

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

André De Bastiani Lange

**RETIFICADOR PFC MONOFÁSICO PWM *BRIDGELESS*
TRÊS-NÍVEIS DE ALTO DESEMPENHO**

Florianópolis

2012

André De Bastiani Lange

**RETIFICADOR PFC MONOFÁSICO PWM *BRIDGELESS*
TRÊS-NÍVEIS DE ALTO DESEMPENHO**

Dissertação submetida ao Programa
de Pós-Graduação em Engenharia Elé-
trica para a obtenção do Grau de Mes-
tre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. Sc. Marcelo Lobo
Heldwein

Florianópolis

2012

Catálogo na fonte pela Biblioteca Universitária
da
Universidade Federal de Santa Catarina

L274r Lange, André De Bastiani
Retificador PFC monofásico PWM bridgeless três-níveis de
alto desempenho [dissertação] / André De Bastiani Lange ;
orientador, Marcelo Lobo Heldwein. - Florianópolis, SC, 2012.
230 p.: il., grafs., tabs.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia elétrica. 2. Fator de potência. 3.
Retificadores de corrente elétrica. I. Heldwein, Marcelo Lobo.
II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU 621.3

André De Bastiani Lange

**RETIFICADOR PFC MONOFÁSICO PWM *BRIDGELESS*
TRÊS-NÍVEIS DE ALTO DESEMPENHO**

Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 30 de março 2012.

Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. Sc.
Orientador

Banca Examinadora:

Grover Victor Torrico Bascopé, Dr. Sc.

Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr. Eng.

À minha família.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer primeiramente ao meu orientador Prof. Marcelo Lobo Heldwein, por todo o conhecimento transmitido, por confiar no meu potencial e por ser um exemplo de pesquisador.

Aos membros da banca examinadora, pelas arguições, correções e recomendações.

Aos professores do INEP (Instituto de Eletrônica de Potência) Ivo Barbi, Marcelo Lobo Heldwein, Arnaldo José Perin, Samir Ahmad Mussa, Denizar Cruz Martins, Enio V. Kassick, e também aos demais professores do programa de pós-graduação, pela demonstração de competência no ensino.

Ao companheiro Marcio Silveira Ortmann, pela ajuda e pelo incentivo ao aprendizado. Ao companheiro Daniel Flores Cortez, pelos intrigantes questionamentos que, de alguma forma, colaboraram para o enriquecimento deste trabalho.

Aos colegas de turma Bruno da Silva Nora, Daniel Flores, Daniel Körbes, Rafael Reis Ramos, Felipe Tureck, Leonardo Severo, Jorge Cristancho, Luiz Furlan e Marina Gabriela Paredes, pela amizade construída.

Aos colaboradores da área técnica Antônio Luiz S. Pacheco, Luiz Marcellus Coelho e Mathias, pela agilidade e precisão nos trabalhos realizados.

Aos demais colegas e colaboradores do INEP, por compartilharem um momento tão especial.

Aos meus pais Nilson e Sylvia, por todo apoio e dedicação.

À UFSC e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), pelo suporte financeiro desta pesquisa.

*A mente que se abre a uma nova idéia
jamais voltará ao seu tamanho original.*

Albert Einstein

RESUMO

Este trabalho apresenta uma nova topologia de retificador monofásico com fator de potência e rendimento elevados, com o objetivo de adaptar-se aos requisitos de sistemas de conversão modernos. O conversor se caracteriza por integrar as etapas de retificação e conversão CC-CC em um único estágio e por operar com três níveis de tensão para o controle da corrente de entrada. A estrutura possibilita a redução das perdas em condução e de comutação, bem como a redução do volume de dispositivos magnéticos. Uma operação eficiente do retificador é obtida com uma técnica de modulação adequada, também foco deste trabalho. Duas técnicas de controle para o retificador foram analisadas e implementadas em um controlador digital de sinais de baixo custo. Uma análise de estabilidade é apresentada para a técnica de autocontrole de corrente considerando-se os efeitos dos atrasos de transporte da implementação digital. Um novo controlador adaptativo e metodologia de projeto são propostos para permitir a operação do conversor em ampla faixa de variação de carga utilizando esta técnica. A verificação experimental é realizada através de um protótipo de 3 kW desenvolvido em laboratório, para o qual se utilizou uma metodologia de projeto que minimiza o volume de material magnético utilizado no indutor boost.

Palavras-chave: correção do fator de potência, retificadores PWM, retificadores multiníveis, controle digital

ABSTRACT

This work presents a novel single-phase rectifier topology with high power factor and high efficiency, aiming to fulfil modern conversion systems requirements. This converter is characterized by integrating the rectifying and DC-DC conversion stages into a single stage and operates with three voltage levels for controlling the input current. The topology enables low conduction and commutation losses and reduced volume of magnetic devices. Efficient rectifier operation is achieved with a suitable modulation technique, which is also within the focus of this work. Two control techniques for the rectifier have been analysed and implemented in a low-cost digital signal controller. A stability analysis is presented for the current self-control technique considering the effects of the transport delays found in the digital implementation. A new adaptive compensator and design method are proposed to allow the converter to operate with wide load variation range using this technique. Experimental verification is performed with a 3 kW lab-prototype employing a boost inductor optimized design that minimizes magnetic material volume.

Keywords: power factor correction, PWM rectifier, multilevel rectifier, digital control

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Economia de energia proporcionada por fontes de alimentação com alto rendimento.....	36
Figura 2	Limites absolutos de corrente para a classe A da norma IEC 61000-3-2.	37
Figura 3	Retificador <i>boost</i> convencional.	41
Figura 4	Topologias de retificadores <i>bridgeless</i>	43
Figura 5	Topologias com baixo volume de dispositivos magnéticos.....	44
Figura 6	Topologia proposta.	45
Figura 7	Circuito para análise dos estados topológicos no semiciclo positivo.....	47
Figura 8	Circuito para análise dos estados topológicos no semiciclo negativo.	48
Figura 9	Circuito lógico para geração dos sinais de comando....	51
Figura 10	Sinais gerados pela modulação sugerida.	52
Figura 11	Circuito equivalente para análise da modulação.	54
Figura 12	Formas de onda para operação ideal como retificador com alto fator de potência.	56
Figura 13	Etapas de operação no semiciclo positivo.....	57
Figura 14	Etapas de operação no semiciclo negativo.....	58
Figura 15	Ondulação de corrente parametrizada.	61
Figura 16	Circuitos equivalentes para análise da ondulação nos capacitores de saída.....	63
Figura 17	Circuito equivalente para determinação de i_o	64
Figura 18	Esforços de corrente normalizados em relação a I_{gp}	76
Figura 19	Esforços de corrente normalizados em relação a $\frac{P}{V_o}$	77
Figura 20	Barramento CC com resistores de balanço.	79
Figura 21	Filtro de entrada.	80
Figura 22	Ondulação de corrente no capacitor do filtro de entrada.	80

Figura 23	Modelo do diodo para perdas de condução.	83
Figura 24	Circuito equivalente para o controle da corrente no indutor <i>boost</i>	91
Figura 25	Diagrama de blocos básico para modelagem do controle da corrente.	92
Figura 26	Diagrama de blocos do controle da corrente por valores médios.	92
Figura 27	Controle por valores médios com característica de entrada resistiva.	94
Figura 28	Controle por valores médios com rejeição da perturbação da tensão sobre o indutor.	94
Figura 29	Diagrama de blocos para projeto do compensador de corrente.	95
Figura 30	Diagrama de Bode do compensador de corrente PI projetado.	99
Figura 31	Diagrama de Bode da função de laço aberto para controle da corrente por valores médios.	99
Figura 32	Retificador <i>boost</i> convencional usando a técnica de autocontrole.	101
Figura 33	Diagrama de blocos para o autocontrole da corrente de entrada.	102
Figura 34	Diagrama de blocos para o autocontrole da corrente de entrada com atraso.	103
Figura 35	Simulação do conversor usando a técnica de autocontrole com controlador proporcional digital.	105
Figura 36	Resposta em frequência do controlador atraso de fase.	106
Figura 37	Autocontrole da corrente com controlador atraso de fase adaptativo.	107
Figura 38	Diagrama de Bode do controlador atraso de fase adaptativo para várias condições de carga.	108
Figura 39	Margem de fase do sistema com controle proporcional e controlador atraso de fase.	109
Figura 40	Simulação do conversor usando o controlador atraso de fase adaptativo com 20% de carga.	110

Figura 41	Autocontrole da corrente com controlador avanço-atraso.	111
Figura 42	Resposta em frequência final dos controladores utilizados.	112
Figura 43	Diagrama de Bode da função de laço aberto com controlador avanço-atraso adaptativo.	113
Figura 44	Margem de fase do sistema com os controladores proporcional, atraso de fase adaptativo e avanço-atraso adaptativo.	113
Figura 45	Diagrama de blocos para variação da potência através da perturbação do sinal modulante.	114
Figura 46	Simulação da técnica de variação da potência por perturbação do sinal modulante.	116
Figura 47	Autocontrole da corrente com possibilidade de partida a vazio.	117
Figura 48	Simulação do conversor com controlador avanço-atraso adaptativo e perturbação do sinal modulante.	117
Figura 49	Circuito equivalente para modelagem do controle da tensão de saída.	118
Figura 50	Circuito equivalente para modelagem do controle da tensão de saída com carga resistiva e controle da corrente por valores médios.	119
Figura 51	Simulação de um degrau de potência processada com carga resistiva e controle da corrente por valores médios.	120
Figura 52	Circuito equivalente para controle da tensão de saída com carga fonte de corrente e controle da corrente por valores médios.	121
Figura 53	Simulação de um degrau de potência processada com carga fonte de corrente e controle da corrente por valores médios.	122
Figura 54	Circuito equivalente para controle da tensão de saída com fonte de potência e controle da corrente por valores médios.	122
Figura 55	Simulação de um degrau de potência processada com carga fonte de potência e controle da corrente por valores médios.	123
Figura 56	Circuito equivalente para modelagem do controle da	

tensão de saída com carga resistiva e autocontrole.....	125
Figura 57 Simulação de um degrau de potência processada com carga resistiva e autocontrole.....	125
Figura 58 Circuito equivalente para modelagem do controle da tensão de saída com carga fonte de corrente e autocontrole. . .	126
Figura 59 Simulação de um degrau de potência processada com carga resistiva e autocontrole.....	127
Figura 60 Circuito equivalente para modelagem do controle da tensão de saída com carga fonte de potência e autocontrole. . .	127
Figura 61 Simulação de um degrau de potência processada com carga fonte de potência e autocontrole.....	128
Figura 62 Diagrama de blocos para projeto do controlador de tensão.	129
Figura 63 Resposta em frequência do filtro média móvel.....	130
Figura 64 Diagrama de Bode da função de transferência do modelo linearizado da planta de tensão.....	131
Figura 65 Diagrama de Bode do controlador de tensão.	132
Figura 66 Resposta em frequência da função de laço aberto do controle da tensão de saída.....	133
Figura 67 Variação da permeabilidade com a intensidade de campo.	139
Figura 68 Disposição dos condutores na janela do núcleo para estimação do número de camadas.	141
Figura 69 Fator de resistência do condutor AWG 12.....	143
Figura 70 Aproximação da corrente no indutor <i>boost</i> por segmentos de reta.	144
Figura 71 Comparação entre o espectro calculado e simulado da corrente no indutor <i>boost</i>	147
Figura 72 Simulação da densidade de fluxo magnético no indutor <i>boost</i>	150
Figura 73 Separação de laços maiores e laços menores. (a) Região crescente. (b) Região decrescente.....	151
Figura 74 Fluxograma simplificado do projeto otimizado do indutor <i>boost</i>	153
Figura 75 Temperaturas medidas no indutor <i>boost</i> em operação..	154

Figura 76	Implementação.	155
Figura 77	Foto do protótipo experimental.	156
Figura 78	Simulação do conversor mostrando os níveis de tensão $v_{an}(t)$, tensão na rede $v_g(t)$, corrente no indutor $i_{Lb}(t)$ e tensão de saída $v_o(t)$. ($P_o = 3000$ W).....	157
Figura 79	Tensão $v_{an}(t)$, tensão de saída v_o , tensão na rede elétrica $v_g(t)$, corrente no indutor $boost$ $i_{Lb}(t)$	157
Figura 80	Simulação do conversor mostrando os níveis de tensão $v_{an}(t)$, tensão na rede $v_g(t)$, corrente na rede $i_g(t)$ e tensão de saída $v_o(t)$. ($P_o = 3000$ W).....	158
Figura 81	Tensão $v_{an}(t)$, tensão de saída v_o , tensão na rede elétrica $v_g(t)$, corrente na rede $i_g(t)$	158
Figura 82	Simulação do conversor mostrando a corrente no indutor $i_{Lb}(t)$ e as tensões sobre os interruptores $S_{MP,1}$ $v_{S_{MP,1}}(t)$ e $S_{MP,2}$ $v_{S_{MP,2}}(t)$	159
Figura 83	Tensão sobre os interruptores $S_{MP,1}$ e $S_{MP,2}$, corrente no indutor $boost$	159
Figura 84	Simulação mostrando a tensão sobre todos os interruptores comandados.	160
Figura 85	Tensão sobre os interruptores comandados.	160
Figura 86	Simulação mostrando a tensão no lado positivo do barramento CC $v_{op}(t)$, tensão no lado negativo do barramento CC $v_{on}(t)$, corrente no indutor $i_{Lb}(t)$. ($P_o = 1200$ W)	161
Figura 87	Tensão nos lados positivo e negativo do barramento CC, corrente na rede elétrica.....	161
Figura 88	Tensão e corrente na rede usando autocontrole em potência nominal.	162
Figura 89	Tensão na rede, tensão de saída, corrente na rede para 20 % da potência nominal usando autocontrole.	162
Figura 90	Degrau de carga 40 % - 100 % com controle por valores médios (simulação).....	164
Figura 91	Degrau de carga 40 % - 100 % com controle por valores médios.	164
Figura 92	Degrau de carga 100 % - 40 % com controle por valores	

médios (simulação).....	165
Figura 93 Degrau de carga 100 % - 40 % com controle por valores médios.....	165
Figura 94 Degrau de carga 40 % - 100 % com autocontrole da corrente de entrada (simulação).....	166
Figura 95 Degrau de carga 40 % - 100 % com autocontrole da corrente de entrada.....	166
Figura 96 Degrau de carga 100 % - 40 % com autocontrole da corrente de entrada (simulação).....	167
Figura 97 Degrau de carga 100 % - 40 % com autocontrole da corrente de entrada.....	167
Figura 98 Partida do conversor com controle por valores médios.	168
Figura 99 Partida do conversor com autocontrole da corrente de entrada.....	168
Figura 100 Análise harmônica da corrente de entrada com controle por valores médios.....	169
Figura 101 Análise harmônica da corrente de entrada com autocontrole.....	170
Figura 102 Curvas de rendimento para tensão de entrada nominal e para tensão mínima de projeto.....	171
Figura 103 Fator de potência obtido com o protótipo experimental.	171
Figura 104 Taxa de distorção harmônica da corrente obtida com o protótipo experimental.....	172
Figura 105 Temperaturas medidas no protótipo.....	173

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente alternada.....
CC	Corrente contínua.....
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Taxa de Distorção Harmônica).....
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
PFC	<i>Power Factor Correction</i> (Correção do fator de potência)
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo de Óxido Metálico).....
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada).....
RC-IGBT	<i>Reverse Conducting IGBT</i> (IGBT com Condução Reversa).....
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i> (Resistência Equivalente em Série).....
PI	Proporcional-integral.....
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinais)
DSC	<i>Digital Signal Controller</i> (Controlador Digital de Sinais)
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i> (Arranjo de Portas Programável em Campo).....

LISTA DE SÍMBOLOS

FP	Fator de potência	37
P	Potência ativa	37
S	Potência aparente	37
V_{ef}	Valor eficaz da tensão	37
I_{ef}	Valor eficaz da corrente	37
FD	Fator de deslocamento	38
ICC	Valor médio (componente CC) da corrente	38
$I_{1,ef}$	Valor eficaz da componente fundamental da corrente	38
$I_{n,ef}$	Valor eficaz da componente harmônica de ordem n da corrente	38
ϕ_1	Ângulo de defasagem entre as componentes fundamentais da tensão e da corrente	38
THD_i	Taxa de distorção harmônica da corrente	38
V_o	Tensão de saída	46
R_o	Resistência da carga	46
I	Corrente	47
V_{an}	Tensão entre os pontos a e n do circuito para análise dos estados topológicos	47
I_{MP}	Corrente injetada no ponto médio do barramento CC	47
$V_{g,ef}$	Valor eficaz da tensão na rede	49
P_{nom}	Potência nominal	49
f_g	Frequência da rede elétrica	49
f_s	Frequência de comutação	49
T_s	Período de comutação	51
m	Sinal modulante	51
f_{AN}	Sinal da portadora triangular com fase zero	51
f_{MP}	Sinal da portadora triangular com fase igual a 180°	51
d_{AN}	Razão cíclica do sinal de comando para S_A e S_N	51
d_{MP}	Razão cíclica do sinal intermediário para comando de $D_{MP,A}$ e $D_{MP,N}$	51
v_{op}	Tensão no lado positivo do barramento CC	52
v_{on}	Tensão no lado negativo do barramento CC	52
v_{an}	Tensão entre os pontos a e n do conversor	53

v_g	Tensão instantânea na entrada do conversor	53
V_{gp}	Valor de pico da tensão da rede elétrica	53
ω_g	Frequência angular da tensão da rede, em rad/s	53
t	Tempo	53
i_g	Corrente instantânea na entrada do conversor	54
I_{gp}	Valor de pico da corrente na rede elétrica	54
L_b	Valor da indutância <i>boost</i>	54
v_{Lb}	Tensão instantânea sobre o indutor <i>boost</i>	54
θ_1, θ_2	Ângulos onde ocorre a troca entre as regiões de operação	55
$\Delta i_{Lb}(t)$	Função da ondulação de corrente no indutor <i>boost</i>	60
M	Índice de modulação	60
$\overline{\Delta i_{Lb}}$	Função da ondulação de corrente normalizada	60
$\Delta I_{Lb,max}$	Ondulação máxima de corrente	61
i_{op}	Corrente entregue ao lado positivo do barramento CC . . .	63
i_{on}	Corrente entregue ao lado positivo do barramento CC . . .	63
i_{MP}	Corrente injetada no ponto médio do barramento CC . . .	63
C_o	Capacitância equivalente do barramento CC	64
C_{op}	Capacitância no lado positivo do barramento CC	64
C_{on}	Capacitância no lado negativo do barramento CC	64
i_o	Corrente entregue ao barramento CC	64
v_o	Valor instantâneo da tensão de saída	64
i_{C_o}	Corrente no capacitor equivalente de saída	65
ΔV_o	Amplitude da ondulação da tensão de saída	65
ΔV_{opp}	Amplitude pico-a-pico da ondulação de tensão de saída . .	65
X_{C_o}	Reatância do capacitor equivalente de saída	65
T_S	Período da definição de valor médio quase instantâneo na análise de esforços	66
i_S	Corrente instantânea no interruptor	66
I_S	Valor médio da corrente no interruptor	66
$I_{S,ef}$	Valor eficaz da corrente no interruptor	67
η	Rendimento do conversor	67
I_{S_A}	Valor médio da corrente nos interruptores S_A e S_N	68
$I_{S_A,ef}$	Valor eficaz da corrente nos interruptores S_A e S_N	68
V_{S_A}	Tensão bloqueada pelos interruptores S_A e S_N	68
$I_{S_{MP}}$	Valor médio da corrente nos interruptores $S_{MP,1}$ e $S_{MP,2}$	69

$I_{S_{MP,ef}}$	Valor eficaz da corrente nos interruptores $S_{MP,1}$ e $S_{MP,2}$	69
$V_{S_{MP}}$	Tensão bloqueada pelos interruptores $S_{MP,1}$ e $S_{MP,2}$	69
$I_{D_{MP}}$	Valor médio da corrente nos diodos $D_{MP,A}$ e $D_{MP,N}$	70
$I_{D_{MP,ef}}$	Valor eficaz da corrente nos interruptores $D_{MP,A}$ e $D_{MP,N}$	70
$V_{D_{MP}}$	Tensão bloqueada pelos interruptores $D_{MP,A}$ e $D_{MP,N}$. .	70
I_{D_s}	Valor médio da corrente nos diodos $D_{S,A}$ e $D_{S,N}$	71
$I_{D_s,ef}$	Valor eficaz da corrente nos interruptores $D_{S,A}$ e $D_{S,N}$. .	71
V_{D_s}	Tensão bloqueada pelos interruptores $D_{S,A}$ e $D_{S,N}$	71
I_{D_b}	Valor médio da corrente nos diodos $D_{1,A}$, $D_{1,N}$, $D_{2,A}$ e $D_{2,N}$	72
$I_{D_b,ef}$	Valor eficaz da corrente nos interruptores $D_{1,A}$, $D_{1,N}$, $D_{2,A}$ e $D_{2,N}$	72
V_{D_b}	Tensão bloqueada pelos interruptores $D_{1,A}$, $D_{1,N}$, $D_{2,A}$ e $D_{2,N}$	72
$I_{Co,lf}$	Valor eficaz da componente de baixa frequência da corrente nos capacitores	73
$I_{Co,hf}$	Valor eficaz da componente de alta frequência da corrente nos capacitores	73
$I_{Co,ef}$	Valor eficaz da corrente nos capacitores de saída	73
$\overline{I_S}$	Valor médio parametrizado da corrente no interruptor . . .	75
$\overline{I_{S,ef}}$	Valor eficaz parametrizado da corrente no interruptor . . .	75
$\Delta V_{o,max}$	Amplitude pico-a-pico máxima da ondulação de tensão de saída	78
ESR_{lf}	Resistência em série equivalente para baixa frequência . . .	78
ESR_{hf}	Resistência em série equivalente para alta frequência	78
R_{bal}	Resistência usada para o balanço de tensões	79
C_f	Capacitância do filtro de entrada	81
t_1, t_2	Instantes de tempo no gráfico	81
i_{C_f}	Corrente no capacitor do filtro de entrada	81
ΔQ_{C_f}	Varição de carga sofrida pelo capacitor do filtro de entrada	81
ΔV_{C_f}	Amplitude da ondulação de tensão no capacitor do filtro de entrada	81
R_f	Resistência de cada enrolamento do indutor de filtro	81
C_d	Capacitância do ramo de amortecimento do filtro	82
R_d	Resistência do ramo de amortecimento do filtro	82

