode ser

pedido ao fornecedor.

Outra observação é quanto à corrente de magnetização em si: para efeitos de cálculo, foi estimado que esta corrente seria de 20% da corrente do primário, porém pode-se notar pela Figura 65 que ela na realidade representou uma fração muito menor da corrente do primário, não chegando a 5%. A indutância magnetizante dos transformadores para as simulações foi escolhida como sendo o padrão do PSIM, 0,5H. Tentou-se utilizar outros valores para a indutância de modo a aumentar a corrente de magnetização, porém os efeitos foram muito além de só a corrente de magnetização e afetaram outros resultados da simulação. Por esta razão, foi optado por se manter a indutância magnetizante padrão do PSIM de 0,5H.

A Figura 66 mostra a corrente de entrada do estágio CC-CC (em verde), a corrente do capacitor empregado para o filtro de entrada (em azul) e a corrente do módulo FV (em vermelho). Observa-se que o capacitor de entrada é capaz de filtrar quase totalmente a corrente alternada advinda do microinversor, de modo que a corrente do módulo seja o mais contínua o possível, garantindo que o mesmo não seja danificado.

Tirando-se a transformada de Fourier dos sinais da Figura 66, observa-se que a corrente no filtro é predominantemente na frequência de 80kHz (o dobro da frequência de chaveamento dos conversores *Forward*, devido ao *interleaving*) e também que a componente em 120Hz (resultante da conexão com a rede) é desprezível, ou seja, o desacoplamento entre os estágios foi bem executado.

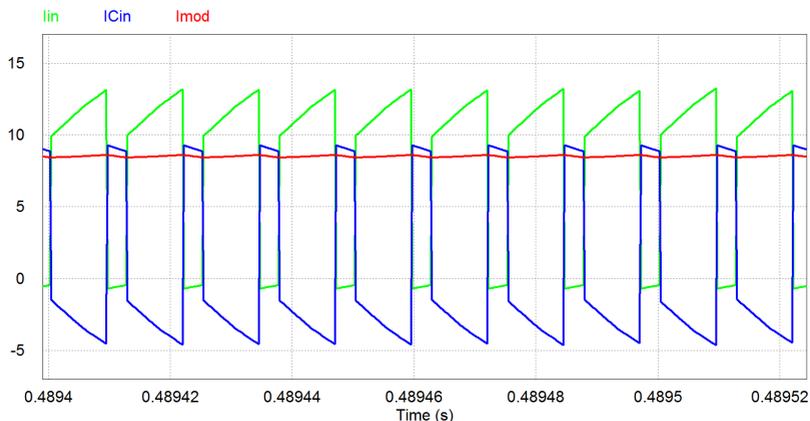


Figura 66 – Resultado de simulação para a corrente de entrada do estágio CC-CC (em verde), a corrente do capacitor empregado para o filtro de entrada (em azul) e a corrente do módulo FV (em vermelho).

A Figura 67 mostra as correntes de saída dos conversores *Forward* do estágio de conversão CC-CC. Observa-se que ainda existe uma componente em 60Hz nesta corrente devido à corrente de saída do inversor. A partir da transformada de Fourier dos sinais, chegou-se a conclusão de que a componente em 60Hz representa 24,7% e 24,8% dos sinais de corrente de saída dos conversores *Forward* superior e inferior, respectivamente. Este valor poderia ser reduzido com o uso de mais capacitores nos bancos, mediante um significativo aumento no custo, volume e peso do microinversor. Ainda há a componente em 40kHz, proveniente do chaveamento do estágio CC-CC, esta componente representa 7,77% da corrente de saída do conversor superior e 7,79% do inferior. Os valores médios das correntes de saída são de 0,31A para ambos os conversores.