R_S	Resistência do interruptor em condução	82
$t_{r,S}$	Tempo de subida do interruptor	82
$t_{f,S}$	Tempo de descida do interruptor	82
$V_{S,0}$	Tensão do modelo linearizado do diodo em condução	82
Q_S	Carga do diodo	82
$P_{S,con}$	Perdas em condução no interruptor	84
$P_{S,com}$	Perdas de comutação no interruptor	84
P_{con}	Total de perdas em condução nos interruptores	87
P_{com}	Total de perdas de comutação nos interruptores	87
P_{Si}	Total de perdas em semicondutores de potência	87
P_{co}	Perdas em um dos capacitores do barramento	88
P_{Co}	Total de perdas em capacitores do barramento	88
P_{Rf}	Perdas nos enrolamentos do indutor de filtro	88
P_{Lb}	Perdas no indutor <i>boost</i>	88
P_{Rbal}	Perdas nos resistores de equilíbrio do barramento	88
P_{per}	Total de perdas no conversor	89
η	Rendimento estimado	89
i_{Lb}	Corrente no indutor <i>boost</i>	92
R_{in}	Resistência emulada pelo conversor	93
i_{ref}	Corrente de referência	93
i_{err}	Sinal de erro de corrente	93
G_{in}	Condutância emulada pelo conversor ($1/R_{in}$)	93
p_{ref}	Sinal de referência de potência normalizado	93
G_{nom}	Condutância emulada pelo conversor ao processar potên- cia nominal	93
m_{rej}	Parcela do sinal modulante usada para rejeição da da per- turbação causada por v_g	95
m_c	Parcela do sinal modulante usada para impor a tensão sobre o indutor	95
K_{rej}	Ganho usado para rejeição da perturbação causada por v_g	95
$H_i(s)$	Função de transferência do filtro de medição de corrente.	95
T_{pbi}	Constante de tempo do polo do filtro de medição de cor- rente	95
K_{mv}	Ganho da instrumentação de corrente	95
$C_i(s)$	Função de transferência do controlador de corrente	95

$H_{cpu}(s)$	Função de transferência do atraso de transporte causado pelo tempo de cálculo	95
$H_{pwm}(s)$	Função de transferência do atraso de transporte causado pelo modulador PWM	95
$G_i(s)$	Função de transferência da planta de corrente	95
T_a	Período de amostragem	95
K_{pi}	Constante proporcional do controlador PI de corrente ...	96
T_{zi}	Constante de tempo do zero do controlador de corrente..	96
f_{zi}	Frequência do zero do zero do controlador de corrente ...	96
$L_i(s)$	Função de transferência de laço aberto do controle de corrente	96
MF_{deg}	Margem de fase do sistema em graus	97
MF_{rad}	Margem de fase do sistema em radianos	97
f_0	Frequência de cruzamento de ganho do sistema em Hz...	97
w_0	Frequência de cruzamento de ganho do sistema em rad/s	97
d'	Razão cíclica complementar	101
ϕ_i	Ângulo de defasagem da corrente	101
K_I	Ganho do compensador proporcional	101
$K_{I,max}$	Ganho proporcional máximo	104
P_{min}	Potência mínima	104
K_{nom}	Ganho do controlador de corrente para operação com potência nominal	106
T_{pi}	Constante de tempo do polo do controlador de corrente .	106
K_{reg}	Ganho utilizado para regulação da tensão de saída	106
$C_{av}(s)$	Controlador do tipo avanço de fase	110
T_{av}	Constante de tempo do zero do controlador de avanço de fase	110
i_l	Corrente na carga	118
\hat{v}_o	Perturbação na tensão de saída	119
\hat{p}_{ref}	Perturbação na referência de potência	119
$G_{vr}(s)$	Planta de tensão para carga resistiva	120
V_{ref}	Tensão de referência	128
v_{err}	Sinal de erro de tensão	128
$G_v(s)$	Planta de tensão	128
$H_v(s)$	Função de transferência do filtro de medição de tensão ..	128

K_{mv}	Ganho de instrumentação de tensão	129
$H_{mm}(s)$	Função de transferência do filtro média móvel	129
T_{mm}	Período do filtro média móvel	130
K_{pv}	Ganho proporcional do controlador de tensão	131
T_{zv}	Constante de tempo do zero do compensador de tensão	131
$L_{b,min}$	Indutância mínima	135
I_{pk}	Corrente de pico no indutor <i>boost</i>	135
T_{max}	Temperatura máxima de operação	135
$K_{u,max}$	Fator de utilização máximo da janela	135
μ_i	Permeabilidade relativa inicial	136
B_{sat}	Densidade de fluxo de saturação	136
A_L	Fator de indutância	136
l_c	Comprimento do caminho magnético	136
A_c	Área de seção magnética	136
A_w	Área da janela do núcleo	136
V_c	Volume de material magnético	136
l_t	Comprimento médio da espira	136
A_t	Área de superfície total	136
OD_b	Diâmetro externo do núcleo sem revestimento	136
ID_b	Diâmetro interno do núcleo sem revestimento	136
HT_b	Altura do núcleo sem revestimento	136
OD	Diâmetro externo do núcleo com revestimento	136
ID	Diâmetro interno do núcleo com revestimento	136
HT	Altura do núcleo com revestimento	136
k_c, α_c, β_c	Coefficientes do cálculo de perdas no núcleo	136
μ_0	Permeabilidade absoluta do espaço vazio	137
μ_r	Permeabilidade relativa do material do núcleo	137
L	Indutância	137
N	Número de espiras	137
H_{pk}	Valor de pico da intensidade de campo magnético	137
$N_{max,B}$	Número máximo de espiras para evitar a saturação	138
L_{ob}	Indutância obtida	138
μ_{pu}	Permeabilidade relativa do núcleo normalizada em relação à sua permeabilidade inicial	138
H_{int}	Intensidade de campo no ponto de interesse	138

f_{int}	Frequência no ponto de interesse	138
$\mu_{pu,H}$	Permeabilidade normalizada em função da intensidade de campo aplicado	138
$\mu_{pu,f}$	Permeabilidade normalizada em função da frequência	138
H	Intensidade de campo	138
L_i	Indutância inicial	139
d_b	Diâmetro do cobre do condutor	140
d_i	Diâmetro do condutor com isolamento	140
A_b	Área de seção transversal do cobre do condutor	140
A_i	Área de seção transversal do condutor com isolamento	140
$N_{max,w}$	Número máximo de espiras para atender ao critério de utilização da janela	140
K_u	Fator de utilização da janela do núcleo	141
$N_{max,cam}$	Número máximo condutores na camada do enrolamento	141
N_{cam}	Número de camadas do enrolamento	141
l_w	Comprimento estimado do condutor	142
R_{cc}	Resistência para corrente contínua	142
ρ_T	Resistividade do cobre na temperatura máxima de operação	142
R_{ca}	Resistência para corrente alternada	143
F_r	Fator de resistência	143
η_w	Fator de porosidade	143
δ_w	Profundidade de penetração do cobre	143
f	Frequência	143
T_g	Período da rede elétrica	145
$t_{0,k}$	Instante de tempo onde se inicia o k-ésimo segmento de reta	145
$t_{1,k}$	Instante de tempo onde termina o k-ésimo segmento de reta	145
Δt_k	Duração do k-ésimo segmento de reta	145
$I_{0,k}$	Corrente no início do k-ésimo segmento de reta	145
$I_{1,k}$	Corrente no final do k-ésimo segmento de reta	145
$\frac{dI_{Lb,k}}{dt}$	Inclinação do k-ésimo segmento de reta	145
$a_{n,k}, b_{n,k}$	Contribuição do k-ésimo segmento de reta para os coeficientes da série de Fourier	146

a_n, b_n	Coefficientes da série de Fourier da forma de onda da corrente.....	146
I_n	Amplitude do n-ésimo harmônico de corrente.....	146
P_w	Perdas no cobre.....	147
$P_{w,k}$	Perdas no cobre causadas pelo k-ésimo grupo de harmônicos.....	147
$P_{w,lf}$	Potência perdida no cobre devido à componente fundamental da corrente.....	148
$P_{w,hf}$	Potência perdida no cobre devido aos harmônicos de alta frequência.....	148
P_c	Perdas no núcleo.....	149
$p_c(t)$	Perda instantânea no núcleo.....	149
k_i	Coefficiente de perdas no núcleo para iGSE.....	149
$B(t)$	Densidade instantânea de fluxo magnético.....	150
E_k	Energia dissipada no núcleo no k-ésimo segmento linear .	151
$\frac{dB_k}{dt}$	Taxa de variação da densidade de fluxo no k-ésimo segmento linear.....	151
Δt_k	Duração do k-ésimo segmento linear.....	151
E_c	Energia dissipada no núcleo em um ciclo da rede.....	151
ΔT_{Lb}	Elevação de temperatura no indutor <i>boost</i>	152
T_{oper}	Temperatura de operação do indutor <i>boost</i>	152

SUMÁRIO

Introdução	35
1 TOPOLOGIA	41
1.1 INTRODUÇÃO	41
1.2 TOPOLOGIAS PARA RETIFICADORES MONOFÁSICOS DE ALTO RENDIMENTO	42
1.3 TOPOLOGIAS COM DISPOSITIVOS MAGNÉTICOS DE VOLUME REDUZIDO	43
1.4 APRESENTAÇÃO DA TOPOLOGIA PROPOSTA	45
1.5 ESTADOS TOPOLÓGICOS	46
1.5.1 Análise para o semiciclo positivo	46
1.5.2 Análise para o semiciclo negativo	48
1.6 ESPECIFICAÇÃO DE PROJETO	49
2 MODULAÇÃO E CÁLCULO DE PERDAS	51
2.1 MODULADOR	51
2.2 OPERAÇÃO COMO RETIFICADOR COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA	53
2.3 ETAPAS DE OPERAÇÃO	56
2.3.1 Região $ v_g(t) \leq \frac{V_o}{2}$	56
2.3.2 Região $ v_g(t) > \frac{V_o}{2}$	59
2.3.3 Etapas no semiciclo negativo	59
2.4 ONDULAÇÃO DE CORRENTE NO INDUTOR <i>BOOST</i> ..	59
2.4.1 Região $ v_g(t) \leq \frac{V_o}{2}$	59
2.4.2 Região $ v_g(t) > \frac{V_o}{2}$	60
2.4.3 Ondulação de corrente parametrizada	60
2.5 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR BOOST	61
2.6 ONDULAÇÃO DE TENSÃO NO BARRAMENTO CC	63
2.7 ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO	65
2.7.1 Metodologia	65
2.7.2 Interruptores S_A e S_N	67
2.7.3 Interruptores $S_{MP,1}$ e $S_{MP,2}$	69
2.7.4 Diodos $D_{MP,A}$ e $D_{MP,N}$	70
2.7.5 Diodos $D_{S,A}$ e $D_{S,N}$	70
2.7.6 Diodos da ponte retificadora	71
2.7.7 Capacitores do barramento	73
2.7.8 Comparação entre valores teóricos e de simulação	74

2.7.9	Esforços de corrente normalizados	75
2.8	PROJETO DOS CAPACITORES DO BARRAMENTO	78
2.9	RESISTORES DE BALANÇO	78
2.10	PROJETO DO FILTRO DE ENTRADA	79
2.11	ESCOLHA DOS SEMICONDUTORES	82
2.12	ESTIMAÇÃO DAS PERDAS	83
2.12.1	Metodologia	83
2.12.2	Interruptores S_A e S_N	84
2.12.3	Interruptores $S_{MP,1}$ e $S_{MP,2}$	85
2.12.4	Diodos da ponte retificadora	85
2.12.5	Diodos do ponto médio	86
2.12.6	Diodos $D_{S,A}$ e $D_{S,N}$	86
2.12.7	Total de perdas em semicondutores	87
2.12.8	Capacitores do barramento	87
2.12.9	Indutor de filtro	88
2.12.10	Indutor <i>boost</i>	88
2.12.11	Resistores de balanço	88
2.12.12	Total de perdas e rendimento estimado	89
3	MODELAGEM E CONTROLE	91
3.1	MODELAGEM DO CIRCUITO EQUIVALENTE PARA O CONTROLE DA CORRENTE	91
3.2	CONTROLE POR VALORES MÉDIOS	92
3.3	PROJETO DO COMPENSADOR DE CORRENTE PARA CONTROLE POR VALORES MÉDIOS	95
3.3.1	Modelagem para projeto do compensador	95
3.3.2	Determinação dos coeficientes do compensador	97
3.3.3	Discretização do controlador	100
3.4	AUTOCONTROLE DA CORRENTE DE ENTRADA	100
3.4.1	Análise de estabilidade com controle proporcional sem atrasos	102
3.4.2	Controlador atraso de fase adaptativo	106
3.4.3	Controlador avanço de fase	110
3.4.4	Variação da potência através da perturbação do sinal modulante	114
3.5	CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA COM CONTROLE DA CORRENTE POR VALORES MÉDIOS	117
3.5.1	Carga resistiva	119
3.5.2	Carga fonte de corrente	121
3.5.3	Fonte de potência	122
3.6	CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA COM AUTOCON- TROLE DA CORRENTE DE ENTRADA	123

3.6.1	Carga resistiva	124
3.6.2	Carga fonte de corrente	126
3.6.3	Carga fonte de potência	127
3.7	PROJETO DO COMPENSADOR DE TENSÃO	128
3.7.1	Modelagem para projeto do compensador	128
3.7.2	Determinação dos coeficientes do compensador	131
4	PROJETO FÍSICO OTIMIZADO DO INDUTOR L_B	135
4.1	INTRODUÇÃO	135
4.2	CÁLCULO DO NÚMERO DE ESPIRAS	137
4.3	PROJETO DO ENROLAMENTO	140
4.3.1	Escolha do condutor adequado	140
4.3.2	Projeto do enrolamento	141
4.4	PERDAS NO COBRE	142
4.4.1	Resistência para corrente contínua	142
4.4.2	Resistência para corrente alternada	142
4.4.3	Espectro da corrente no indutor	144
4.4.4	Cálculo das perdas	147
4.5	PERDAS NO NÚCLEO	149
4.6	ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA	151
4.7	ESCOLHA DO NÚCLEO DE MENOR VOLUME	152
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	155
5.1	IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR	155
5.2	FORMAS DE ONDA	156
5.3	COMPORTAMENTO DINÂMICO	163
5.3.1	Controle por valores médios	164
5.3.2	Autocontrole	166
5.4	PARTIDA DO CONVERSOR	168
5.5	DISTORÇÃO HARMÔNICA DE CORRENTE	169
5.6	RENDIMENTO E FATOR DE POTÊNCIA	171
6	CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS	175
	Referências	177
	APÊNDICE A – Diagramas esquemáticos	183
	APÊNDICE B – Código para projeto otimizado do in- dutor <i>boost</i>	185
	APÊNDICE C – Código fonte utilizado no DSC	187

INTRODUÇÃO

As necessidades da sociedade contemporânea vem ocasionando um aumento na demanda de energia elétrica com o passar dos anos. Em reação a isto, o setor elétrico mundial busca com grande interesse soluções para reduzir o desperdício, frequentemente apoiando o uso de meios mais eficientes de consumo de energia. Muita atenção é dada aos equipamentos eletrônicos, sejam de aplicação doméstica, comercial, industrial ou na operação de serviços como telecomunicações. Grande parte destes equipamentos inclui um conversor estático de corrente alternada (CA) para corrente contínua (CC), comumente denominado retificador ou conversor CA-CC. Este conversor está presente como primeiro estágio de conversão de energia em suas fontes de alimentação.

Várias iniciativas mundiais em pesquisa visam melhorar a eficiência energética dos equipamentos e de seus sub-sistemas. Grande parte deste esforço é realizado na melhoria dos conversores CA-CC presentes nas fontes de alimentação. Tais melhorias incluem o aumento do rendimento energético, redução de peso, redução de volume e custo. Outras melhorias importantes incluem o aumento na robustez e a redução do nível de interferência introduzido por estes equipamentos na rede elétrica.

Estudos mostram que o uso de fontes de alimentação de alto rendimento em computadores proporcionam uma economia direta de energia, devido à redução das perdas na fonte de alimentação [1]. Além disso, a opção pelo uso destas fontes também reduz as perdas no sistema elétrico como um todo, gerando economia adicional de energia.

Uma parcela importante destes ganhos se deve à correção do fator de potência, que resulta em uma diminuição dos níveis de corrente e de harmônicos que circulam pelo sistema elétrico e que, de outra forma, causariam perdas significativas em cabos e transformadores. Em menor escala, tem-se também a redução das perdas nestes dispositivos causadas pela demanda de potência ativa, necessária para suprir as perdas nas fontes de alimentação. A Fig. (1) ilustra os resultados obtidos no estudo realizado em [1], onde se verificou em fontes de alto rendimento, economias de energia adicionais na faixa de 12% a 21%, proporcionadas pela correção do fator de potência no estágio retificador das mesmas.

Entre os programas que oferecem certificações especiais para fontes de alimentação com fator de potência e rendimento elevados, pode-

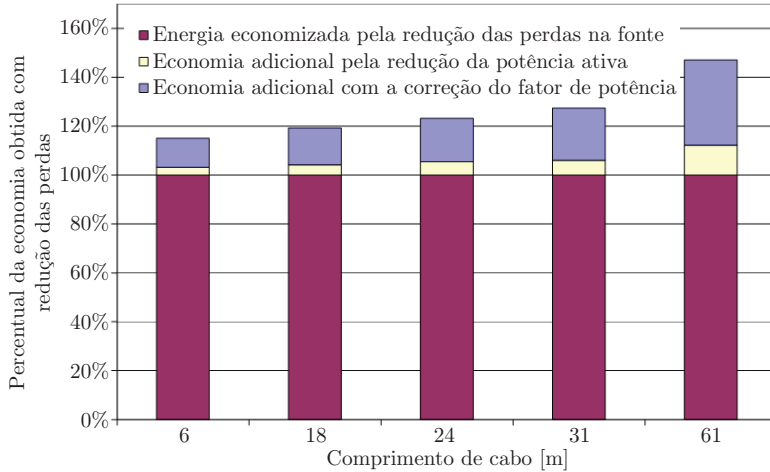


Figura 1 – Economia de energia proporcionada por fontes de alimentação com alto rendimento.

se citar os programas Energy Star [2] e 80 PLUS[®] [3]. A especificação de desempenho do programa 80 PLUS[®] exige que as fontes de alimentação utilizadas em computadores e servidores apresentem rendimento igual ou superior a 80% para níveis de carga de 20%, 50% e 100%, com um fator de potência mínimo de 0,9 [3]. A Tab. (1) mostra os requisitos mínimos do programa para fontes utilizadas em servidores com tensão nominal de alimentação de 230 V.

Tabela 1 – Requisitos 80 PLUS[®] para fontes com entrada 230 V.

Percentual de carga	10%	20%	50%	100%
80 PLUS Bronze	-	81%	85%	81%
80 PLUS Silver	-	85%	89%	85%
80 PLUS Gold	-	88%	92%	88%
80 PLUS Platinum	-	90%	94%	91%
80 PLUS Titanium	90%	94%	96%	91%

A obtenção de níveis cada vez mais elevados de rendimento nestas fontes é possível com o avanço na tecnologia dos semicondutores e com o desenvolvimento de novas topologias, tanto para o estágio retificador como para o estágio conversor CC-CC.

Normas e recomendações internacionais como a IEC 61000-3-2, IEC 61000-3-4 e a IEEE 519 visam limitar o conteúdo harmônico de corrente injetado pelos equipamentos na rede elétrica. A norma IEC 61000-3-2 se aplica a equipamentos alimentados por tensão senoidal na faixa de 220 V a 415 V e com corrente de 0 a 16 A por fase. A Fig. (2) apresenta os limites absolutos de corrente para cada harmônico da frequência fundamental da rede elétrica, para a classe A da norma IEC 61000-3-2.