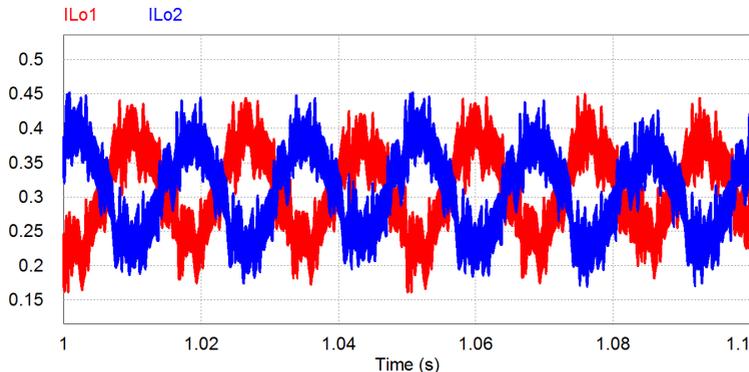


Figura 67 – Resultados de simulação para as correntes de saída dos conversores *Forward* superior (em vermelho) e inferior (em azul) do estágio CC-CC.

A Figura 68 mostra uma ampliação das correntes de saída dos conversores *Forward* para que se possa observar o comportamento delas na frequência de chaveamento (40kHz). Pode ser observado o efeito de cancelamento do *ripple* devido ao uso da técnica de *interleaving* na corrente de saída, como já havia sido explicado na Seção 3.5.

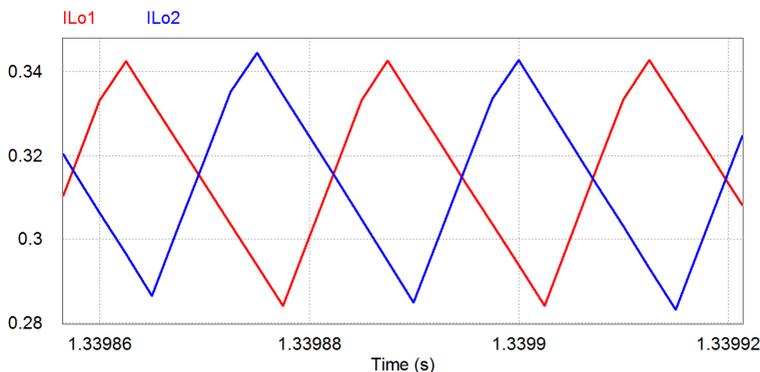


Figura 68 – Resultados de simulação para as correntes de saída dos conversores *Forward* superior (em vermelho) e inferior (em azul) do estágio CC-CC com ampliação para a frequência de chaveamento (40kHz) para que se possa observar o efeito do uso da técnica de *interleaving*.

A Figura 69 mostra as tensões individuais de saída dos conversores *Forward* (em vermelho e azul) e a tensão total do barramento CC (em verde). Observa-se a presença da componente advinda da rede em ambos os sinais: em 60Hz para as tensões individuais e 120Hz para a tensão total do barramento. Tomando-se a transformada de Fourier dos sinais, descobre-se que a componente em 120Hz representa apenas 0,21% da tensão do barramento CC, enquanto a componente em 60Hz representa 1,09% das tensões de saída dos conversores *Forward* superior e inferior. As componentes em 20kHz (frequência de chaveamento do inversor) e 40kHz (frequência de chaveamento do estágio CC-CC) são igualmente desprezáveis.

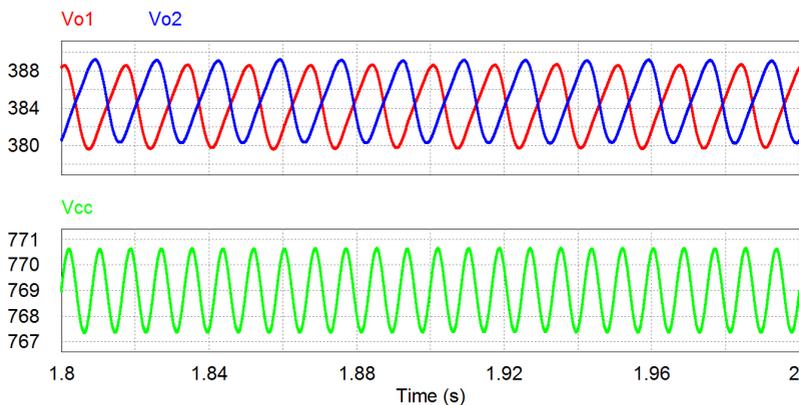


Figura 69 – Resultados de simulação para as tensões de saída dos conversores *Forward* superior (em vermelho) e inferior (em azul) do estágio CC-CC e tensão total do barramento CC (em verde).