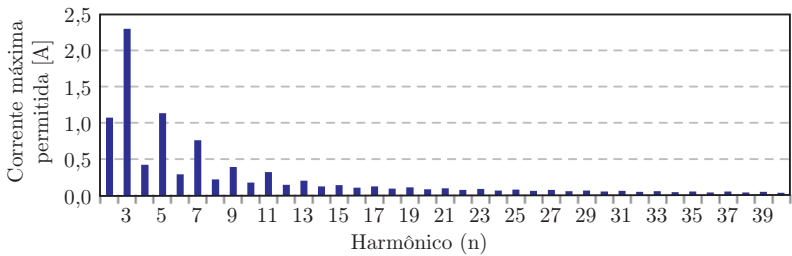


Figura 2 – Limites absolutos de corrente para a classe A da norma IEC 61000-3-2.

A utilização de retificadores monofásicos é vantajosa quando se processa níveis não muito elevados de potência, tipicamente abaixo de 2 kW ou 3 kW. Para os conversores CA-CC com correção do fator de potência, as estruturas mais difundidas são os retificadores do tipo *boost*. Nestas estruturas, a corrente de entrada é controlada ativamente através da imposição de diferentes níveis de tensão sobre um indutor (indutor *boost*), utilizando-se semicondutores de potência comandados (interruptores) e esquemas de modulação diversos. Este controle ativo da corrente de entrada visa a obtenção de um fator de potência elevado e a redução do conteúdo harmônico da corrente injetada na rede.

A definição geral de fator de potência FP é apresentada na Eq. (1). Esta representa o quociente entre a potência ativa P em W e a potência aparente S em VA.

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{ef} \cdot I_{ef}} \quad (1)$$

A potência ativa corresponde à potência média fornecida pela rede elétrica ao longo de um ciclo de sua frequência nominal, tipicamente 50 Hz ou 60 Hz. Os valores eficazes de tensão V_{ef} e corrente I_{ef} na rede elétrica incluem a componente fundamental, todas as harmô-

nicas e as componentes contínuas, quando houver presença destas no sistema.

Para circuitos que operam apenas com tensões e correntes senoidais, é comum a utilização da expressão

$$FP = \cos(\phi_1), \quad (2)$$

onde ϕ_1 representa o ângulo de defasagem entre as componentes fundamentais da tensão e da corrente. Porém, esta definição não é válida para sistemas com correntes ou tensões distorcidas, como é o caso de sistemas alimentando cargas não lineares. Nestes casos, o resultado obtido com a Eq. (2) corresponde ao fator de deslocamento FD .

Para as situações onde tem-se circuitos não lineares em corrente alternada operando com fonte de tensão CA ideal, as definições (3) e (4) podem ser utilizadas [4]. Estas definições são válidas para circuitos alimentados por tensão perfeitamente senoidal, produzindo correntes com qualquer formato, desde que sejam periódicas com período igual ao da tensão.

$$FP = \frac{I_{1,ef}}{\sqrt{I_{CC}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_{n,ef}^2}} \cdot \cos(\phi_1) \quad (3)$$

$$FP = \frac{\cos(\phi_1)}{\sqrt{1 + THD_i^2}} \quad (4)$$

I_{CC} - Valor médio (componente CC) da corrente;

$I_{1,ef}$ - Valor eficaz da componente fundamental da corrente;

$I_{n,ef}$ - Valor eficaz da componente harmônica de ordem n da corrente;

THD_i - Taxa de distorção harmônica da corrente.

A taxa de distorção harmônica da corrente corresponde à relação entre o valor eficaz de todas as correntes harmônicas e o valor eficaz da componente fundamental desta corrente.

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{n,ef}^2}}{I_{1,ef}} \quad (5)$$

Da Eq. (4), se verifica que para a obtenção de um fator de potência elevado, o controle ativo da corrente na entrada do retificador deve buscar tanto a redução do ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente na rede como a redução da taxa de distorção harmônica desta corrente.

O presente trabalho tem como objetivo apresentar estudos sobre uma nova topologia de retificador monofásico fator de potência e rendimento elevados, que trabalha com três níveis de tensão para proporcionar uma substancial redução no volume do indutor *boost*. A topologia mencionada também se caracteriza por apresentar baixas perdas por condução e comutação, tornando-a atrativa em aplicações que demandam alto rendimento.

A modulação do conversor é realizada através de uma estratégia que minimiza o número de semicondutores no percurso da corrente e que reduz os níveis de tensão comutados pelos interruptores. Adicionalmente, a lógica sugerida para geração dos pulsos de comando provê o balanço entre as tensões do barramento CC e um equilíbrio entre os esforços de corrente nos interruptores.

Uma metodologia de projeto é apresentada para um conversor com tensão nominal de entrada de 220 V, tensão de saída de 380 V e potência nominal de 3 kW. Para o projeto do indutor *boost* é apresentada uma metodologia de redução de volume que visa o emprego de recursos computacionais para o projeto de um dispositivo magnético com dimensões reduzidas, contribuindo para a redução do volume e do custo do conversor.

O desempenho da estrutura proposta, no que diz respeito ao fator de potência, THD_i e característica dinâmica da regulação da tensão de saída, é verificado com duas técnicas de controle: A primeira delas é bastante utilizada e conhecida na literatura como controle por valores médios de corrente. A segunda técnica abordada é conhecida como autocontrole da corrente de entrada e possibilita uma redução de custo do circuito de controle e aumento de robustez através da eliminação dos componentes e sensores responsáveis pela medição instantânea da tensão na rede elétrica.

Uma análise da estabilidade para a técnica de autocontrole é apresentada incluindo-se os efeitos dos atrasos inerentes à sua implementação em dispositivos digitais, onde verifica-se a possibilidade da ocorrência de instabilidades quando o conversor opera com níveis reduzidos de carga. Um novo controlador e metodologia de projeto são então propostos para possibilitar o controle da THD da corrente de entrada em ampla faixa de variação de carga.

A verificação experimental é realizada em um protótipo construído em laboratório. A implementação das estratégias de controle é realizada em um controlador digital de sinais de baixo custo. São obtidos bons resultados em termos de rendimento, fator de potência, taxa de distorção harmônica e dinâmica de regulação da tensão de saída.

1 TOPOLOGIA

1.1 INTRODUÇÃO

Grande parte dos retificadores fator de potência elevado é composta por associações em cascata entre uma ponte retificadora de onda completa a diodos e um conversor CC-CC. A topologia mais conhecida que segue esta modalidade é apresentada na Fig. (3). A correção do fator de potência é realizada utilizando-se técnicas de modulação e controle que visam tornar a forma de onda da corrente na entrada do conversor proporcional à da tensão na rede, emulando uma característica de entrada resistiva.

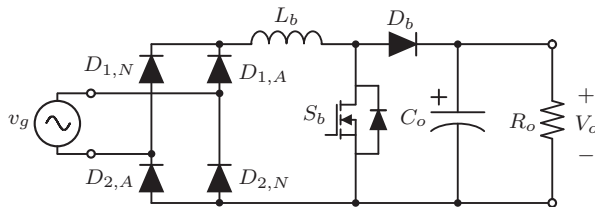


Figura 3 – Retificador *boost* convencional.

Diversas características tornaram o uso da topologia da Fig. (3) bastante difundido na indústria, em aplicações de até 1 kW. Dentre estas pode-se mencionar:

- Necessita de apenas um diodo com comutação rápida (D_b);
- Possui apenas um interruptor comandado (S_b);
- O sinal de comando para o interruptor e os pontos de medição da tensão de entrada retificada, da tensão de saída e da corrente no indutor podem ser todos referenciados ao terminal negativo da saída do conversor;
- Pode operar com estratégias simples de modulação e controle, frequentemente utilizando para isto circuitos integrados de baixo custo;
- Apresenta baixo nível de ruído de modo comum se comparada a estruturas mais complexas.

Todas estas qualidades conferem baixos custos para a produção. Contudo, esta solução tradicional traz consigo perdas de condução e

comutação relativamente altas quando se pretende operar com frequências de comutação elevadas. Consequentemente, a busca pela eficiência energética em fontes de alimentação fez com que diversas alternativas fossem propostas nos últimos anos com o objetivo de reduzir as perdas das soluções tradicionais.

1.2 TOPOLOGIAS PARA RETIFICADORES MONOFÁSICOS DE ALTO RENDIMENTO

Na estrutura da Fig. (3) a corrente sempre circula através de três dispositivos semicondutores, causando perdas em condução nestes três elementos. Visando aumentar o rendimento dos estágios retificadores, várias pesquisas se direcionaram a topologias que inserem um número reduzido de semicondutores no percurso da corrente. Isto foi possível através da integração entre as etapas de retificação e da conversão CC-CC em um mesmo estágio, originando as topologias denominadas *bridgeless* (sem ponte), em referência à integração da ponte retificadora de diodos no arranjo de semicondutores de potência.

A Fig. (4) apresenta algumas variações destas estruturas. O número de semicondutores no percurso da corrente é reduzido em uma unidade em comparação com o conversor da Fig. (3), possibilitando reduções expressivas nas perdas em condução. A aplicação destes conversores se estende a potências superiores a 1 kW.

A estrutura da Fig. (4)(a) [5] foi a primeira a se enquadrar na categoria, apresentando como vantagem a redução das perdas em condução quando comparada a uma solução tradicional de dois estágios.

Um segundo retificador *bridgeless*, conforme Fig. (4)(b), pode ser observado em [6], onde se tem como desvantagem em relação ao primeiro que são necessários dois diodos a mais e os interruptores controlados necessitam de circuitos de comando isolados.

Um terceiro retificador *bridgeless*, conforme Fig. (4)(c) foi proposto em [7]. São utilizados dois diodos com baixa queda de tensão direta para a conexão do terminal negativo de saída com os terminais da fonte de entrada, reduzindo-se ainda mais as perdas de condução.

Uma quarta topologia pertencente a esta família é descrita em [8], a qual inclui capacitores para redução da geração de emissões eletromagnéticas.

A desvantagem principal destas duas últimas estruturas é a necessidade de utilização de dois indutores que não podem ter seus núcleos magnéticos totalmente aproveitados para realizar a interface com

a fonte de entrada, uma vez que cada indutor opera somente em um dos semiciclos da tensão alternada da rede.

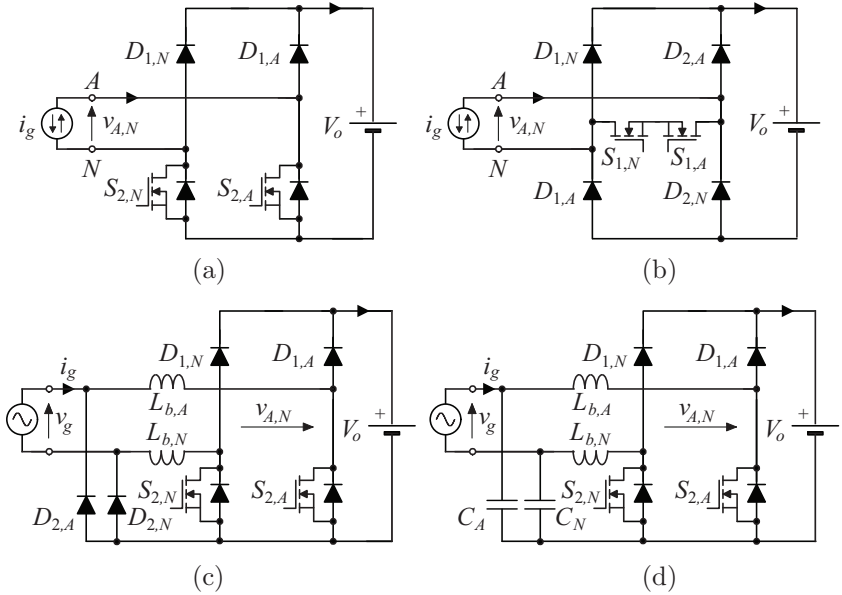


Figura 4 – Topologias de retificadores *bridgeless*: (a) *Bridgeless* básico. (b) Com chave bidirecional. (c) Com dois conversores *boost*. (d) Com capacitores para redução de emissões eletromagnéticas.

1.3 TOPOLOGIAS COM DISPOSITIVOS MAGNÉTICOS DE VOLUME REDUZIDO

Outro ponto de grande interesse na indústria é a redução do volume de dispositivos magnéticos. As Figs. 5(a) e 5(b) apresentam duas topologias que possibilitam redução no valor de indutância do indutor *boost*. A topologia da Fig. (5)(a) [9] utiliza uma estratégia de modulação que resulta na duplicação da frequência da ondulação de corrente no indutor *boost*. Deste modo, a indutância necessária para atender a um dado critério de ondulação máxima de corrente se reduz à metade do valor necessário no retificador *boost* convencional, para uma mesma frequência de comutação nos interruptores.

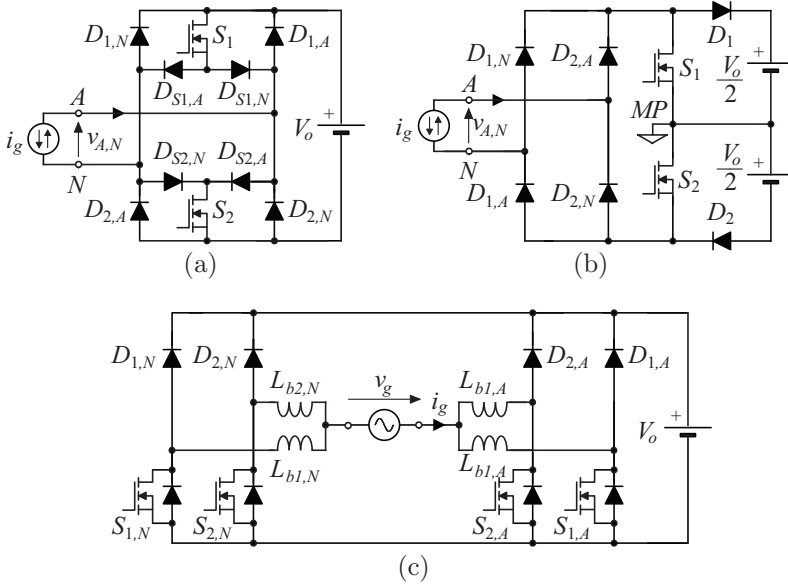


Figura 5 – Topologias com baixo volume de dispositivos magnéticos. (a) Retificador *bridgeless* com ondulação de corrente em frequência dobrada. (b) Retificador com conversor *boost* de três níveis. (c) Retificador *bridgeless* com *interleaving*.

Um segundo conceito para retificadores *bridgeless* é a utilização de um barramento de saída em corrente contínua dividido em duas partes iguais através da associação entre capacitores. A vantagem deste conceito é que a tensão sobre os semicondutores durante as comutações é apenas a metade da tensão total do barramento de saída, o que confere a estes retificadores a redução das perdas de comutação.

A topologia mostrada na Fig. (5)(b) [10] utiliza esta concepção e emprega três níveis de tensão para controlar a corrente no indutor *boost*. Com isto, reduzem-se as perdas de comutação e o valor de indutância do indutor *boost* se reduz a um quarto do necessário no retificador *boost* convencional. No entanto, esta estrutura, assim como o retificador *boost* convencional, faz uso de uma ponte retificadora seguida de um conversor CC-CC. Consequentemente são inseridos quatro semicondutores no percurso da corrente, o que tende a causar perdas em condução desfavoráveis.

O conversor da Fig. (5)(c) [11] combina as características de

baixa perda em condução com redução no volume de dispositivos magnéticos, porém, as custas de maior complexidade na construção destes. A redução das perdas em condução se deve ao emprego de células *bridgeless* que inserem apenas dois semicondutores no percurso da corrente, do mesmo tipo mostrado na Fig. (4)(a). As células são moduladas com uma técnica de *interleaving* que reduz a ondulação de alta frequência na corrente de entrada do conversor. Isto se traduz em requisitos menos rigorosos para o filtro de compatibilidade eletromagnética que antecede o conversor, contribuindo para a redução do volume total de dispositivos magnéticos.

As vantagens de retificadores do tipo *bridgeless* e as vantagens de retificadores com saída em três-níveis podem levar à redução concomitante das perdas de condução e comutação, promovendo a elevação do rendimento do conversor e a redução do volume de dispositivos magnéticos. Estes são os objetivos buscados com o presente trabalho.

1.4 APRESENTAÇÃO DA TOPOLOGIA PROPOSTA

A topologia estudada neste trabalho é apresentada na Fig. (6). Esta estrutura possui quatro semicondutores comandados (S_A , S_N , $S_{MP,1}$, $S_{MP,2}$) e seis diodos de comutação rápida ($D_{1,A}$, $D_{2,A}$, $D_{1,N}$, $D_{2,N}$, $D_{MP,A}$, $D_{MP,N}$). Também são aproveitados dois diodos intrínsecos ($D_{S,A}$ e $D_{S,N}$), no caso de utilização de MOSFETs, RC-IGBTs, entre outros.

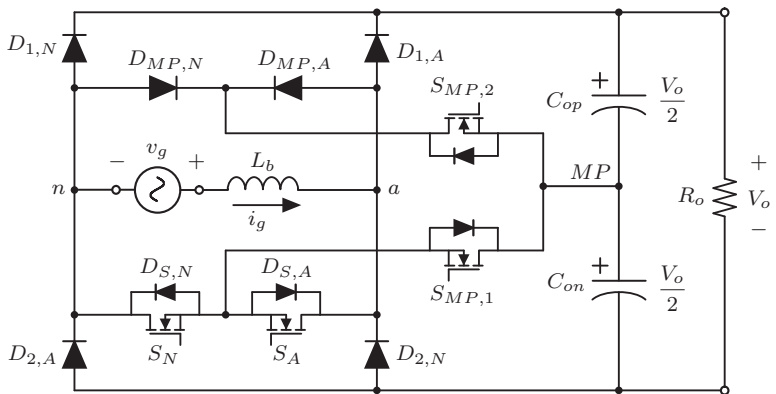


Figura 6 – Topologia proposta.

Os diodos intrínsecos dos interruptores $S_{MP,1}$ e $S_{MP,2}$, embora presentes na estrutura, não sofrem polarização direta e consequentemente permanecem bloqueados. Os diodos $D_{MP,A}$, $D_{MP,N}$, $D_{S,A}$ e $D_{S,N}$ não precisam apresentar excelentes características de recuperação reversa. O bloqueio dos diodos $D_{MP,A}$ e $D_{MP,N}$ pode ocorrer de duas formas: pela retirada do sinal de comando do interruptor $S_{MP,2}$ e pelo comando dos interruptores da chave bidirecional. No segundo caso, $D_{MP,A}$ é bloqueado em série com $D_{2,A}$ e $D_{MP,N}$ é bloqueado em série com $D_{2,N}$, sendo a rapidez de bloqueio dos diodos da ponte retificadora o parâmetro determinante para as perdas de comutação. De forma similar, o bloqueio da corrente em $D_{S,A}$ ($D_{S,N}$) está associado à retirada do sinal de comando dos interruptores $S_{MP,2}$ e S_N (S_A).

Apenas um indutor *boost* é utilizado para operação nos dois semiciclos da rede e está representado L_b .

O barramento CC de saída exige o uso de pelo menos dois capacitores, pois uma associação do tipo série é necessária para a criação de um ponto médio de tensão (MP). Cada capacitor opera, idealmente, sob metade da tensão total de saída, conferindo a característica de três níveis de tensão ao retificador, as quais são dadas por zero, $V_o/2$ e V_o .

A tensão total de saída V_o disponibilizada à carga (representada por R_o na Fig. (6)), tem como limite inferior o valor de pico da tensão na rede, devido à presença da ponte retificadora de onda completa formada por $D_{1,A}$, $D_{2,A}$, $D_{1,N}$ e $D_{2,N}$. Isto possibilita que o conversor opere com valores de tensão de saída situados na mesma faixa das demais topologias mostradas anteriormente, tipicamente em torno de 400 V para redes com tensão nominal entre 220 V e 240 V.

Os interruptores S_A , S_N e $S_{MP,1}$ utilizam o mesmo potencial de referência para seus sinais de comando. Esta característica simplifica os circuitos de comando, possibilitando a utilização de uma mesma fonte auxiliar para a alimentação dos circuitos de driver para estes três interruptores.

1.5 ESTADOS TOPOLÓGICOS

1.5.1 Análise para o semiciclo positivo

O circuito equivalente da Fig. (7) é considerado na análise dos estados topológicos no semiciclo positivo. Para os efeitos desta análise, o indutor *boost* é substituído por uma fonte de corrente I . As tensões nos capacitores de saída são consideradas constantes e isentas de on-

dulação, sendo aqui representadas por fontes de tensão CC, cada qual aplicando uma tensão de metade do valor da tensão total de saída.

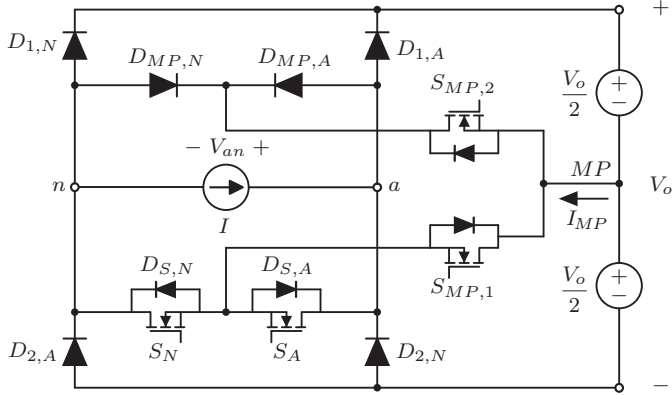


Figura 7 – Circuito para análise dos estados topológicos no semiciclo positivo.

A Tab. (2) mostra as possibilidades de comando utilizadas no semiciclo positivo, os níveis de tensão $|V_{an}|$ e a corrente I_{MP} no ponto médio do barramento CC, resultantes da aplicação destes sinais de comando.

Tabela 2 – Estados topológicos utilizados no semiciclo positivo.

Estado	Comando	$ V_{an} $	I_{MP}	Semicondutores utilizados
1p	$S_A, S_N, S_{MP,1}$	0	0	$S_A, D_{S,N}$
1n	$S_A, S_N, S_{MP,2}$	0	0	$S_A, D_{S,N}$
2	$S_{MP,1}$	$0,5V_o$	I	$D_{1,A}, S_{MP,1}, D_{S,N}$
3	$S_{MP,2}$	$0,5V_o$	$-I$	$D_{MP,A}, S_{MP,2}, D_{2,A}$
4	-	$1V_o$	0	$D_{1,A}, D_{2,A}$

Os estados utilizados apresentam perdas em condução reduzidas, inserindo um número mínimo de dispositivos no percurso da corrente. Como será visto adiante, os estados com redundância para $|V_{an}| = \frac{1}{2}V_o$ produzem correntes com sentidos opostos no ponto médio do barramento CC. A escolha da aplicação destes estados possibilita a manutenção do balanço das tensões no barramento CC, uma vez que se pode carregar ou descarregar cada um dos capacitores dependendo do estado topológico utilizado. A redundância nos estados com $|V_{an}| = 0$ surge

da estratégia de modulação utilizada, visando simplificar a geração dos sinais de comando para os interruptores $S_{MP,1}$ e $S_{MP,2}$.

1.5.2 Análise para o semiciclo negativo

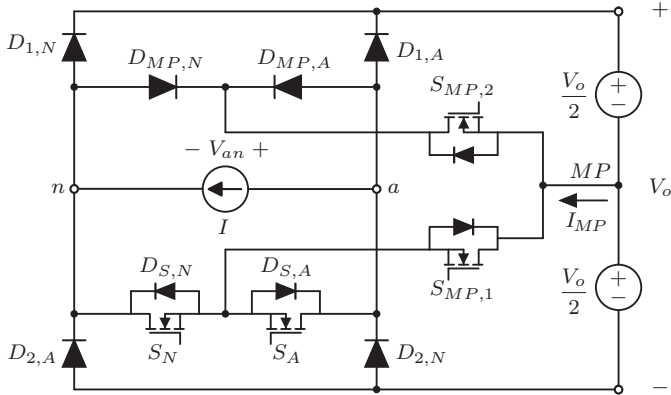


Figura 8 – Circuito para análise dos estados topológicos no semiciclo negativo.

Para o semiciclo negativo da rede, a análise dos estados topológicos ocorre de maneira análoga e complementar à descrita para o semiciclo positivo.

Considera-se o circuito da Fig. (8) e as mesmas possibilidades de comando listadas na Tab. (3). Novamente, ocorrem as redundâncias de estados topológicos com efeitos complementares para a manutenção das tensões no barramento em CC.

Tabela 3 – Estados topológicos utilizados no semiciclo negativo.

Estado	Comando	$ V_{an} $	I_{MP}	Semicondutores utilizados
1p	$S_A, S_N, S_{MP,1}$	0	0	$S_N, D_{S,A}$
1n	$S_A, S_N, S_{MP,2}$	0	0	$S_N, D_{S,A}$
2	$S_{MP,1}$	$0,5V_o$	I	$D_{1,N}, S_{MP,1}, D_{S,A}$
3	$S_{MP,2}$	$0,5V_o$	$-I$	$D_{MP,N}, S_{MP,2}, D_{2,N}$
4	-	$1V_o$	0	$D_{1,N}, D_{2,N}$

1.6 ESPECIFICAÇÃO DE PROJETO

A metodologia de projeto apresentada neste trabalho tomará como exemplo um conversor CA-CC com as especificações dadas na Tab. (4). O conversor projetado deverá ser capaz de operar em ampla faixa de variação de carga, isto é, de 0 % (condição para a partida) até 100 % da potência nominal de saída. A tensão de saída é escolhida em um valor próximo do valor de pico máximo da tensão de entrada, já que quanto menor é a tensão do barramento, menores são as tensões comutadas pelos interruptores e consequentemente menores são as perdas ocasionadas pelas comutações.

Tabela 4 – Especificações do projeto.

Tensão da rede ($V_{g,ef}$)	220 V \pm 15 %
Frequência da rede (f_g)	60 Hz
Tensão de saída (V_o)	380 V
Ondulação máxima de tensão de saída	5%
Potência nominal (P_{nom})	3 kW
Frequência de comutação (f_s)	140 kHz
Ondulação máxima de corrente no indutor <i>boost</i>	20%

O controle do retificador será implementado de forma digital, utilizando-se para isto um DSC (*Digital Signal Controller*) de baixo custo. O DSC utilizado é o modelo TMS320F28027, fabricado pela Texas Instruments, cujas características são apresentadas na Tab. (5). Será avaliado o desempenho do conversor com as técnicas de controle por valores médios e autocontrole da corrente de entrada.

Tabela 5 – Características do DSC utilizado.

Modelo	TMS320F28027
Encapsulamento	48-Pin PT PQFP
Frequência de <i>clock</i>	60 MHz
Ciclo de instrução	16,67 ns
Tensão de alimentação	3,3 V
Memória flash (palavras de 16 bits)	32K
Memória RAM (palavras de 16 bits)	6K
Multiplicador	32 × 32 bits
Saídas PWM	8
Conversor A/D de 12 bits	13 canais
Temporizadores de 32 bits	3
Comparadores analógicos	2
Pinos de E/S digital	22
Interrupções externas	3

2 MODULAÇÃO E CÁLCULO DE PERDAS

2.1 MODULADOR

A estratégia de modulação proposta para o retificador é ilustrada pelos diagramas da Fig. (10), com o circuito modulador sugerido na Fig. (9). Utiliza-se um sinal modulante $m(t)$, um sinal binário $S_{MP,sel}$ e duas portadoras triangulares $f_{AN}(t)$ e $f_{MP}(t)$ com período T_s e defasadas de 180° . A portadora $f_{MP}(t)$ possui um deslocamento positivo de 0,5 unidades, permitindo que os picos inferiores da mesma se alinhem com os picos superiores da portadora $f_{AN}(t)$. Dois sinais de comando intermediários denominados S_{AN} e S_{MP} , com razões cíclicas $d_{AN}(t)$ e $d_{MP}(t)$, respectivamente, são gerados a partir da comparação entre $m(t)$ e os sinais das portadoras. As seguintes regras são utilizadas:

- S_{AN} é ativo se $f_{AN}(t) > m(t)$.
- S_{MP} é ativo se $f_{MP}(t) > m(t)$.

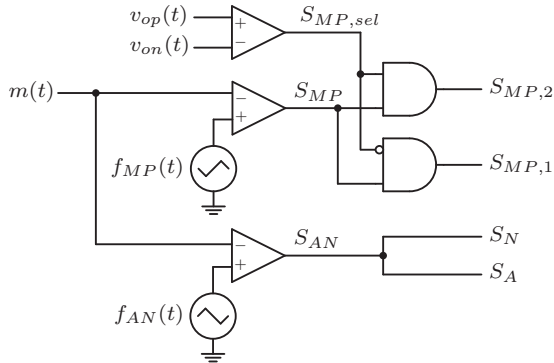


Figura 9 – Circuito lógico para geração dos sinais de comando.

Os sinais de comando para os interruptores S_A e S_N são então imagens do sinal S_{AN} , que quando ativo impõe o nível de tensão 0 entre os terminais a e n . Embora seja possível obter o efeito mencionado comandando-se apenas um destes interruptores por vez (de acordo com o semiciclo da rede), é vantajoso efetuar o comando em ambos interruptores simultaneamente. Esta escolha, além de simplificar a geração dos sinais de comando, reduz as perdas de condução por prover um efeito de retificação síncrona na chave bidirecional.

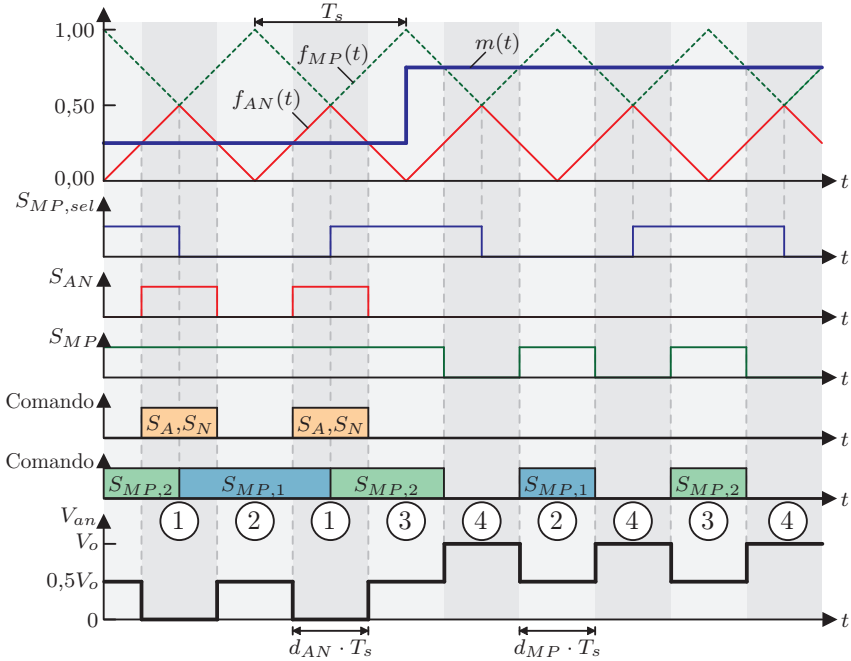


Figura 10 – Sinais gerados pela modulação sugerida.

Quando S_{MP} está ativo, um dos interruptores do ponto médio ($S_{MP,1}$ ou $S_{MP,2}$) deve receber sinal de comando. A finalidade do sinal $S_{MP,sel}$ é definir qual destes dois interruptores será acionado, podendo esta decisão mudar a cada ciclo de comutação, sem prejuízo para a forma de onda da corrente no indutor. Para garantir o balanço entre as tensões do lado positivo (v_{op}) e do lado negativo (v_{on}) do barramento CC, é adotada a estratégia apresentada na Tab. (6). Deste modo, ao longo de um semiciclo da rede obtém-se naturalmente uma divisão entre os esforços de corrente em $S_{MP,1}$ e $S_{MP,2}$.

As transições de $S_{MP,sel}$ devem ser sincronizadas com os instantes de tempo onde ocorrem picos superiores de $f_{AN}(t)$. Esta sincronização e o defasamento de 180° entre as ondas portadoras garantem que as decisões de comutação entre $S_{MP,1}$ e $S_{MP,2}$ ocorram somente quando a corrente é nula nestes interruptores.

Tabela 6 – Lógica para manutenção do balanço das tensões do barramento CC.

Condição	$S_{MP,sel}$	Interruptor selecionado
$v_{op}(t) < v_{on}(t)$	inativo	$S_{MP,1}$
$v_{op}(t) > v_{on}(t)$	ativo	$S_{MP,2}$

A razão cíclica do sinal S_{AN} fica dada por:

$$d_{AN}(t) = \begin{cases} 1 - 2m(t) & \text{se } m(t) \leq 0,5 \\ 0 & \text{se } m(t) > 0,5 \end{cases} \quad (2.1)$$

A razão cíclica do sinal S_{MP} fica dada por:

$$d_{MP}(t) = \begin{cases} 1 & \text{se } m(t) \leq 0,5 \\ 2 - 2m(t) & \text{se } m(t) > 0,5 \end{cases} \quad (2.2)$$

O valor médio quase instantâneo da tensão $v_{an}(t)$ na frequência de comutação é então dependente do sinal modulante $m(t)$ e da tensão de saída, sendo aproximado pela seguinte expressão:

$$\langle v_{an}(t) \rangle_{T_s} = m(t) \cdot V_o \quad (2.3)$$

2.2 OPERAÇÃO COMO RETIFICADOR COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA

Considerando a operação como retificador com fator de potência elevado, alimentado por tensão puramente senoidal, define-se a tensão instantânea v_g na entrada do retificador como:

$$v_g = V_{gp} \cdot \text{sen}(\omega_g t) \quad (2.4)$$

onde:

- V_{gp} - Valor de pico da tensão da fonte senoidal de entrada;
- ω_g - Frequência angular da tensão da rede, em rad/s;
- t - Tempo.

Para efeitos desta análise, é assumida uma corrente de entrada i_g , com valor de pico I_{gp} , também puramente senoidal e em fase com a tensão v_g , dada por:

$$i_g = I_{gp} \cdot \text{sen}(\omega_g t) \quad (2.5)$$

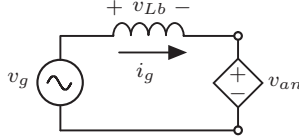


Figura 11 – Circuito equivalente para análise da modulação.

A Fig. (11) apresenta um circuito equivalente para valores médios no semiciclo positivo da rede, onde o conversor é substituído por uma fonte de tensão controlada. A tensão sobre o indutor *boost* neste circuito é dada por:

$$v_{Lb} = L_b \frac{d}{dt} i_g = \omega_g \cdot L_b \cdot I_{gp} \cdot \cos(\omega_g t) \quad (2.6)$$

Logo, a tensão v_{an} no circuito é dada por:

$$v_{an} = v_g(t) - v_{Lb}(t) \quad (2.7)$$

$$v_{an} = V_{gp} \cdot \text{sen}(\omega_g t) - \omega_g \cdot L_b \cdot I_{gp} \cdot \cos(\omega_g t) \quad (2.8)$$

Como pode ser visto na Eq. (2.8), para a obtenção de uma corrente de entrada em fase com a tensão de entrada é necessário que v_{an} possua uma componente de tensão em fase com v_g e outra atrasada de 90° em relação a v_g .

Considerando uma indutância L_b pequena o suficiente, de modo que a reatância do indutor na frequência da rede tenha um valor muito baixo, resultando em uma componente de tensão v_{Lb} muito pequena, o último termo da Eq. (2.8) pode ser desprezado para simplificação das expressões na análise que segue. Assim, a tensão v_{an} no circuito equivalente da Fig. (11) é aproximada por:

$$v_{an} \approx v_g \quad (2.9)$$

Logo,

$$v_{an} = V_{gp} \cdot \text{sen}(\omega_g t) = m(t) \cdot V_o. \quad (2.10)$$

Isolando-se $m(t)$ na Eq. (2.10) obtém-se a expressão que aproxima o comportamento do sinal modulante quando o conversor opera como retificador com alto fator de potência:

$$m(t) = \frac{V_{gp}}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega_g t) \quad (2.11)$$

Substituindo-se a expressão (2.11) nas Equações (2.1) e (2.2) obtém-se as funções das razões cíclicas dos sinais S_{AN} e S_{MP} :

$$d_{AN} = \begin{cases} 1 - \frac{2V_{gp}}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega_g t) & \text{se } |v_g(t)| \leq \frac{V_o}{2} \\ 0 & \text{se } |v_g(t)| > \frac{V_o}{2} \end{cases} \quad (2.12)$$

$$d_{MP} = \begin{cases} 1 & \text{se } |v_g(t)| \leq \frac{V_o}{2} \\ 2 - \frac{2V_{gp}}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega_g t) & \text{se } |v_g(t)| > \frac{V_o}{2} \end{cases} \quad (2.13)$$

A Fig. (12) ilustra as formas de onda obtidas com esta técnica de modulação em um ciclo da rede. Ficam claras as duas regiões distintas de operação do conversor:

- Quando $|v_g(t)| \leq \frac{V_o}{2}$ tem-se a comutação entre os níveis de tensão $|V_{an}| = 0$ e $|V_{an}| = \frac{V_o}{2}$.
- Quando $|v_g(t)| > \frac{V_o}{2}$ comutam os níveis de tensão $|V_{an}| = \frac{V_o}{2}$ e $|V_{an}| = V_o$.

Os ângulos θ_1 e θ_2 onde ocorre a troca entre estas regiões são dados por

$$\theta_1 = \arcsen\left(\frac{V_o}{2V_{gp}}\right) \quad (2.14)$$

e

$$\theta_2 = \pi - \arcsen\left(\frac{V_o}{2V_{gp}}\right). \quad (2.15)$$

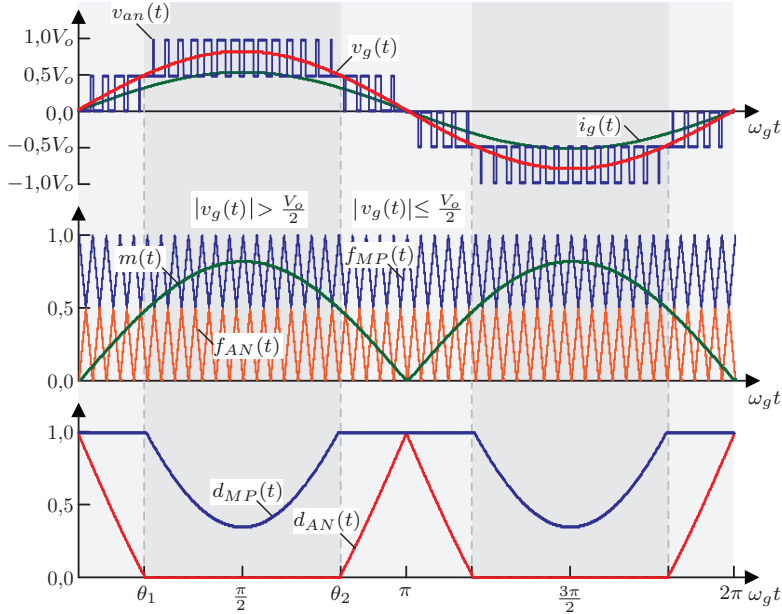


Figura 12 – Formas de onda para operação ideal como retificador com alto fator de potência.

2.3 ETAPAS DE OPERAÇÃO

A Fig. (13) mostra as etapas de operação simplificadas na frequência de comutação, para o semiciclo positivo da rede.

2.3.1 Região $|v_g(t)| \leq \frac{V_o}{2}$

Ocorrem as etapas de operação das Figs. 13(a), 13(b) e 13(c). Na Etapa 1 (Fig. (13)(a)) estão presentes os sinais de comando nos interruptores S_A e S_N e em um dos interruptores do ponto médio. A corrente no indutor circula por S_A e S_N , podendo ocorrer divisão de correntes entre S_N e seu diodo intrínseco $D_{S,N}$. Ocorre transferência de energia da fonte v_g para o indutor L_b . Não é injetada corrente no ponto médio do barramento CC. Durante esta etapa pode ocorrer a troca de estado nos sinais de comando dos interruptores do ponto médio, porém, esta comutação ocorrerá sob corrente nula visto que a corrente do indutor não estará circulando por estes interruptores.