A Figura 70 mostra as correntes nos capacitores do barramento CC, sendo que as correntes individuais são mostradas em vermelho e azul e a total é apresentada em verde. A componente predominante dos sinais individuais é em 60Hz, como era de se esperar, sendo que há componentes expressivas também na frequência de chaveamento do inversor (20kHz),

20%) e na frequência de chaveamento do estágio CC-CC (40kHz, 27%). A componente predominante da corrente total é 120Hz, como já era esperado, e suas componentes nas frequências de chaveamento, 20kHz e 40kHz, representam 55% e 74% da componente principal em 120Hz, respectivamente.

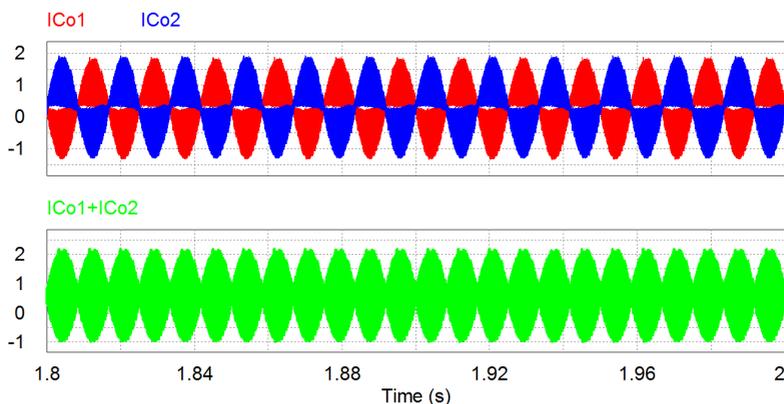


Figura 70 – Resultados de simulação para as correntes dos capacitores do barramento CC.

A Figura 71 mostra a tensão da rede dividida por cem, para que seja visível junto à corrente, somente para comparação de fase e forma (em vermelho) e a corrente de saída (em azul). A transformada de Fourier da corrente de saída mostra que a componente na frequência de chaveamento do inversor (20kHz) é de apenas 5,65% da componente principal na frequência da rede (60Hz). A taxa de distorção harmônica total, calculada pelo próprio PSIM, é de 9,57%.

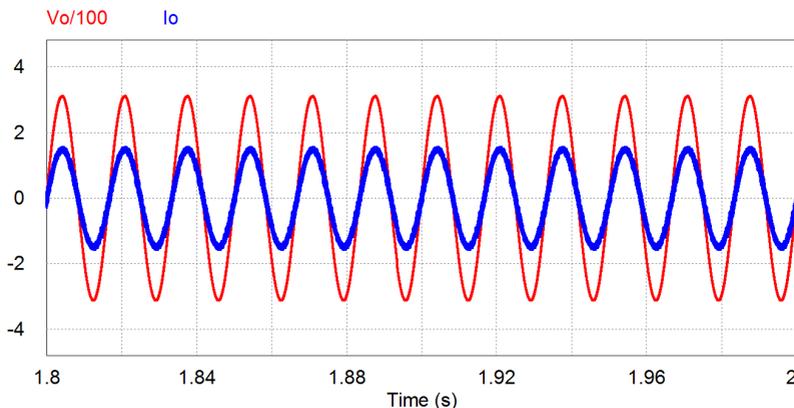


Figura 71 – Resultado de simulação para a corrente de saída do microinversor (em azul), comparada com a tensão da rede (em vermelho, dividida por 100, somente para comparação).