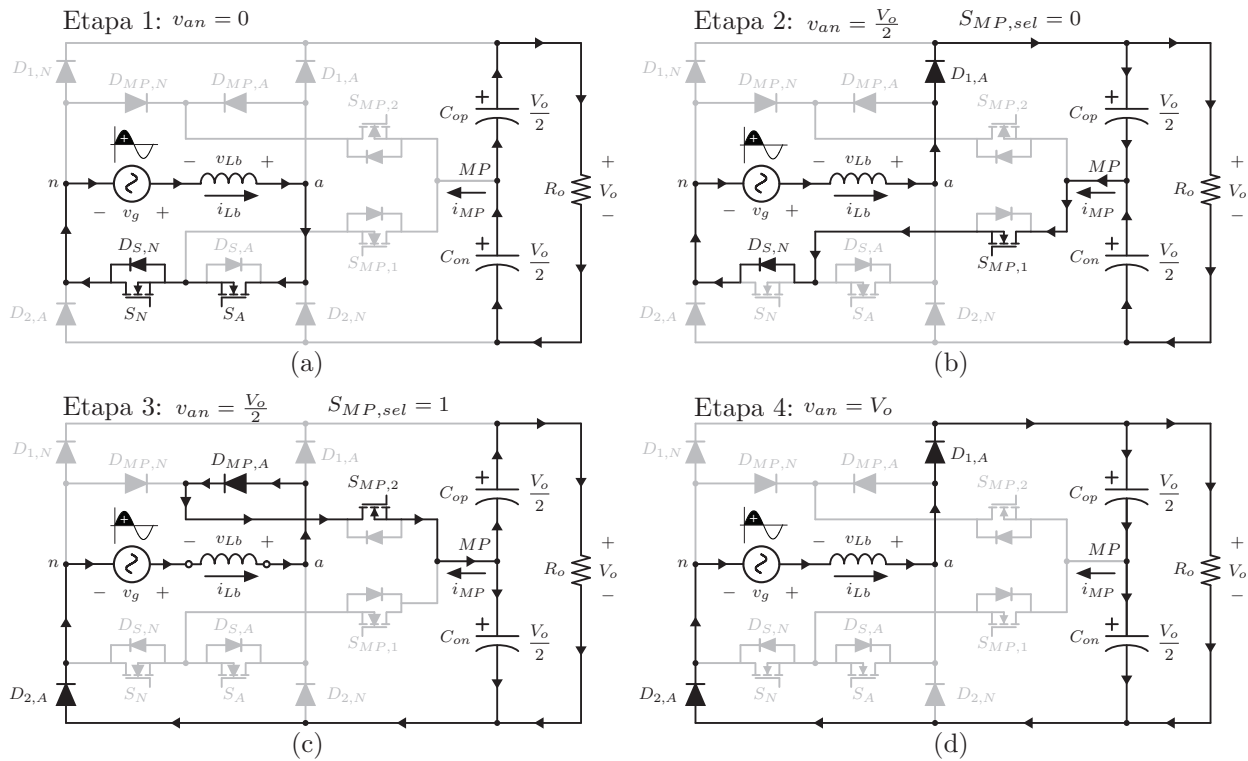


Figura 13 – Etapas de operação no semiciclo positivo.

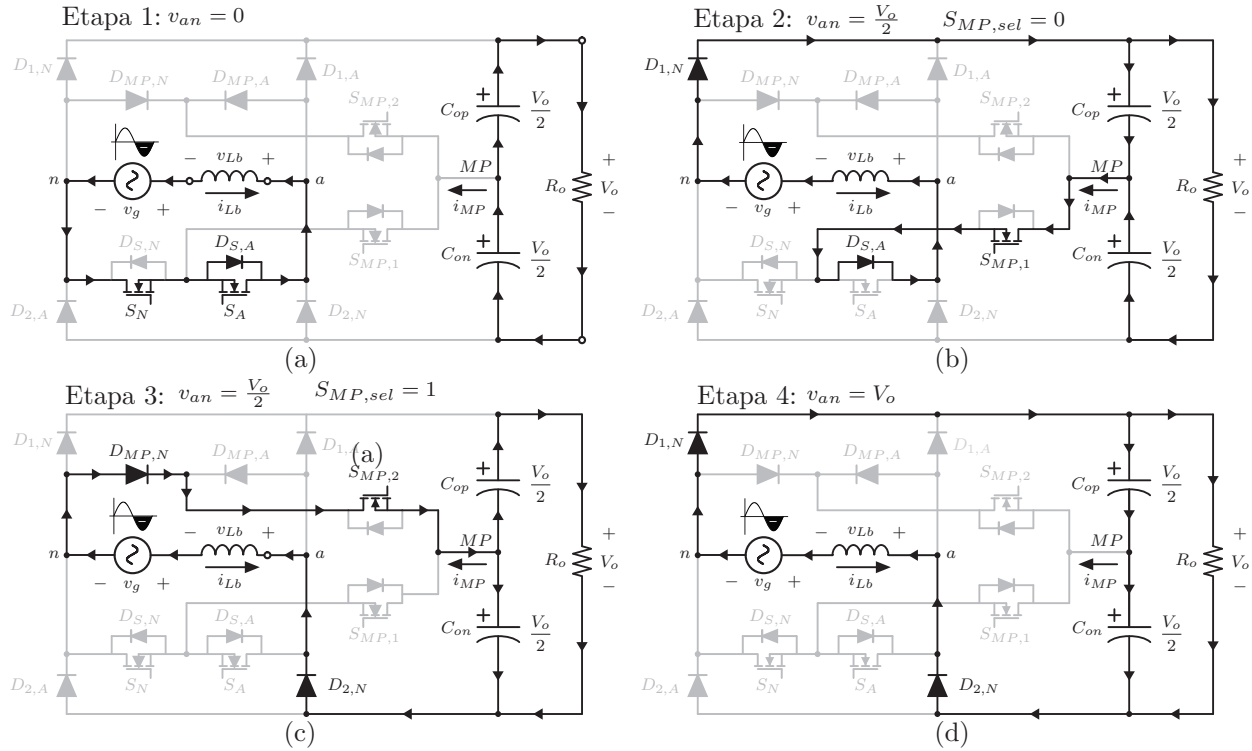


Figura 14 – Etapas de operação no semiciclo negativo.

Nas Etapas 2 e 3, mostradas nas Figs. 13(b) e 13(c), o sinal de comando é aplicado a um dos interruptores do ponto médio. Na Etapa 2, a corrente do indutor percorre os semicondutores $D_{1,A}$, $S_{MP,1}$ e $D_{S,N}$, transferindo energia para o lado positivo do barramento CC. Na Etapa 3 a energia é transferida para o lado negativo do barramento, com a corrente percorrendo os semicondutores $D_{MP,A}$, $S_{MP,2}$ e $D_{2,A}$. Durante estas etapas, o sinal $S_{MP,sel}$ permanece inalterado.

2.3.2 Região $|v_g(t)| > \frac{V_o}{2}$

Ocorrem novamente as Etapas 2 e 3 já descritas, e também a Etapa 4, mostrada na Fig. (13)(d). Nesta última etapa, nenhum interruptor recebe sinal de comando e os diodos $D_{1,A}$ e $D_{2,A}$ fornecem caminho à circulação de corrente, ocorrendo transferência de energia para os dois lados do barramento. Não é injetada corrente no ponto médio dos capacitores. Durante a Etapa 4, o estado do sinal $S_{MP,sel}$ pode ser alterado sem que esta transição produza comutações nos interruptores.

2.3.3 Etapas no semiciclo negativo

As etapas de operação para o semiciclo negativo são mostradas na Fig. (14). O funcionamento destas etapas é análogo ao mostrado para o semiciclo positivo.

2.4 ONDULAÇÃO DE CORRENTE NO INDUTOR *BOOST*

Para a análise da ondulação de corrente no indutor *boost*, considera-se que a frequência de comutação é muito maior que a frequência da rede. Isto torna razoável supor que a tensão instantânea na rede não varia significativamente ao longo de um período de comutação.

2.4.1 Região $|v_g(t)| \leq \frac{V_o}{2}$

A ondulação de corrente pico-a-pico no indutor *boost* quando o nível de tensão $v_{an} = 0$ é aplicado à entrada do conversor é dada pela

seguinte expressão:

$$\Delta i_{Lb}(t) = \frac{v_g}{L_b} \cdot d_{AN} \cdot T_s \quad (2.16)$$

Substituindo-se as expressões (2.4) e (2.12) em (2.16) obtém-se:

$$\Delta i_{Lb} = \frac{V_{gp}}{L_b \cdot f_s} \cdot \left[\text{sen}(\omega_g t) - \frac{2V_{gp}}{V_o} \cdot \text{sen}^2(\omega_g t) \right] \quad (2.17)$$

2.4.2 Região $|v_g(t)| > \frac{V_o}{2}$

Para esta região, a análise da ondulação pode ser feita para o intervalo durante o qual é aplicado o nível de tensão $v_{an} = \frac{V_o}{2}$:

$$\Delta i_{Lb} = \frac{v_g - \frac{V_o}{2}}{L_b} \cdot d_{MP} \cdot T_s \quad (2.18)$$

Logo,

$$\Delta i_{Lb} = \frac{V_{gp}}{L_b \cdot f_s} \cdot \left[3 \cdot \text{sen}(\omega_g t) - \frac{2V_{gp}}{V_o} \cdot \text{sen}^2(\omega_g t) - \frac{V_o}{V_{gp}} \right]. \quad (2.19)$$

2.4.3 Ondulação de corrente parametrizada

Para ilustrar o comportamento da ondulação de corrente ao longo de um semiciclo da rede, é interessante explicitar as equações (2.17) e (2.19) na forma normalizada. Para isto, estas funções são reescritas em função do índice de modulação M definido como:

$$M = \frac{V_{gp}}{V_o} \quad (2.20)$$

A ondulação de corrente normalizada $\overline{\Delta i_{Lb}}$ é então expressada por:

$$\overline{\Delta i_{Lb}} = \frac{\Delta i_{Lb} \cdot L_b \cdot f_s}{V_o} \quad (2.21)$$

Assim, a expressão que descreve $\overline{\Delta i_{Lb}}$ em função de $\omega_g t$ e do

índice de modulação para um semiciclo da rede fica dada por:

$$\overline{\Delta i_{Lb}} = \begin{cases} M \cdot \text{sen}(\omega_g t) - 2M^2 \cdot \text{sen}^2(\omega_g t) & \text{se } \text{sen}(\omega_g t) \leq \frac{1}{2M} \\ 3M \cdot \text{sen}(\omega_g t) - 2M^2 \cdot \text{sen}^2(\omega_g t) - 1 & \text{se } \text{sen}(\omega_g t) > \frac{1}{2M} \end{cases} \quad (2.22)$$

A Fig. (15) apresenta algumas curvas de $\overline{\Delta i_{Lb}}(\omega_g t)$ para índices de modulação variando entre 0,37 a 1,00. Os valores máximos de ondulação ocorrem quando $d_{AN} = 0,5$ e quando $d_{MP} = 0,5$. A ondulação de corrente nestes pontos é dada pela expressão:

$$\Delta I_{Lb,max} = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_o}{L_b \cdot f_s}, \quad \text{se } M \geq 0,25 \quad (2.23)$$

Caso o conversor opere como um índice de modulação menor que 0,25, o valor máximo da ondulação de corrente ocorrerá quando $\omega_g t = 90^\circ$, sendo neste caso dado por:

$$\Delta I_{Lb,max} = \frac{M}{L_b \cdot f_s} (V_o - 2V_{gp}), \quad \text{se } M < 0,25 \quad (2.24)$$

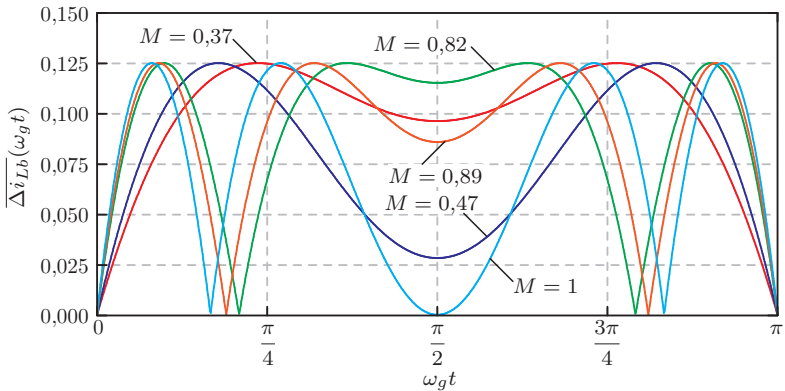


Figura 15 – Ondulação de corrente parametrizada.

2.5 DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR BOOST

O dimensionamento do indutor *boost* segue o critério de ondulação máxima relativa de corrente especificado para o conversor de exem-

plo. Tomando-se as condições nominais de operação, esta ondulação vale:

$$\Delta I_{Lb,max} = 20\% \cdot I_{gp} = 3,86 \text{ A} \quad (2.25)$$

Através da Eq. (2.23), determina-se o valor da indutância mínima para atender ao critério de ondulação máxima de corrente:

$$L_b = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_o}{\Delta I_{Lb,max} \cdot f_s} = 88 \mu\text{H} \quad (2.26)$$

Considerou-se o emprego de um núcleo toroidal de pó de ferro. Uma metodologia de projeto otimizado baseada em [12] foi utilizada para se determinar o menor núcleo comercialmente disponível que atenda aos requisitos do conversor de exemplo, entre eles a obtenção da indutância estabelecida em (2.26) na frequência de comutação quando a corrente no retificador atinge seu valor de pico. O processo foi realizado através de recursos computacionais, sobre uma lista composta por mais de 200 modelos de núcleos diferentes. O procedimento de projeto está descrito no Capítulo 4.

Uma vez determinado o menor núcleo para o projeto, optou-se por maximizar a indutância realizável com este núcleo, tendo em vista as implicações que o valor da indutância exerce no controle do conversor. Os parâmetros do indutor obtido com o processo de otimização são resumidos na Tab. (7).

Tabela 7 – Parâmetros do indutor confeccionado para o protótipo.

Modelo do núcleo	APH40P60
Diâmetro externo	4,07 cm
Volume de material magnético	10,55 cm ³
Bitola do fio	4 × AWG18
Número de espiras	44
Número de camadas (teórico)	1,52
Comprimento de fio	2,38 m
Fator de utilização da janela	0,34
Valor de pico da densidade de fluxo	0,54 T
Temperatura de operação	98,2 °C
Indutância inicial	157 μH
Indutância no ponto de interesse	96,5 μH

Assim, L_b é projetado para:

$$L_b = 95 \mu\text{H}. \quad (2.27)$$

A ondulação máxima de corrente obtida com a indutância dada em (2.27) pode ser calculada através da Eq. (2.23):

$$\Delta I_{Lb,calc} = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_o}{L_b \cdot f_s} = 3,57 \text{ A} \quad (2.28)$$

2.6 ONDULAÇÃO DE TENSÃO NO BARRAMENTO CC

A Fig. (16) apresenta os circuitos equivalentes utilizados para análise da ondulação de tensão no barramento CC. No circuito da Fig. (16)(a), o conversor é visto pelo barramento como duas fontes de corrente com um ponto comum conectado ao ponto médio do barramento. Sendo i_{op} e i_{on} os valores das correntes entregues respectivamente ao lado positivo e negativo do barramento, a expressão da corrente no ponto médio dos capacitores fica dada por:

$$i_{MP} = i_{op} - i_{on} \quad (2.29)$$

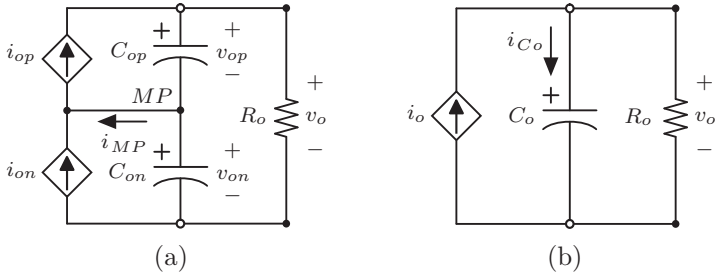


Figura 16 – Circuitos equivalentes para análise da ondulação nos capacitores de saída.

Na Seção 1.5 foi visto que nos estados topológicos 2 e 3 há injeção de corrente no ponto médio do barramento, isto é, $i_{MP} \neq 0$. Entretanto, a lógica de escolha para os estados redundantes nestas etapas força o valor médio de i_{MP} a se tornar nulo na medida em que os comandos dos interruptores $S_{MP,1}$ e $S_{MP,2}$ são alternados em alta frequência. Sendo assim, admite-se que $i_{op} = i_{on} = i_o$ e o circuito equivalente da Fig. (16)(b) pode ser utilizado para análise da ondulação de tensão em $2f_g$ presente na saída do conversor, devido à potência oscilante que é característica de sistemas senoidais monofásicos. As

capacitâncias dos lados positivo e negativo do barramento são então substituídas por uma capacitância única equivalente C_o dada por:

$$C_o = \frac{C_{op} \cdot C_{on}}{C_{op} + C_{on}} \quad (2.30)$$

Tendo em vista a simetria do circuito, utilizam-se capacitâncias iguais para o lados positivo e negativo do barramento. Assim vale a relação da Eq. (2.31);

$$C_{op} = C_{on} = 2C_o \quad (2.31)$$

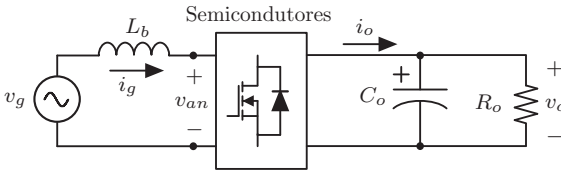


Figura 17 – Circuito equivalente para determinação de i_o .

Na Fig. (17) é mostrado o circuito equivalente utilizado para a determinação de i_o . Considerando a utilização de interruptores ideais, sem perdas, tem-se um balanço entre a potência instantânea na entrada e na saída do arranjo de semicondutores, dado por:

$$v_{an} \cdot i_g = v_o \cdot i_o \quad (2.32)$$

Considerando-se ainda o emprego de uma indutância muito pequena, de forma que o produto entre i_g e sua reatância na frequência da rede possa ser desprezado, a Eq. (2.32) é reescrita como:

$$v_g \cdot i_g = v_o \cdot i_o \quad (2.33)$$

Assim, a expressão para a corrente i_o é determinada:

$$i_o = \frac{v_g \cdot i_g}{v_o} = \frac{V_{gp} \cdot I_{gp} \cdot \text{sen}^2(\omega_g t)}{v_o} \quad (2.34)$$

Admite-se que a tensão de saída do conversor deverá possuir uma ondulação baixa. Sendo assim, seu valor instantâneo v_o na Eq. (2.34) pode ser substituído pelo valor da tensão de saída nominal V_o . Aplicando-se uma propriedade trigonométrica em (2.34) obtém-se a Eq.

(2.35).

$$i_o = \frac{V_{gp} \cdot I_{gp}}{V_o} \cdot \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos(2\omega_g t) \right] \quad (2.35)$$

Em (2.35) verifica-se em i_o a presença de uma componente contínua e de uma componente alternada com frequência igual a duas vezes a frequência da rede. Considera-se que a componente alternada desta corrente circulará através do capacitor equivalente C_o . Assim, a expressão para a corrente i_{C_o} no capacitor fica dada por:

$$i_{C_o} = \frac{V_{gp} \cdot I_{gp}}{2V_o} \cdot \cos(2\omega_g t) = \frac{P_o}{V_o} \cdot \cos(2\omega_g t) \quad (2.36)$$

A amplitude da ondulação de tensão é então dada pelo produto da amplitude da corrente cossenoidal i_{C_o} pela reatância capacitiva de C_o na frequência $2f_g$.

$$\Delta V_o = \frac{P_o}{V_o} \cdot X_{C_o}(2f_g) = \frac{P_o}{V_o} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot 2f_g \cdot C_o} \quad (2.37)$$

Logo, o valor pico-a-pico da ondulação de tensão na saída do conversor é determinado pela Eq. (2.38).

$$\Delta V_{opp} = \frac{P_o}{2\pi \cdot f_g \cdot V_o \cdot C_o} \quad (2.38)$$

2.7 ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO

2.7.1 Metodologia

Os esforços de corrente nos interruptores são calculados através da metodologia apresentada a seguir. Supõe-se um interruptor de exemplo S , que conduz corrente somente nos intervalos de tempo onde ocorrem as etapas de operação em que este interruptor é inserido no percurso da corrente de entrada do retificador.

Define-se o valor médio quase instantâneo da corrente no interruptor como sendo a corrente média que percorre este interruptor específico durante um período de tempo T_S , considerado muito menor

que o período da rede elétrica, conforme expressado pela Eq. (2.39).

$$\langle i_S \rangle_{T_S} = \frac{1}{T_S} \int_t^{t+T_S} i_S(\tau) d\tau \quad (2.39)$$

De maneira similar, a definição para valor eficaz quase instantâneo é dada pela Eq. (2.40).

$$\langle i_S \rangle_{T_S,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_t^{t+T_S} i_S^2(\tau) d\tau} \quad (2.40)$$

Assume-se que a fração do tempo T_S durante a qual a corrente i_g percorre o interruptor S é conhecida para cada valor de $\omega_g t$ ao longo de um semiciclo da rede, e pode ser expressa pela função $\delta_S(\omega_g t)$. Assim, o valor médio quase instantâneo e o valor eficaz quase instantâneo da corrente no interruptor passam a ser dados pelas Equações (2.41) e (2.42) respectivamente. A informação do período de tempo é omitida para simplificar a notação.

$$\langle i_S \rangle = \delta_S \cdot i_g \quad (2.41)$$

$$\langle i_S \rangle_{ef} = \sqrt{\delta_S} \cdot i_g \quad (2.42)$$

O valor médio da corrente no interruptor para um período da rede elétrica é então dado por

$$I_S = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \langle i_S \rangle d\omega_g t \quad (2.43)$$

se o interruptor conduz nos dois semiciclos da rede e por

$$I_S = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \langle i_S \rangle d\omega_g t \quad (2.44)$$

se o interruptor conduz em apenas um semiciclo (positivo ou negativo).

De forma similar, o valor eficaz da corrente é dado por

$$I_{S,ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \langle i_S \rangle_{ef}^2 d\omega_g t} \quad (2.45)$$

para interruptores que conduzem nos dois semiciclos e por

$$I_{S,ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \langle i_S \rangle_{ef}^2 d\omega_g t} \quad (2.46)$$

para interruptores que conduzem somente em um semiciclo.