Da parte de sinal, é interessante apresentar a corrente de referência gerada pelo controle de tensão do barramento CC para o controle da corrente. Como foi demonstrado na Seção 4.4.2.2, durante a multiplicação do sinal de controle da malha de tensão pela senoide de referência, há o surgimento de uma componente de terceira ordem, ou seja, na frequência de 180Hz para uma fundamental de 60Hz, como é o caso. Esta componente é a que possui maior impacto na TDH e o ganho do controlador da malha de corrente foi então limitado de modo que a distorção harmônica advinda desta componente de terceira ordem seja limitada em 5%. A Figura 72 mostra a transformada de Fourier do sinal de referência da malha de corrente. A componente de terceira ordem representa 4,63% da fundamental, bem como o projetado.

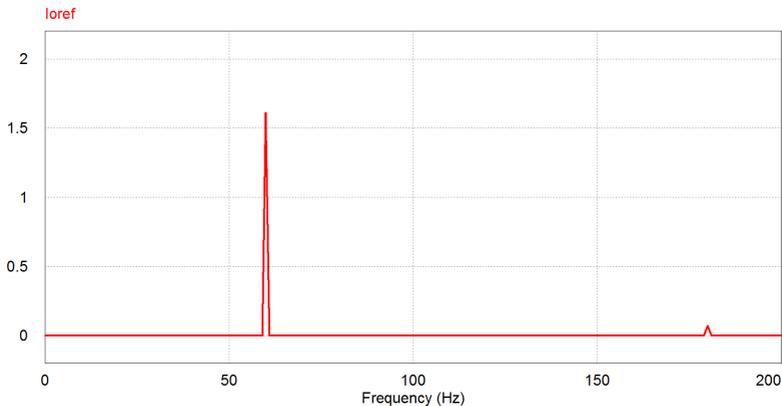


Figura 72 – Resultado de simulação da transformada de Fourier da corrente de referência da malha de corrente.

A Figura 73 mostra os comportamentos da corrente e da potência instantânea de saída quando é aplicado um degrau de  $-500\text{W}/\text{m}^2$  na irradiância do módulo FV, resultando em um decaimento de 50% na máxima potência do módulo. Observa-se que o controle é efetivo e a corrente é completamente estabilizada dentro de meio segundo.

A Figura 74 mostra a potência máxima teórica do módulo e a potências de entrada e saída do microinversor, bem como o rendimento do mesmo em relação à potência de entrada, e não à potência máxima do módulo. Observa-se que o rendimento foi na ordem de 90-92%, bem acima do calculado. Um dos fatores que pode ter afetado este parâmetro foi a corrente de desmagnetização, que não chegou a ser 20% da corrente do primário como estimado, como observado na Figura 65. No cálculo das perdas realizados na Seção 4.6, observou-se que as maiores perdas advinham justamente das chaves que processam esta corrente.

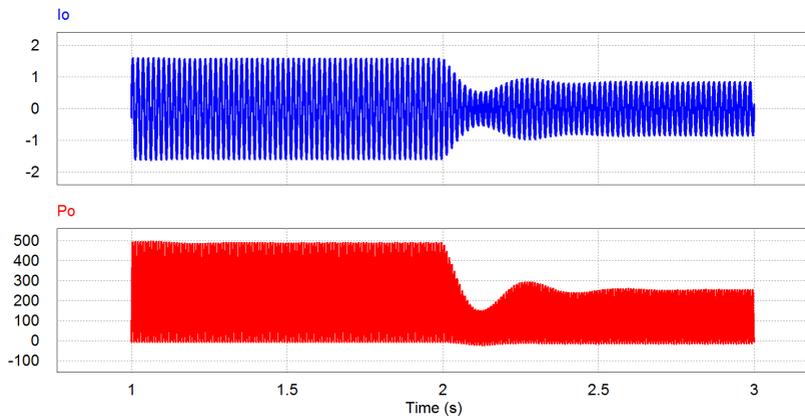


Figura 73 – Resultados de simulação para a corrente (em azul) e potência instantânea (em vermelho) do microinversor em resposta à uma diminuição de  $500\text{W}/\text{m}^2$  na irradiância do módulo FV.

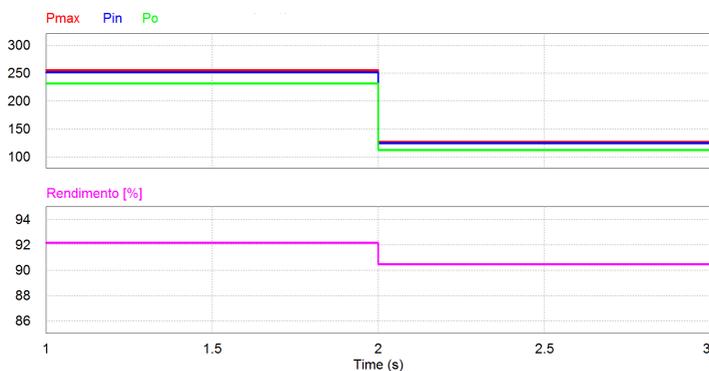


Figura 74 – Resultados de simulação para a potência máxima do módulo (em vermelho), as potências de entrada e saída do microinversor (em azul e verde, respectivamente) e o rendimento (em rosa) em resposta à uma diminuição de  $500\text{W}/\text{m}^2$  na irradiância do módulo FV.

Pode também ser observado que a potência de entrada do microinversor é sempre ligeiramente abaixo da potência máxima do módulo fotovoltaico. Isto é fruto da utilização de uma referência fixa para a tensão do módulo FV, sem um algoritmo de busca pelo ponto de máxima potência nas condições instantâneas de operação. Todavia, pode-se também observar que, quando foi aplicado o degrau na irradiância do módulo FV e sua potência foi reduzida, a diferença entre a potência máxima do módulo e a potência de entrada do microinversor não variou muito. A razão disso está no fato de que a tensão do ponto de máxima potência na curva IV de um módulo FV varia muito pouco com o nível de irradiância, sendo que este fator afeta mais a corrente do módulo. A tensão do ponto de máxima potência é mais afetada pela variação de temperatura da junção das células FV que compõem o módulo.

Como já destacado anteriormente na Seção 4.6, o cálculo e a simulação das perdas do sistema foram feitos de maneira simplória e não se deve fazer afirmações sobre o rendimento do sistema proposto sem a experimentação.

## 6 CONCLUSÕES

O presente trabalho demonstrou a análise e projeto de um microinversor fotovoltaico para conexão com a rede elétrica. A topologia proposta, apresentou resultados satisfatórios em simulação e a estratégia de controle empregada apresentou boa resposta à variação de irradiância no módulo fotovoltaico.

Pôde-se observar, no estágio CC-CC, os benefícios advindos do emprego da técnica de *interleaving*, que intercala os períodos de condução dos conversores *Forward* de modo a tornar a corrente de entrada mais contínua e cancelar o *ripple* em alta frequência da corrente de saída. As simulações também mostraram o cancelamento parcial do *ripple* de tensão do barramento CC como um todo na frequência da rede.

Com uma corrente de entrada mais contínua, pôde-se empregar uma capacitância menor na entrada do conversor para filtragem da componente CA. Concluiu-se, através dos resultados de simulação, que o filtro projetado foi o suficiente para impedir que componentes CA de corrente se manifestassem na corrente do módulo FV, evitando assim que o mesmo seja danificado. Outro resultado importante se deu no desacoplamento dos estágios, comprovado pelo fato de que a componente em 120Hz advinda da rede é imperceptível na corrente do módulo FV.

Observou-se também que, devido à alta tensão do barramento CC, foi necessário o emprego de uma razão de transformação elevada nos transformadores dos conversores *Forward* (1:32), o que levou também a altos valores para os indutores dos filtros de saída dos mesmos (100mH). A tensão do barramento CC poderia ser reduzida caso fosse optado pelo uso de um inversor ponte completa no estágio CC-CA, porém esta

escolha resultaria no aumento do custo do projeto, visto que seria necessário um par extra de chaves, além de *gate drivers* e outros circuitos auxiliares.