No projeto do conversor de exemplo, os esforços são calculados para a condição de operação que gera maiores perdas. Esta condição ocorre quando o conversor opera com potência de saída nominal e com a tensão de entrada no limite inferior de projeto. Assim considera-se:

$$V_{gp} = \sqrt{2} \cdot 187 \text{ V} = 264 \text{ V} \quad (2.47)$$

Considera-se ainda um rendimento hipotético $\eta = 0,96$ nesta condição, o que levaria o valor de pico da corrente de entrada do conversor a ser dado por:

$$I_{gp} = \frac{2P_{nom}}{\eta \cdot V_{gp}} = 23,7 \text{ A} \quad (2.48)$$

O índice de modulação para operação nesta condição torna-se:

$$M = \frac{V_{gp}}{V_o} = 0,696 \quad (2.49)$$

2.7.2 Interruptores S_A e S_N

O par de interruptores S_A e S_N , juntamente com seus diodos intrínsecos, opera como um interruptor bidirecional utilizado para impor o nível de tensão $|v_{an}| = 0$ na entrada do retificador.

Estes interruptores recebem comando quando o sinal S_{AN} é ativo. Quando da utilização de MOSFETs, pode ocorrer divisão de correntes entre estes interruptores e seus respectivos diodos intrínsecos. No entanto, nesta análise é considerado que a corrente assume o caminho do diodo, tendo em vista que este representaria o caso mais crítico para dissipação de potência no componente.

No semiciclo positivo, a corrente circula por S_A e $D_{S,N}$. No semiciclo negativo a corrente percorre S_N e $D_{S,A}$. Assim, a função δ nestes interruptores é dada por:

$$\delta_{AN} = d_{AN} \quad (2.50)$$

O valor médio da corrente em S_A e S_N é então dado por:

$$I_{S_{AN}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \langle i_{AN} \rangle d\omega_g t = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \delta_{AN} \cdot i_g d\omega_g t \quad (2.51)$$

Logo,

$$I_{S_{AN}} = \begin{cases} I_{gp} \cdot \left[\frac{1}{\pi} - \frac{M}{2} \right] & M \leq 0,5 \\ \frac{I_{gp}}{\pi} \cdot \left[1 - \frac{\beta}{4} - M \cdot \theta_1 \right] & M > 0,5 \end{cases} \quad (2.52)$$

onde

$$\beta = \sqrt{4 - \frac{1}{M^2}} \quad (2.53)$$

e

$$\theta_1 = \arcsen\left(\frac{V_o}{2V_{gp}}\right). \quad (2.54)$$

O valor eficaz da corrente é dado por:

$$I_{S_{AN},ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \langle i_{AN} \rangle_{ef}^2 d\omega_g t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (\sqrt{\delta_{AN}} \cdot i_g)^2 d\omega_g t} \quad (2.55)$$

Logo,

$$I_{S_{AN},ef} = \begin{cases} I_{gp} \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{4M}{3\pi}} & M < 0,5 \\ I_{gp} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\beta \left(\frac{2M}{3} - \frac{1}{24M} \right) - \frac{4M}{3} + \frac{\theta_1}{2} \right]} & M \geq 0,5 \end{cases}. \quad (2.56)$$

A máxima tensão bloqueada por estes interruptores ocorre na Etapa 4, quando $|v_{an}| = V_o$. Sendo assim, o máximo esforço de tensão nestes interruptores é dado por:

$$V_{S_{AN}} = V_o \quad (2.57)$$

Para o conversor de exemplo tem-se:

$$I_{S_A} = I_{S_N} = I_{S_{AN}} = 0,710 \text{ A} \quad (2.58)$$

$$I_{S_A,ef} = I_{S_N,ef} = I_{S_{AN},ef} = 2,50 \text{ A} \quad (2.59)$$

$$V_{S_A} = V_{S_N} = V_{S_{AN}} = 380 \text{ V} \quad (2.60)$$

2.7.3 Interruptores $S_{MP,1}$ e $S_{MP,2}$

A corrente percorre um dos interruptores $S_{MP,1}$ ou $S_{MP,2}$ somente quando o sinal S_{AN} é inativo e o sinal S_{MP} é ativo. Considerando-se que a estratégia de modulação para balanço de tensões no barramento tende a distribuir de forma igual a quantidade de pulsos de corrente nestes interruptores, tem-se a função $\delta(\omega_g t)$ dada por:

$$\delta_{MP} = \frac{1}{2}(1 - d_{AN}) \cdot d_{MP} \quad (2.61)$$

Estes interruptores operam nos dois semiciclos da rede. O valor médio da corrente em $S_{MP,1}$ e $S_{MP,2}$ é então dado por:

$$I_{S_{MP}} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \langle i_{MP} \rangle d\omega_g t = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \delta_{MP} \cdot i_g d\omega_g t \quad (2.62)$$

Logo,

$$I_{S_{MP}} = \begin{cases} \frac{I_{gp} \cdot M}{2} & M \leq 0,5 \\ I_{gp} \left[\frac{\beta}{2\pi} + \frac{2M \cdot \theta_1}{\pi} - \frac{M}{2} \right] & M > 0,5 \end{cases} \quad (2.63)$$

O valor eficaz da corrente é dado por:

$$I_{S_{MP},ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \langle i_{MP} \rangle_{ef}^2 d\omega_g t} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (\sqrt{\delta_{MP}} \cdot i_g)^2 d\omega_g t} \quad (2.64)$$

Logo,

$$I_{S_{MP},ef} = \begin{cases} I_{gp} \sqrt{\frac{4M}{3\pi}} & M \leq 0,5 \\ I_{gp} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\beta \left(\frac{1}{12M} - \frac{4M}{3} \right) + \frac{4M}{3} - \theta_1 \right] + \frac{1}{2}} & M > 0,5 \end{cases} \quad (2.65)$$

A máxima tensão bloqueada por estes interruptores está limitada a $\frac{V_o}{2}$, devido à conexão destes com o ponto médio do barramento. Logo,

$$V_{S_{MP}} = \frac{V_o}{2}. \quad (2.66)$$

Para o conversor de exemplo tem-se:

$$I_{S_{MP,1}} = I_{S_{MP,2}} = I_{S_{MP}} = 5,40 \text{ A} \quad (2.67)$$

$$I_{S_{MP,1},ef} = I_{S_{MP,2},ef} = I_{S_{MP},ef} = 10,1 \text{ A} \quad (2.68)$$

$$V_{S_{MP,1}} = V_{S_{MP,2}} = V_{S_{MP}} = 190 \text{ V} \quad (2.69)$$

2.7.4 Diodos $D_{MP,A}$ e $D_{MP,N}$

Os diodos $D_{MP,A}$ e $D_{MP,N}$ conduzem a mesma corrente do interruptor $S_{MP,2}$, porém, apenas em um dos semiciclos da rede. Logo,

$$I_{D_{MP}} = \frac{I_{S_{MP}}}{2} = \begin{cases} \frac{I_{gp} \cdot M}{4} & M \leq 0,5 \\ I_{gp} \left[\frac{\beta}{4\pi} + \frac{M \cdot \theta_1}{\pi} - \frac{M}{2} \right] & M > 0,5 \end{cases} \quad (2.70)$$

$$I_{D_{MP},ef} = \frac{I_{S_{MP}}}{\sqrt{2}} = \begin{cases} I_{gp} \sqrt{\frac{2M}{3\pi}} & M \leq 0,5 \\ I_{gp} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\beta \left(\frac{1}{24M} - \frac{2M}{3} \right) + \frac{2M}{3} - \frac{\theta_1}{2} \right] + \frac{1}{4}} & M > 0,5 \end{cases} \quad (2.71)$$

A máxima tensão bloqueada por estes diodos é a tensão total do barramento. Logo,

$$V_{D_{MP}} = V_o. \quad (2.72)$$

Para o conversor de exemplo tem-se:

$$I_{D_{MP,1}} = I_{D_{MP,2}} = I_{D_{MP}} = 2,70 \text{ A} \quad (2.73)$$

$$I_{D_{MP,1},ef} = I_{D_{MP,2},ef} = I_{D_{MP},ef} = 7,14 \text{ A} \quad (2.74)$$

$$V_{D_{MP,A}} = V_{D_{MP,N}} = V_{D_{MP}} = 380 \text{ V} \quad (2.75)$$

2.7.5 Diodos $D_{S,A}$ e $D_{S,N}$

Cada um destes diodos somente opera em um semiciclo da rede. Na região $|v_g(t)| \leq \frac{V_o}{2}$ o diodo intrínseco somente deixa de conduzir corrente na metade das vezes em que S_{AN} é inativo.

Na região $|v_g(t)| > \frac{V_o}{2}$ o diodo intrínseco conduz em conjunto com um dos interruptores do ponto médio.

A função $\delta(\omega_g t)$ destes diodos é então dada por:

$$\delta_{D_s} = \begin{cases} 1 - \frac{(1-d_{AN})}{2} & |v_g(t)| \leq \frac{V_o}{2} \\ \frac{1}{2} \cdot d_{MP} & |v_g(t)| > \frac{V_o}{2} \end{cases} \quad (2.76)$$

O valor médio da corrente em $D_{S,A}$ e $D_{S,N}$ então dado por:

$$I_{D_s} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \langle i_{D_s} \rangle d\omega_g t = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \delta_{D_s} \cdot i_g d\omega_g t \quad (2.77)$$

Logo,

$$I_{D_s} = I_{gp} \left[\frac{1}{\pi} - \frac{M}{4} \right]. \quad (2.78)$$

O valor eficaz da corrente é dado por:

$$I_{D_s,ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \langle i_{D_s} \rangle_{ef}^2 d\omega_g t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (\sqrt{\delta_{D_s}} \cdot i_g)^2 d\omega_g t} \quad (2.79)$$

Logo,

$$I_{D_s,ef} = I_{gp} \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2M}{3\pi}}. \quad (2.80)$$

A máxima tensão bloqueada por estes diodos é a tensão total do barramento. Logo,

$$V_{D_s} = V_o. \quad (2.81)$$

Para o conversor de exemplo tem-se:

$$I_{D_{S,A}} = I_{D_{S,N}} = I_{D_s} = 3,41 \text{ A} \quad (2.82)$$

$$I_{D_{S,A},ef} = I_{D_{S,N},ef} = I_{D_s,ef} = 7,56 \text{ A} \quad (2.83)$$

2.7.6 Diodos da ponte retificadora

A corrente média em cada um dos diodos da ponte retificadora é equivalente à metade do valor da corrente entregue à carga, visto que cada diodo opera somente em meio ciclo da rede. Assim,

$$I_{D_b} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{gp} \cdot I_{gp}}{2V_o}. \quad (2.84)$$

Logo,

$$I_{Db} = \frac{I_{gp} \cdot M}{4}. \quad (2.85)$$

Na região $|v_g(t)| \leq \frac{V_o}{2}$ cada diodo da ponte conduz em um semiciclo da rede e somente quando um dos interruptores do ponto médio assume a corrente. $D_{1,A}$ e $D_{1,N}$ conduzem somente se $S_{MP,1}$ estiver comandado enquanto $D_{2,A}$ e $D_{2,N}$ conduzem somente se $S_{MP,2}$ estiver comandado.

Na região $|v_g(t)| > \frac{V_o}{2}$ cada diodo conduz em um semiciclo e somente quando um dos interruptores do ponto médio está bloqueado. $D_{1,A}$ e $D_{1,N}$ conduzem somente se $S_{MP,2}$ estiver bloqueado e $D_{2,A}$ e $D_{2,N}$ conduzem somente se $S_{MP,1}$ estiver bloqueado.

A função $\delta(\omega_g t)$ destes diodos é então dada por:

$$\delta_{Db} = \begin{cases} \frac{1}{2}(1 - d_{AN}) & |v_g(t)| \leq \frac{V_o}{2} \\ 1 - \frac{d_{MP}}{2} & |v_g(t)| > \frac{V_o}{2} \end{cases} \quad (2.86)$$

O valor eficaz da corrente nos diodos da ponte é então dado por:

$$I_{Db,ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \langle i_{Db} \rangle_{ef}^2 d\omega_g t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (\sqrt{\delta_{Db}} \cdot i_g)^2 d\omega_g t} \quad (2.87)$$

Logo,

$$I_{Db,ef} = I_{gp} \sqrt{\frac{2M}{3\pi}} \quad (2.88)$$

A máxima tensão bloqueada por estes diodos é a tensão total do barramento. Logo,

$$V_{Db} = V_o. \quad (2.89)$$

Para o conversor de exemplo tem-se:

$$I_{D_{1,A}} = I_{D_{1,N}} = I_{D_{2,A}} = I_{D_{2,N}} = I_{Db} = 4,11 \text{ A} \quad (2.90)$$

$$I_{D_{1,A,ef}} = I_{D_{1,N,ef}} = I_{D_{2,A,ef}} = I_{D_{2,N,ef}} = I_{Db,ef} = 9,08 \text{ A} \quad (2.91)$$

$$V_{D_{1,A}} = V_{D_{1,N}} = V_{D_{2,A}} = V_{D_{2,N}} = V_{Db} = 380 \text{ V} \quad (2.92)$$

2.7.7 Capacitores do barramento

A corrente nos capacitores de saída pode ser dividida em uma componente de baixa frequência e outra de alta frequência. A componente de baixa frequência em $2f_g$ é causada pela potência oscilante na entrada do conversor. Já a componente de alta frequência é causada pela característica pulsante da corrente nos diodos da ponte retificadora.

O valor eficaz da componente de baixa frequência da-se por:

$$I_{Co,lf} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{V_{gp} \cdot I_{gp}}{2V_o} \quad (2.93)$$

Logo,

$$I_{Co,lf} = \frac{I_{gp} \cdot M}{2\sqrt{2}} \quad (2.94)$$

O valor eficaz quase instantâneo da componente de alta frequência é obtido a partir do valor eficaz quase instantâneo da corrente nos diodos da ponte, descontando-se a componente de baixa frequência nestes diodos.

$$\langle i_{Co,hf} \rangle_{ef} = \sqrt{\langle i_{Db} \rangle_{ef}^2 - \langle i_{Db} \rangle^2} \quad (2.95)$$

O valor eficaz da componente de alta frequência da corrente nos capacitores de saída é então dado por:

$$I_{Co,hf} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \langle i_{Co,hf} \rangle_{ef}^2 d\omega_g t} \quad (2.96)$$

Logo,

$$I_{Co,hf} = I_{gp} \sqrt{\frac{4M}{3\pi} - \frac{3M^2}{8}}. \quad (2.97)$$

O valor eficaz da corrente resultante nos capacitores é então dado por:

$$I_{Co,ef} = \sqrt{I_{Co,lf}^2 + I_{Co,hf}^2} \quad (2.98)$$

Logo,

$$I_{Co,ef} = I_{gp} \sqrt{\frac{4M}{3\pi} - \frac{M^2}{4}}. \quad (2.99)$$

Para o conversor de exemplo tem-se:

$$I_{Co,lf} = 5,82 \text{ A} \quad (2.100)$$

$$I_{Co,hf} = 7,97 \text{ A} \quad (2.101)$$

$$I_{Co,ef} = 9,87 \text{ A} \quad (2.102)$$

2.7.8 Comparação entre valores teóricos e de simulação

Os esforços de corrente calculados são comparados com valores obtidos em simulação, com controle de corrente em malha fechada. Os resultados são apresentados nas Tabelas (8) e (9), onde se verifica boa correspondência entre os valores teóricos e simulados.

Tabela 8 – Esforços de corrente nos semicondutores.

Interruptor	Valor médio		Valor eficaz	
	teórico	simulado	teórico	simulado
S_A	0,710 A	0,710 A	2,50 A	2,51 A
S_N	0,710 A	0,710 A	2,50 A	2,51 A
$D_{S,A}$	3,41 A	3,41 A	7,56 A	7,57 A
$D_{S,N}$	3,41 A	3,41 A	7,56 A	7,57 A
$S_{MP,1}$	5,40 A	5,40 A	10,1 A	10,1 A
$S_{MP,2}$	5,40 A	5,40 A	10,1 A	10,1 A
$D_{MP,A}$	2,70 A	2,70 A	7,14 A	7,14 A
$D_{MP,N}$	2,70 A	2,70 A	7,14 A	7,14 A
$D_{1,A}$	4,11 A	4,11 A	9,08 A	9,09 A
$D_{2,A}$	4,11 A	4,11 A	9,08 A	9,09 A
$D_{1,N}$	4,11 A	4,11 A	9,08 A	9,09 A
$D_{2,N}$	4,11 A	4,11 A	9,08 A	9,09 A

Tabela 9 – Esforços de corrente nos capacitores do barramento.

	C_{op}		C_{on}	
	teórico	simulado	teórico	simulado
$I_{Co,lf}$	5,82 A	5,81 A	5,82 A	5,81 A
$I_{Co,hf}$	7,97 A	7,97 A	7,97 A	7,97 A
$I_{Co,ef}$	9,87 A	9,88 A	9,87 A	9,88 A

2.7.9 Esforços de corrente normalizados

Verifica-se em todas as equações de esforços de corrente uma relação direta com a amplitude da corrente na entrada do retificador. Pode-se então normalizar estes esforços em relação a I_{gp} . Desta forma, para um interruptor genérico S , tem-se a corrente média dada por:

$$I_S = I_{gp} \cdot \overline{I_S} \quad (2.103)$$

onde $\overline{I_S}$ representa o valor normalizado em relação a I_{gp} para a corrente média neste interruptor.

De forma similar, tem-se o valor eficaz da corrente dado por:

$$I_{S,ef} = I_{gp} \cdot \overline{I_{S,ef}} \quad (2.104)$$

A Fig. (18) apresenta os esforços de corrente nos dispositivos semicondutores em função do índice de modulação e normalizados em relação a I_{gp} . Se verifica que os esforços nos interruptores da chave bidirecional são bastante reduzidos quando se opera com índices de modulação próximos de 1.

Fazendo-se a substituição $I_{gp} = \frac{2P}{M \cdot V_o}$ nas equações dos esforços de corrente obtém-se uma segunda forma de normalização que é mostrada na Fig. (19). Para estes gráficos:

$$I_S = \frac{P}{V_o} \cdot \overline{I_S} \quad (2.105)$$

$$I_{S,ef} = \frac{P}{V_o} \cdot \overline{I_{S,ef}} \quad (2.106)$$

A normalização da Fig. (19) permite observar como variam os esforços de corrente quando mantém-se constante a potência processada e a tensão de saída, variando-se apenas a tensão de entrada. Verifica-se a necessidade de avaliar-se os esforços de corrente para a tensão mínima de entrada com a qual que o conversor deverá operar. Com base nesta condição, são dimensionados os dispositivos semicondutores.

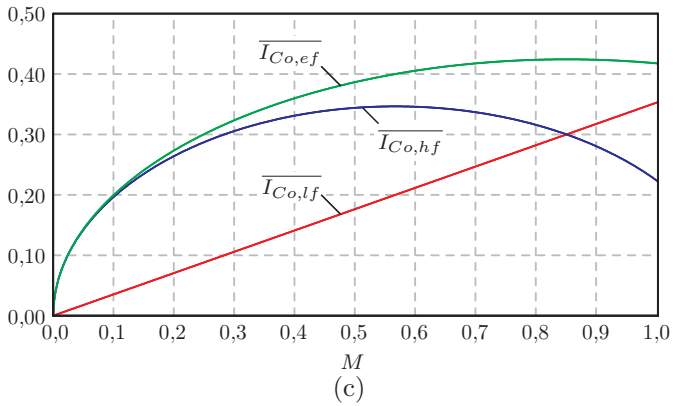
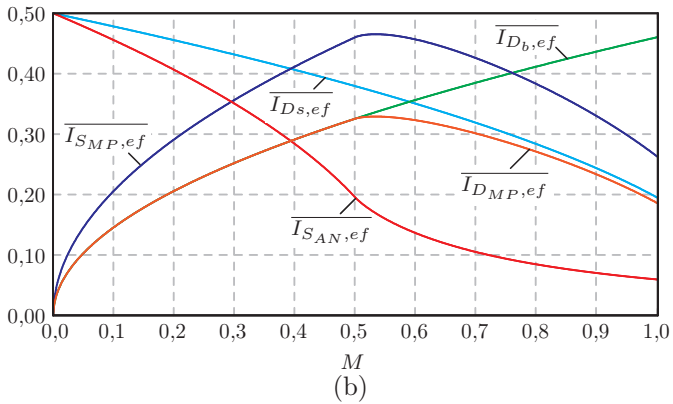
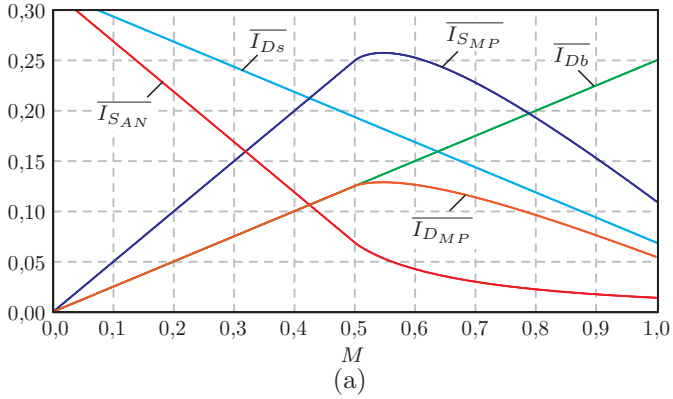


Figura 18 – Esforços de corrente normalizados em relação a I_{gp} .

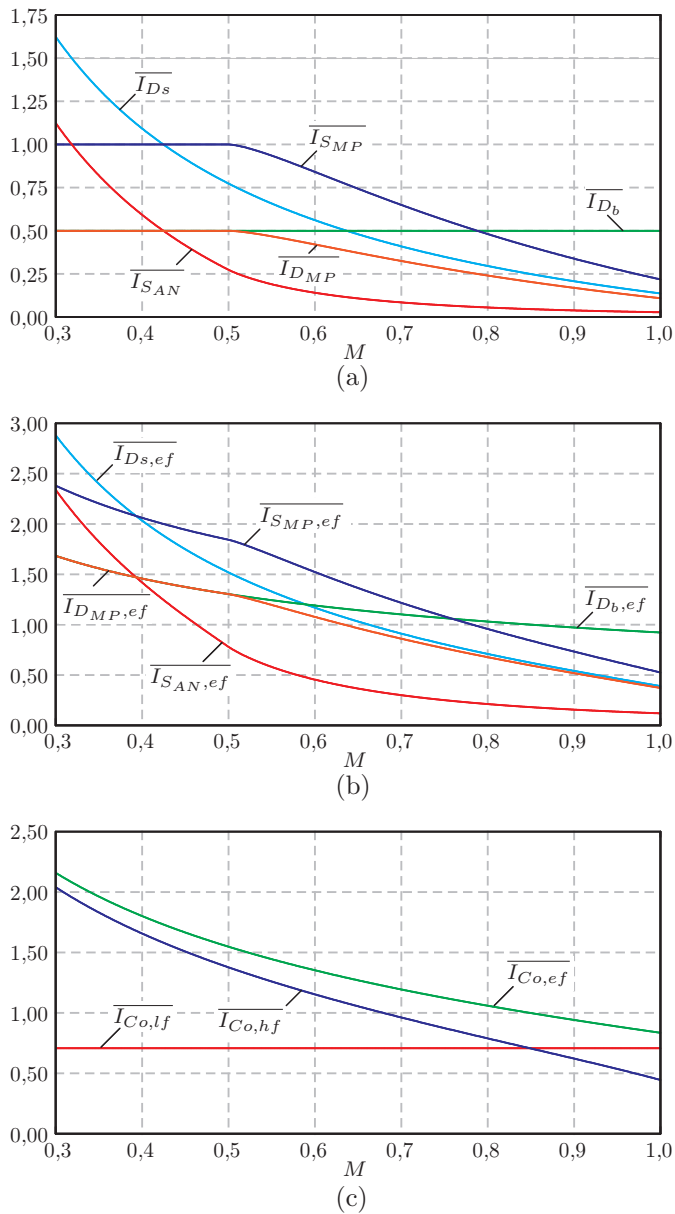


Figura 19 – Esforços de corrente normalizados em relação a $\frac{P}{V_o}$.

2.8 PROJETO DOS CAPACITORES DO BARRAMENTO

O critério de dimensionamento para os capacitores de saída é a ondulação máxima de tensão especificada para o projeto do conversor. Esta ondulação vale:

$$\Delta V_{o,max} = 5\% \cdot V_o = 19 \text{ V} \quad (2.107)$$

Com base na Eq. (2.38), determina-se o valor mínimo para a capacitância de saída.

$$C_o = \frac{P_o}{2\pi \cdot f_g \cdot V_o \cdot \Delta V_o} = 1,102 \text{ mF} \quad (2.108)$$

Optou-se por associar dois capacitores de valor comercial de $1500 \pm 20\% \mu\text{F}$ em paralelo para cada lado do barramento. Assim, foram utilizados quatro capacitores eletrolíticos EET-HC2E152EA fabricados pela Panasonic. As características deste modelo de capacitor são mostradas na Tab. (10).

$$C_{op} = C_{on} = 2C_o = 3000 \mu\text{F} \quad (2.109)$$

Tabela 10 – Parâmetros do capacitor eletrolítico.

Capacitância	1500 $\mu\text{F} \pm 20\%$
Tensão de operação	250 V
Temperatura de operação	-40 °C a 105 °C
Dimensões	35 mm \times 45 mm
ESR máxima a 120 Hz (ESR_{lf})	0,111 Ω
ESR máxima a 20 kHz (ESR_{hf})	0,050 Ω

2.9 RESISTORES DE BALANÇO

Na Seção 2.1 foi apresentada uma estratégia de modulação que realiza de forma ativa o balanço das tensões do barramento. Contudo, a corrente necessária para realizar tal balanço só é disponível quando o conversor processa potência. Para atender às situações de partida e proteção, onde os sinais de comando dos interruptores estão desabilita-

dos, se faz necessário o uso de resistores de balanço como ilustrado na Fig. (20).

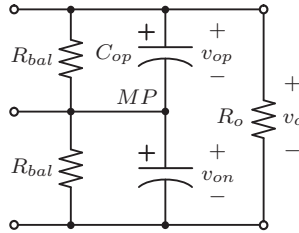


Figura 20 – Barramento CC com resistores de balanço.

Os resistores de balanço tem por objetivo evitar que diferenças entre as correntes de fuga dos capacitores provoquem um desequilíbrio entre as tensões v_{op} e v_{on} . Tal desequilíbrio causaria assimetria nas tensões do barramento, podendo provocar sobretensões danosas tanto para os capacitores como para os interruptores. O critério de dimensionamento apresentado em [13] utiliza a Eq. (2.110). Tal critério é bastante conservador e leva a um consumo de potência relevante, comprometendo o rendimento do conversor especialmente em condição de baixa carga.

$$R_{bal} = \frac{1000}{0,015 \cdot C[\text{mF}]} [\text{k}\Omega] = 22 \text{ k}\Omega \quad (2.110)$$

Com o intuito de se reduzir o impacto no rendimento em baixa carga, optou-se por utilizar

$$R_{bal} = 100 \text{ k}\Omega. \quad (2.111)$$

para um consumo de 361 mW por resistor.

2.10 PROJETO DO FILTRO DE ENTRADA

Na concepção do protótipo experimental considerou-se a utilização de um filtro L-C amortecido, como mostrado na Fig. (21), conectado na entrada do conversor. A utilização de um filtro de entrada tem como objetivo principal evitar que as componentes de alta frequência presentes na corrente do indutor *boost* se propaguem pela rede elétrica. Uma extensa abordagem sobre este assunto é encontrada em [12].

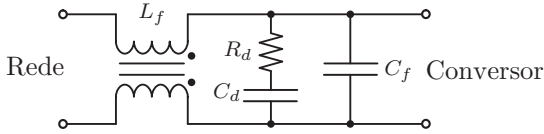


Figura 21 – Filtro de entrada.

No conversor de exemplo, o emprego do filtro de entrada visou a reconstrução do valor médio quase instantâneo da corrente no indutor *boost* nos terminais de entrada do conversor, de forma a torná-lo visível nos resultados experimentais.

Considera-se que a parcela ondulatória de alta frequência da corrente no indutor L_b deve circular pelo capacitor C_f . Tais correntes provocam uma ondulação de tensão em f_s sobre os terminais de saída do filtro. É interessante ter esta ondulação de alta frequência reduzida a níveis pequenos, já que o conversor utiliza a tensão de entrada como referência para o controle da corrente.

Na Seção 2.4 foi visto que o valor máximo da ondulação de corrente no indutor *boost* ocorre quando a razão cíclica é igual a 0,5 nos interruptores que comutam os níveis de tensão $|v_{an}|$ em cada região de operação do conversor. A Fig. (22) apresenta a forma de onda da corrente no capacitor C_f para esta condição. A ondulação de tensão ΔV_{C_f} é então determinada em função da carga elétrica que é transferida para o capacitor C_f durante o intervalo $[t_1, t_2]$ na Fig. (22).

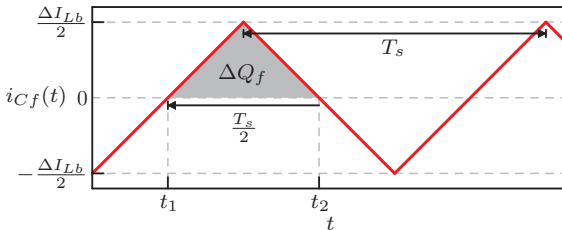


Figura 22 – Ondulação de corrente no capacitor do filtro de entrada.

A variação de carga ΔQ_{C_f} sofrida pelo capacitor no intervalo

$[t_1, t_2]$ é determinada pela Eq. (2.112).

$$\Delta Q_{C_f} = \int_{t_1}^{t_2} i_{C_f} dt = \frac{\left(\frac{T_s}{2} \times \frac{\Delta I_{Lb}}{2}\right)}{2} = \frac{\Delta I_{Lb}}{8f_s} \quad (2.112)$$

A variação de tensão ΔV_{C_f} é então dada por

$$\Delta V_{C_f} = \frac{\Delta Q_{C_f}}{C_f}. \quad (2.113)$$

Substituindo-se (2.112) em (2.113) obtém-se:

$$\Delta V_{C_f} = \frac{\Delta I_{Lb}}{8C_f \cdot f_s} \quad (2.114)$$

Para o dimensionamento da capacitância de entrada, considerou-se uma ondulação de tensão de 1% em relação ao pico de tensão da rede.

$$\Delta V_{C_f} = 1\% \cdot V_{gp} = 3,11 \text{ V} \quad (2.115)$$

Isolando-se C_f na Eq. (2.114) é determinado o valor necessário para o capacitor C_f :

$$C_f = \frac{\Delta I_{Lb}}{8\Delta V_{C_f} \cdot f_s} = 1,03 \mu\text{F} \quad (2.116)$$

Optou-se pela utilização de dois capacitores com o valor comercial de 470 nF em paralelo, fazendo-se assim:

$$C_f = 2 \times 470 \text{ nF} = 0,94 \mu\text{F} \quad (2.117)$$

Para a implementação de L_f utilizou-se um indutor acoplado comercialmente disponível para o emprego neste tipo de filtro. As principais características deste componente são resumidas na Tab. (11).

O valor do resistor de amortecimento R_d é calculado através do equacionamento apresentado em [12], que está de acordo com a metodologia de projeto apresentada em [14]. No conversor de exemplo utilizou-se

$$C_d = 470 \text{ nF} \quad (2.118)$$

e

$$R_d = 56 \Omega. \quad (2.119)$$

Tabela 11 – Parâmetros do indutor para modo comum.

Fabricante	JW Miller
Modelo	8120-RC
Indutância própria	2,4 mH
Corrente máxima	17 A
Resistência de cada enrolamento (R_f)	8 m Ω

2.11 ESCOLHA DOS SEMICONDUTORES

A relação de dispositivos semicondutores comerciais utilizados na construção do protótipo experimental é apresentada na Tab. (12). Cabe ressaltar a possibilidade de utilização de interruptores para tensão de bloqueio de 300 V em $S_{MP,1}$ e $S_{MP,2}$, já que a tensão bloqueada por estes é igual à metade da tensão total do barramento. Contudo, a falta de disponibilidade comercial de interruptores para 300 V restringe as opções de escolha, devendo-se considerar também a possibilidade de utilização de interruptores para tensões mais elevadas.

Tabela 12 – Semicondutores de potência utilizados no protótipo experimental.

Interruptores	Fabricante	Modelo	Tensão
S_A, S_N	Infineon	IPP60R099CP	650 V
$S_{MP,1}, S_{MP,2}$	ST	STW75NF30	300 V
$D_{1,A}, D_{1,N}, D_{2,A}, D_{2,N}$	Rohm	SCS112AG	600 V
$D_{MP,A}, D_{MP,N}$	Fairchild	RURP3060	600 V

Supõe-se uma temperatura média de operação de 100 °C na junção dos dispositivos semicondutores. Os parâmetros importantes para a estimação das perdas nos interruptores comandados são apresentados na Tab. (13). A Tab. (14) apresenta os parâmetros dos diodos discretos e também dos diodos intrínsecos que são utilizados no conversor de exemplo.

Tabela 13 – Características dos MOSFETs.

	IPP60R099CP	STW75NF30
Corrente máxima a 100 °C	19 A	37,8 A
Resistência a 100 °C (R_S)	164 m Ω	64,8 m Ω
Tempo de subida ($t_{r,S}$)	5 ns	87 ns
Tempo de descida ($t_{f,S}$)	5 ns	101 ns
Capacitância de saída	130 pF	837 pF

Tabela 14 – Características dos diodos discretos e dos diodos intrínsecos.

	SCS112AG	RURP3060	IPP60R099CP
Tensão do modelo ($V_{S,0}$)	991 mV	673 mV	514 mV
Resistência do modelo (R_S)	48,8 m Ω	19,1 m Ω	12,0 m Ω
Carga (Q_S)	22 nC		12 μ C
Corrente máxima	12 A	30 A	18 A

2.12 ESTIMAÇÃO DAS PERDAS

2.12.1 Metodologia

De posse dos esforços de corrente, pode-se calcular as perdas em cada componente de potência do conversor.

O modelo linearizado da Fig. (23) representa o circuito equivalente para um diodo real em condução [15]. Os parâmetros R_S e $V_{S,0}$ são obtidos através da linearização da curva que define a característica estática deste diodo específico. As perdas em condução no diodo são

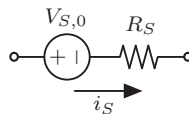


Figura 23 – Modelo do diodo para perdas de condução.

então calculadas pela Eq. (2.120).

$$P_{S,con} = I_{S,ef}^2 \cdot R_S + I_S \cdot V_{S,0} \quad (2.120)$$

Em um interruptor do tipo MOSFET as perdas em condução são calculadas por

$$P_{S,con} = I_{S,ef}^2 \cdot R_S \quad (2.121)$$

onde R_S representa a resistência do canal quando o interruptor encontra-se em condução.

2.12.2 Interruptores S_A e S_N

As perdas em condução no canal dos interruptores S_A e S_N são calculadas pela Eq. (2.122).

$$P_{S_{AN},con} = I_{S_{AN},ef}^2 \cdot R_{S_{AN}} \quad (2.122)$$

As perdas em comutação nestes interruptores são calculadas considerando que a tensão comutada é igual a metade da tensão total de saída. A potência média dissipada devido às perdas em comutação é então calculada pela Equação (2.123).

$$P_{S_{AN},com} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi p_{S_{AN},com} d\omega t \quad (2.123)$$

onde

$$p_{S_{AN},com} = \begin{cases} \frac{1}{2} (t_{r,S_{AN}} + t_{f,S_{AN}}) \cdot \left[\frac{V_o}{2} \cdot i_g \right] \cdot f_s & |v_g(t)| \leq \frac{V_o}{2} \\ 0 & |v_g(t)| > \frac{V_o}{2} \end{cases} \quad (2.124)$$

Para o conversor de exemplo tem-se:

$$P_{S_{AN}con} = 1,03 \text{ W} \quad (2.125)$$

$$P_{S_{AN},com} = 0,306 \text{ W} \quad (2.126)$$

2.12.3 Interruptores $S_{MP,1}$ e $S_{MP,2}$

As perdas em condução no canal dos interruptores $S_{MP,1}$ e $S_{MP,2}$ são calculadas pela Eq. (2.127).

$$P_{S_{MP},con} = I_{S_{MP},ef}^2 \cdot R_{S_{MP}} \quad (2.127)$$

As perdas em comutação calculadas considerando que a tensão comutada é igual a metade da tensão total de saída. A potência média dissipada devido às perdas em comutação é então calculada pela Equação (2.128).

$$P_{S_{MP},com} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi p_{S_{MP},com} d\omega_g t \quad (2.128)$$

onde

$$p_{S_{MP},com} = \begin{cases} 0 & |v_g(t)| \leq \frac{V_o}{2} \\ \frac{1}{2} (t_{r,S_{MP}} + t_{f,S_{MP}}) \cdot \left[\frac{V_o}{2} \cdot i_g \right] \cdot \frac{f_s}{2} & |v_g(t)| > \frac{V_o}{2} \end{cases} \quad (2.129)$$

Para o conversor de exemplo tem-se:

$$P_{S_{MP},con} = 6,61 \text{ W} \quad (2.130)$$

$$P_{S_{MP},com} = 13,1 \text{ W} \quad (2.131)$$

2.12.4 Diodos da ponte retificadora

As perdas em condução nos diodos $D_{1,A}$, $D_{1,N}$, $D_{2,A}$ e $D_{2,N}$ são calculadas pela Eq. (2.132).

$$P_{D_b,con} = I_{D_b,ef}^2 \cdot R_{D_b} + I_{D_b} \cdot V_{D_b,0} \quad (2.132)$$

As perdas em comutação calculadas considerando que a tensão comutada é igual a metade da tensão total de saída. A potência média dissipada devido às perdas em comutação é então calculada pela Equação (2.133).

$$P_{D_b,com} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi p_{D_b,com} d\omega_g t \quad (2.133)$$

onde

$$P_{Db,com} = \left[\frac{V_o}{2} \cdot Q_{Db} \right] \cdot \frac{f_s}{2} \quad (2.134)$$

Para o conversor de exemplo tem-se:

$$P_{Db,con} = 8,12 \text{ W} \quad (2.135)$$

$$P_{Db,com} = 0,146 \text{ W} \quad (2.136)$$

2.12.5 Diodos do ponto médio

As perdas em condução nos diodos $D_{MP,A}$ e $D_{MP,N}$ são calculadas pela Eq. (2.137).

$$P_{D_{MP},con} = I_{D_{MP},ef}^2 \cdot R_{D_{MP}} + I_{D_{MP}} \cdot V_{D_{MP},0} \quad (2.137)$$

As perdas de comutação nestes diodos são desprezadas, visto que a entrada em condução dos mesmos é muito rápida e o bloqueio da corrente se dá por outros interruptores, conforme descrito na Seção 1.4.

Para o conversor de exemplo tem-se:

$$P_{D_{MP},con} = 2,79 \text{ W} \quad (2.138)$$

2.12.6 Diodos $D_{S,A}$ e $D_{S,N}$

As perdas em condução nos diodos intrínsecos $D_{S,A}$ e $D_{S,N}$ são calculadas pela Eq. (2.139).

$$P_{D_s,con} = I_{D_s,ef}^2 \cdot R_{D_s} + I_{D_s} \cdot V_{D_s,0} \quad (2.139)$$

As perdas de comutação nestes diodos são desprezadas, visto que a entrada em condução dos mesmos é muito rápida e o bloqueio da corrente se dá por outros interruptores, conforme descrito na Seção 1.4.

Para o conversor de exemplo tem-se:

$$P_{D_s,con} = 2,44 \text{ W} \quad (2.140)$$

2.12.7 Total de perdas em semicondutores

O total de perdas em condução é calculado na Eq. (2.141).

$$P_{con} = 2P_{S_{AN},con} + 2P_{S_{MP},con} + 4P_{D_b,con} + 2P_{D_{MP},con} + 2P_{D_s,con} \quad (2.141)$$

O total de perdas em comutação é calculado na Eq. (2.142).

$$P_{com} = 2P_{S_{AN},com} + 2P_{S_{MP},com} + 4P_{D_b,com} \quad (2.142)$$

Para o conversor de exemplo tem-se

$$P_{con} = 58,1 \text{ W} \quad (2.143)$$

e

$$P_{com} = 27,4 \text{ W}, \quad (2.144)$$

totalizando um total de perdas em semicondutores

$$P_{Si} = P_{con} + P_{com} = 85,5 \text{ W}. \quad (2.145)$$

2.12.8 Capacitores do barramento

Para o cálculo das perdas na resistência série dos capacitores do barramento, considera-se uma divisão de correntes igual entre os capacitores associados em paralelo. Para este projeto, com o uso de dois capacitores em paralelo para cada metade do barramento, tem-se as componentes de baixa frequência e de alta frequência da corrente em cada capacitor dada por

$$I_{co,lf} = \frac{I_{Co,lf}}{2} = 2,91 \text{ A} \quad (2.146)$$

e

$$I_{co,hf} = \frac{I_{Co,hf}}{2} = 3,99 \text{ A}. \quad (2.147)$$

As perdas em cada capacitor são então calculadas pela Eq. (2.148).

$$P_{co} = I_{co,lf}^2 \cdot ESR_{lf} + I_{co,hf}^2 \cdot ESR_{hf} \quad (2.148)$$

Para o conversor implementado tem-se

$$P_{co} = 1,73 \text{ W} \quad (2.149)$$

e um total de perdas em capacitores do barramento

$$P_{Co} = 4P_{co} = 6,94 \text{ W}. \quad (2.150)$$

2.12.9 Indutor de filtro

As perdas nos enrolamentos do indutor de filtro são calculadas pela Eq. (2.151).

$$P_{Rf} = 2I_{g,ef}^2 \cdot R_f \quad (2.151)$$

As perdas no núcleo deste elemento são desprezadas, já que as correntes de modo diferencial não produzem, idealmente, variação de fluxo magnético neste elemento.