Para o teste do controle foi aplicada uma redução de  $500\text{W}/\text{m}^2$  na irradiância do módulo FV, resultando em um decaimento de 50% na máxima potência do módulo, observou-se que o controle é efetivo e a corrente é completamente estabilizada dentro de meio segundo.

O rendimento teórico calculado para o microinversor, levando em consideração somente as perdas nos semicondutores e nos enrolamentos dos elementos magnéticos, foi de 85%. Todavia, em simulação o resultado foi acima do esperado: em torno de 92%. Este fato pode ser explicado pelo fato de que a corrente de desmagnetização foi superestimada, levando a perdas exageradas no lado de baixa tensão do estágio CC-CC. Como já foi apontado anteriormente, o cálculo e simulação das perdas do sistema foram efetuados de maneira simplória e não se pode fazer afirmações sobre o rendimento real do sistema sem a experimentação.

A taxa total de distorção harmônica obtida por simulação para o microinversor foi de 9,57%, valor bem acima dos 5% especificados pela norma ABNT NBR 16149 (2013). A taxa de distorção harmônica não foi calculada teoricamente, porém esperava-se que limitando-se a terceira harmônica advinda do sinal de referência da malha de corrente, a TDH seria de certa maneira limitada também, uma vez que a terceira harmônica é a que tem maior impacto na TDH. Os motivos pelos quais a TDH foi mais elevada do que o esperado não chegaram a ser investigados.

No geral, os resultados de simulação foram satisfatoriamente condizentes com o que havia sido calculado para a topologia proposta. Os dimensionamentos dos componentes da parte de potência se provaram efetivos em simulação e o mesmo pode ser dito sobre os controladores projetados.

## 7 TRABALHOS FUTUROS

O microinversor projetado não dispõe de todos os dispositivos necessários para a conexão efetiva com a rede. Portanto, indicam-se como trabalhos futuros a implementação destes dispositivos.

Primeiramente, a implementação dos controladores através de processamento digital de sinais (DSP) é fortemente recomendada, visto que estes sistemas possibilitam também a implementação mais simples e segura do rastreador de máxima potência (MPPT). O algoritmo de MPPT tem como objetivo gerar a referência para o controle da tensão do módulo fotovoltaico, de maneira que a potência extraída do módulo seja sempre a máxima possível dadas as condições de operação. Já existem diversos algoritmos para MPPT, indica-se também como trabalho futuro o estudo destes algoritmos e o projeto de um rastreador de máxima potência para ser utilizado junto ao microinversor proposto.

O projeto de filtros para a conexão do microinversor à rede elétrica de modo a atender a norma ABNT NBR 16149 (2013) é também fortemente indicado. Outra sugestão de trabalho futuro também é o projeto de uma malha de captura de fase (PLL), visto que esta é necessária para a conexão automática e com sincronismo com a rede elétrica.

Por final, indica-se a prototipagem dos circuitos aqui projetados, de modo a testar em condições reais a topologia proposta e poder se comparar os resultados físicos com o que já foi calculado e simulado em *software*, além de obter resultados mais conclusivos sobre o rendimento do microinversor proposto.



## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABNT NBR 16149. *Sistemas fotovoltaicos (FV) - Características de interface de conexão com a rede elétrica de distribuição*. Rio de Janeiro: [s.n.], 2013.

ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica. *Relatório de Acompanhamento da Implantação de Empreendimentos de Geração*. [S.l.], 2017. 1–5 p. <[http://www.aneel.gov.br/arquivos/PDF/Relatorio de Acompanhamento da Implantao de Empreendimentos de Gerao - janeiro 2016.pdf](http://www.aneel.gov.br/arquivos/PDF/Relatorio%20de%20Acompanhamento%20da%20Implantao%20de%20Empreendimentos%20de%20Gerao%20-%20janeiro%202016.pdf)>.

BARBI, I. *Projetos de Fontes Chaveadas*. 3. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2014. 304 p.

BARBI, I. et al. *Projeto de Inversores Monofásicos*. Florianópolis: INEP, 2007. 107 p. <<http://ivobarbi.com/novo/wp-content/uploads/downloads/2015/08/PROJETOS-DE-INVERSORES.pdf>>.

DU, Y. et al. Closed-form solution of time-varying model and its applications for output current harmonics in two-stage PV inverter. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 6, n. 1, p. 142–150, 2015. ISSN 19493029.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2. ed. New York: Springer US, 2001. 883 p. ISBN 0792372700.

FITZGERALD, A. E.; Kingsley Jr., C.; UMANS, S. D. *Electric Machinery*. 6. ed. New York: McGraw-Hill, 2003. 688 p. ISSN 00160032. ISBN 0073660094.

Fraunhofer Institute for Solar Energy Systems.  
*Photovoltaics Rerport - 2017*. [S.l.], 2017. 44 p.  
<<https://www.ise.fraunhofer.de/content/dam/ise/de/documents/publications/studies/Photovoltaics-Report.pdf>>.

FREIRE, F. J. L. et al. Microinversor Flyback Interleave para Sistemas Fotovoltaicos. In: *VI Congresso Brasileiro de Energia Solar*. Belo Horizonte: [s.n.], 2016.

HABUMUGISHA, D.; CHOWDHURY, S.; CHOWDHURY, S. P. A DC-DC Interleaved Forward Converter to Step-Up DC Voltage for DC Microgrid Applications. *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, p. 1–5, 2013. ISSN 19449925.

KAMIL, M. *AN1114-Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part I)*. 2007. 48 p. <<http://application-notes.digchip.com/022/22-18846.pdf>>.

KNABBEN, G. C. *Microinversor Fotovoltaico Não Isolado de Dois Estágios*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), 2017.

LIN, F. J.; CHIANG, H. C.; CHANG, J. K. Modeling and Controller Design of PV Micro Inverter without Using Electrolytic Capacitors and Input Current Sensors. *Energies*, v. 9, n. 12, 2016. ISSN 19961073.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*. 4. ed. Florianópolis: Edição dos Autores, 2011. 380 p.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. *Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA*. 3. ed. Florianópolis: Edição dos Autores, 2011. 490 p.

MELLO, L. F. P. de. *Análise e Projeto de Fontes Chaveadas*. 1. ed. São Paulo: Editora Érica, 1996. 494 p.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics*. 2. ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1995. 802 p. ISBN 0-471-58408-8.

NAYANASIRI, D. R.; VILATHGAMUWA, D. M.; MASKELL, D. L. HFL PV micro-inverter with front-end current-fed converter and half-wave cycloconverter. *2014 International Power Electronics Conference, IPEC-Hiroshima - ECCE Asia 2014*, p. 3598–3603, 2014. ISSN 1553-572X.

OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010.

O'LOUGHLIN, M. Interleaved Forward Converters Transform Voltage-Regulation Models. *EDN*, jan 2005. <[www.edn.com](http://www.edn.com)>.

RECH, C. *Eletrônica de Potência II Conversores CC-CC Isolados*. Joinville: UDESC, 2012. <[http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/yales/materiais/EPOII\\_\\_\\_Capitulo\\_3\\_\\_\\_Flyback.pdf](http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/yales/materiais/EPOII___Capitulo_3___Flyback.pdf)>.

RODRIGUEZ, L. A. G.; BALDA, J. C. A comparison of isolated DC-DC converters for microinverter applications. *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, p. 2084–2091, 2013.

S. e Silva, A. *Fundamentos de Controle Clássico*. Florianópolis: UFSC, 2016.

SCHMITZ, L.; COELHO, R. F.; MARTINS, D. C. High Step-Up DC-DC Converter with Input Current Sharing for Fuel Cell Applications. v. 00, n. c, p. 7, 2015.

SHAFFER, B. *Interleaving Contributes Unique Benefits to Forward and Flyback Converters*. Dallas: Texas Instruments Incorporated, 2005.

VILATHGAMUWA, M.; NAYANASIRI, D.; GAMINI, S. *Power Electronics for Photovoltaic Power Systems*. [S.l.]: Morgan & Claypool, 2015.