Para o conversor de exemplo tem-se:

$$P_{Rf} = 4,47 \text{ W} \quad (2.152)$$

2.12.10 Indutor *boost*

A metodologia de cálculo das perdas no indutor *boost* é apresentada no Capítulo 4. Considera-se:

$$P_{Lb} = 5,41 \text{ W}. \quad (2.153)$$

2.12.11 Resistores de balanço

As perdas nos resistores de equilíbrio do barramento são dadas pela Eq. (2.154).

$$P_{Rbal} = \frac{V_o^2}{2R_{bal}} \quad (2.154)$$

Para o conversor de exemplo tem-se:

$$P_{R_{bat}} = 0,722 \text{ W} \quad (2.155)$$

2.12.12 Total de perdas e rendimento estimado

O total estimado de perdas no conversor é calculado pela Eq. (2.156).

$$P_{per} = P_{Si} + P_{Lb} + P_{Lf} + P_{Co} + P_{Rc} = 103 \text{ W} \quad (2.156)$$

O rendimento estimado para operação com carga nominal e tensão de entrada com valor eficaz de 187 V é então dado pela Eq. (2.157).

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{per}} = 96,7 \% \quad (2.157)$$

3 MODELAGEM E CONTROLE

3.1 MODELAGEM DO CIRCUITO EQUIVALENTE PARA O CONTROLE DA CORRENTE

A modelagem orientada ao controle da corrente de entrada do retificador é baseada no circuito equivalente mostrado na Fig. (24). O arranjo de interruptores é novamente substituído por uma fonte controlada, cujo valor de tensão representa o valor médio quase instantâneo da tensão entre os pontos a e n da estrutura, ao longo de um período de comutação. Considerando-se uma tensão de saída V_o constante, este valor médio torna-se proporcional ao sinal modulante m , como já demonstrado na Eq. (2.3). O controle da corrente no indutor é então realizado através da imposição da tensão v_{Lb} sobre o indutor.

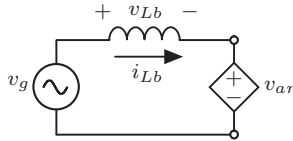


Figura 24 – Circuito equivalente para o controle da corrente no indutor *boost*.

A corrente i_{Lb} no indutor do circuito equivalente da Fig. (24) pode ser expressa pela Eq. (3.1).

$$i_{Lb} = \frac{1}{L_b} \int v_{Lb} dt = \int (v_g - v_{an}) dt \quad (3.1)$$

Substituindo-se a Eq. (2.10) na Eq. (3.1) obtém-se a Eq. (3.2).

$$i_{Lb} = \int (v_g - m \cdot V_o) dt \quad (3.2)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (3.2) obtém-se a Eq. (3.3).

$$i_{Lb}(s) = \frac{1}{s \cdot L_b} \cdot [v_g(s) - m(s) \cdot V_o] \quad (3.3)$$

A relação matemática dada pela Eq. (3.3) origina o diagrama de blocos mostrado na Fig. (25). O conjunto de elementos mostrado neste

diagrama é essencial para a modelagem tanto da técnica de controle por valores médios como para a técnica de autocontrole e precisa ser visto como um bloco base para o entendimento de ambas as técnicas.

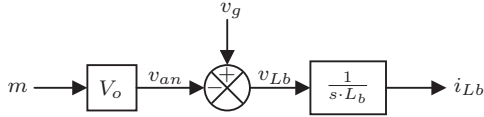


Figura 25 – Diagrama de blocos básico para modelagem do controle da corrente.

3.2 CONTROLE POR VALORES MÉDIOS

A técnica mais difundida para controle da corrente de entrada em retificadores *boost* operando em condução contínua é conhecida por controle por valores médios. Nesta técnica, um sinal de referência para a corrente de entrada é gerado matematicamente e um sistema de controle em malha fechada para a corrente no indutor é utilizado para forçar o seguimento desta referência. O diagrama de blocos da Fig. (26) apresenta a modelagem para a implementação mais simples desta técnica no conversor estudado.

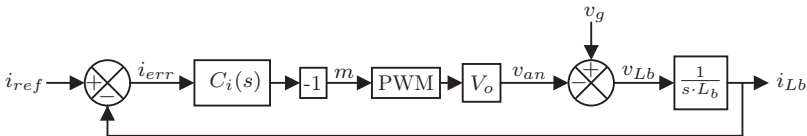


Figura 26 – Diagrama de blocos do controle da corrente por valores médios.

Para a obtenção de um fator de potência próximo da unidade, o conversor deve emular um comportamento resistivo para a fonte de entrada, sendo capaz de produzir uma corrente como descrita pela Eq. (3.4):

$$i_g = \frac{v_g}{R_{in}} = \frac{V_{gp}}{R_{in}} \cdot \text{sen}(\omega_g t) \quad (3.4)$$

onde R_{in} representa o valor da resistência emulada. Tal objetivo é

facilmente alcançado utilizando-se de uma leitura da tensão instantânea da rede para a geração do sinal de referência para a corrente, como dado na Eq. (3.5).

$$\dot{i}_{ref} = G_{in} \cdot V_{gp} \cdot \text{sen}(\omega_g t) \quad (3.5)$$

onde

$$G_{in} = \frac{1}{R_{in}} = \frac{2P}{V_{gp}^2}. \quad (3.6)$$

Dada a necessidade de se processar diferentes níveis de potência, com a finalidade de se manter a tensão de saída V_o regulada, respondendo a variações de carga e de tensão de entrada, deve-se permitir a variação da potência processada através de uma segunda malha de controle. Esta variação pode ser obtida fazendo-se $P = p_{ref} \cdot P_{nom}$ na Eq. (3.6). O valor instantâneo de p_{ref} representa uma referência de potência normalizada em relação à potência nominal, sendo originado pela ação de controle da malha de controle da tensão de saída. Assim, a potência processada pelo conversor passa a ser dada por:

$$P = \frac{1}{2} \cdot p_{ref} \cdot G_{nom} \cdot V_{gp}^2 \quad (3.7)$$

onde G_{nom} representa a condutância emulada pelo conversor para operação com tensão de entrada e carga nominais, sendo dada por:

$$G_{nom} = \frac{2P_{nom}}{V_{gp}^2} \quad (3.8)$$

O sinal p_{ref} deve então ser variado conforme o nível de carga e de tensão de entrada aos quais o conversor se submete e sua dinâmica deve ser muito mais lenta que a dinâmica do controle da corrente de entrada, de forma a não causar distorções no sinal de referência da corrente que passa a ser dado por:

$$\dot{i}_{ref} = p_{ref} \cdot G_{nom} \cdot V_{gp} \cdot \text{sen}(\omega_g t) \quad (3.9)$$

O diagrama de blocos na Fig. (27) inclui os elementos necessários à geração do sinal de referência de corrente a partir da tensão de entrada do conversor.

O sinal de medição da corrente no indutor é subtraído do sinal de referência de corrente \dot{i}_{ref} , produzindo um sinal de erro \dot{i}_{err} . Este sinal é então aplicado a um compensador, representado por $C_i(s)$, o

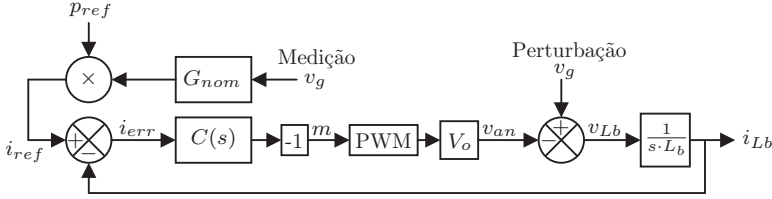


Figura 27 – Controle por valores médios com característica de entrada resistiva.

qual produz uma ação de controle sobre o sinal modulante m e consequentemente sobre a tensão v_{an} . A maior parte desta ação de controle se destina a rejeitar a perturbação causada pela tensão de entrada v_g , uma vez que esta possui amplitude muito maior que a tensão a ser imposta sobre o indutor.

A solução mostrada no diagrama de blocos da Fig. (28) utiliza a leitura da tensão de entrada para gerar o sinal de referência de corrente e também para a rejeição da perturbação causada por v_g . Esta implementação agrega maior desempenho à malha de controle, evitando que o sistema seja forçado a operar com um sinal de erro grande o suficiente para gerar a ação de controle necessária.

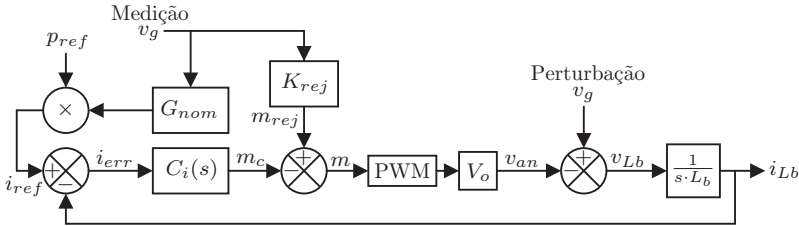


Figura 28 – Controle por valores médios com rejeição da perturbação da tensão sobre o indutor.

A expressão para a tensão sobre o indutor fica dada por:

$$v_{Lb} = (1 - K_{rej} \cdot V_o) \cdot v_g + m_c \cdot V_o \quad (3.10)$$

onde m_c representa a parcela do sinal modulante que é gerada pelo controlador. Isolando-se m_c na Eq. (3.10) encontra-se a expressão

para o sinal que deve ser produzido pelo controlador:

$$m_c = \frac{1}{V_o} \cdot [v_{Lb} - v_g \cdot (1 - K_{rej} \cdot V_o)] \quad (3.11)$$

Fazendo-se $K_{rej} = \frac{1}{V_o}$ na Eq. (3.11) tem-se a desejada anulação da influência de v_g sobre a ação de controle e consequentemente sobre o erro ao seguimento da referência.

3.3 PROJETO DO COMPENSADOR DE CORRENTE PARA CONTROLE POR VALORES MÉDIOS

3.3.1 Modelagem para projeto do compensador

O projeto do compensador de corrente é baseado no diagrama de blocos simplificado mostrado na Fig. (29), onde as fontes de perturbação foram eliminadas. No ramo de realimentação da malha de controle é incluído um filtro de medição $H_i(s)$ cuja função de transferência é dada pela Eq. (3.12).

$$H_i(s) = \frac{K_{mv}}{T_{pbi} \cdot s + 1} \quad (3.12)$$

onde $T_{pbi} = \frac{1}{2\pi f_{pbi}}$. A utilização deste filtro, com característica passa-baixa, agrega maior imunidade a ruídos que possam estar presentes no sinal de medição da corrente. Adicionalmente, o ganho incluído nesta função de transferência compatibiliza a ordem de grandeza dos sinais físicos com o sistema numérico de ponto fixo utilizado no DSC.

Para a implementação do conversor de exemplo, utilizou-se uma frequência de corte $f_{pbi} = \frac{f_s}{2} = 70 \text{ kHz}$ e um ganho de instrumentação de corrente $K_{mi} = 0,01$.

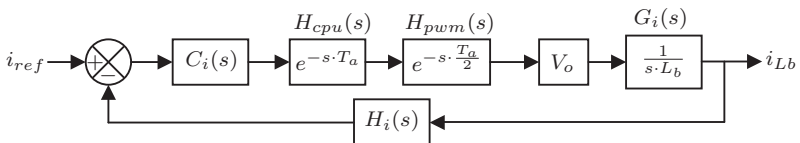


Figura 29 – Diagrama de blocos para projeto do compensador de corrente.

Considera-se o uso de um modulador PWM regularmente amostrado, com frequência de amostragem f_a dada por:

$$f_a = 2f_s = 280 \text{ kHz} \quad (3.13)$$

O uso deste tipo de modulador acrescenta no ramo direto do sistema da Fig. (29) um atraso de transporte equivalente a meio período de amostragem. Este atraso é representado por $H_{pwm}(s)$ na Fig. (29).

Considera-se ainda que o modulador é configurado de forma a atualizar o sinal modulante somente nos instantes onde ocorrem os picos das portadoras. Esta configuração evita a geração de múltiplos pulsos de comando nos interruptores durante um mesmo período de comutação, porém, introduz um atraso adicional de um período de amostragem. O atraso é necessário para acomodar o tempo de cálculo das rotinas que implementam o controlador e é representado por $H_{cpu}(s)$.

Visando a obtenção de um erro reduzido ao seguimento do sinal de referência, optou-se pela utilização de um controlador do tipo proporcional-integral (PI), cuja função de transferência é dada pela Eq. (3.14).

$$C_i(s) = K_{pi} \cdot \frac{(s \cdot T_{zi} + 1)}{s \cdot T_{zi}} \quad (3.14)$$

Este controlador se caracteriza por apresentar um polo na origem e um zero cuja constante de tempo T_{zi} é dada por:

$$T_{zi} = \frac{1}{2\pi f_{zi}} \quad (3.15)$$

onde f_{zi} representa a frequência cíclica na qual se deseja alocar o zero.

O controlador PI apresenta um ganho elevado para frequências abaixo de f_{zi} , o que favorece a obtenção de um erro muito pequeno ao seguimento das componentes do sinal de referência situadas nesta faixa de frequência. O ganho em altas frequências, superiores à f_{zi} , é determinado por sua constante proporcional K_{pi} , e deve ser projetado de modo a restringir a frequência de cruzamento de ganho do sistema.

A função de laço aberto do sistema da Fig. (29) é pela Eq. (3.16).

$$L_i(s) = C_i(s) \cdot H_{cpu}(s) \cdot H_{pwm}(s) \cdot V_o \cdot G_i(s) \cdot H_i(s) \quad (3.16)$$

$$L_i(s) = \frac{K_{pi} \cdot V_o \cdot K_{mv}}{T_{zi} \cdot L_b} \cdot \frac{(s \cdot T_{zi} + 1)}{s^2 \cdot (T_{pbi} \cdot s + 1)} \cdot e^{-s \cdot \frac{3T_a}{2}} \quad (3.17)$$

3.3.2 Determinação dos coeficientes do compensador

Para iniciar o projeto do controlador de corrente, estipulam-se alguns requisitos de resposta em frequência. Considerou-se como critérios para o projeto uma margem de fase $MF_{deg} = 50^\circ$ e uma frequência de cruzamento de ganho $f_0 = 8$ kHz.

Para atender aos critérios de projeto, deve-se determinar os parâmetros do controlador de forma a tornar

$$|L_i(j\omega_0)| = 1 \quad (3.18)$$

e

$$\arg\{L_i(j\omega_0)\} = -\pi + MF_{rad}, \quad (3.19)$$

onde $\omega_0 = 2\pi f_0$.

Os termos que compõem a função $L_i(s)$ na Eq. (3.16) e cujos parâmetros já são conhecidos são então agrupados na função $L_0(s)$:

$$L_0(s) = H_{cpu}(s) \cdot H_{pwm}(s) \cdot V_o \cdot G_i(s) \cdot H_{mi}(s) \quad (3.20)$$

$$L_0(s) = \frac{V_o \cdot K_{mi}}{s \cdot L_b \cdot (T_{pbi} \cdot s + 1)} \cdot e^{-s \cdot \frac{3T_a}{2}} \quad (3.21)$$

A expressão para a fase da função $L_0(s)$ na frequência de cruzamento de ganho é dada por:

$$\arg\{L_0(j\omega_0)\} = -\frac{\pi}{2} - \frac{3}{2} \cdot T_a \cdot \omega_0 - \arctan\left(\frac{\omega_0}{\omega_{pb,i}}\right) \quad (3.22)$$

Para atingir a margem de fase especificada, deve-se buscar:

$$\arg\{C_i(j\omega_0)\} + \arg\{L_0(j\omega_0)\} = -\pi + MF_{rad} \quad (3.23)$$

Logo, o argumento da função de transferência do controlador na frequência de cruzamento de ganho deve resultar em:

$$\arg\{C_i(j\omega_0)\} = -\pi - \arg\{L_0(j\omega_0)\} + MF_{rad} = -18^\circ \quad (3.24)$$

Considerando-se que o argumento da função de transferência do controlador na frequência de cruzamento de ganho é dado pela Eq. (3.25), determina-se a frequência para o zero do controlador na Eq. (3.26).

$$\arg\{C_i(j\omega_0)\} = -\frac{\pi}{2} + \arctan\left(\frac{\omega_0}{\omega_{zi}}\right) \quad (3.25)$$

$$\omega_{zi} = \frac{\omega_0}{\tan\left(\arg\{C_i(j\omega_0)\} + \frac{\pi}{2}\right)} = 16,38 \text{ krad/s} \quad (3.26)$$

Logo,

$$T_{zi} = \frac{1}{\omega_{zi}} = 61,04 \times 10^{-6} \text{ s} \quad (3.27)$$

Para atender ao critério de frequência de cruzamento de ganho, deve-se projetar o ganho proporcional do controlador de forma a tornar

$$|C_i(j\omega_0)| \cdot |L_0(j\omega_0)| = 1. \quad (3.28)$$

Sendo a magnitude de $L_0(s)$ e de $C_i(s)$ na frequência de cruzamento de ganho dadas pelas Equações (3.29) e (3.30) respectivamente, obtém-se a Eq. (3.31) para determinação do valor de K_{pi} .

$$|L_0(j\omega_0)| = \frac{V_o \cdot K_{mi}}{L_b \cdot \omega_0 \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_{pbi}}\right)^2}} \quad (3.29)$$

$$|C_i(j\omega_0)| = \frac{K_{pi}}{\omega_0 \cdot T_{zi}} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_{zi}}\right)^2} \quad (3.30)$$

$$K_{pi} = \frac{\omega_0}{\omega_{zi} \cdot |L_0(j\omega_0)| \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_{zi}}\right)^2}} = 1,203 \quad (3.31)$$

Logo,

$$C_i(s) = 1,203 \cdot \frac{(61,04 \times 10^{-6} \text{ s} + 1)}{61,04 \times 10^{-6} \text{ s}} \quad (3.32)$$

A Fig. (30) apresenta o diagrama de Bode da função de transferência do controlador projetado. Na Fig. (31) é mostrado o diagrama de Bode para a função de laço aberto $L_i(s)$ do sistema, onde se verifica que os requisitos de resposta em frequência foram atendidos com o procedimento de projeto apresentado.

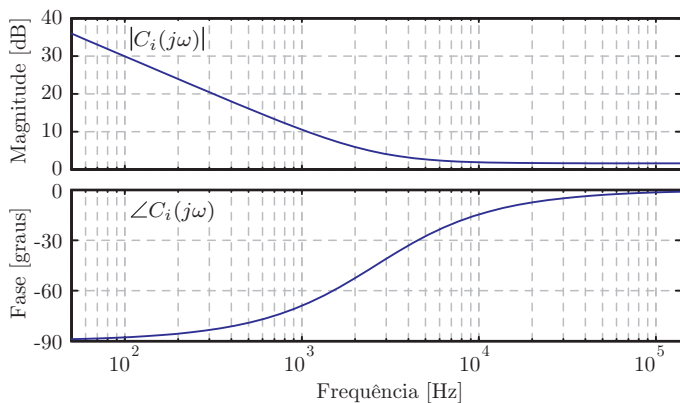


Figura 30 – Diagrama de Bode do compensador de corrente PI projetado.

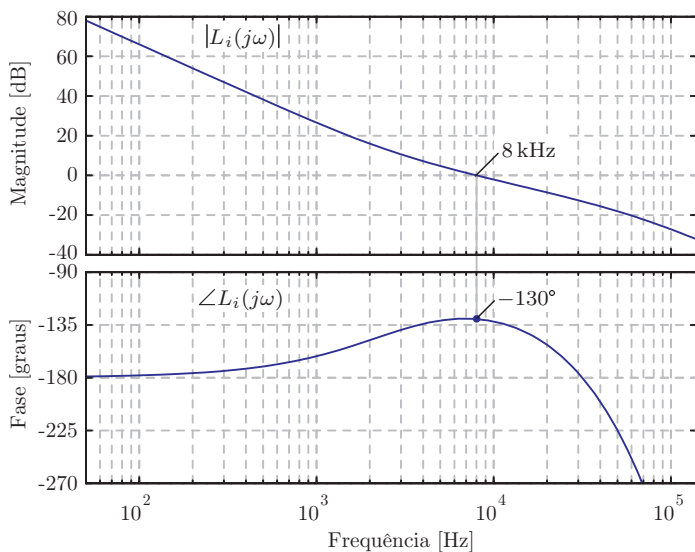


Figura 31 – Diagrama de Bode da função de laço aberto para controle da corrente por valores médios.

3.3.3 Discretização do controlador

Para a implementação digital, é necessário discretizar a função de transferência do controlador obtido na Eq. (3.32). Entre os métodos de discretização mais difundidos, o que resulta em menor distorção é conhecido como método trapezoidal ou Tustin [16]. A discretização por este método é realizada através da substituição:

$$s = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{(z^{-1} - 1)}{(z^{-1} + 1)} \quad (3.33)$$

onde T_a é o período de amostragem do sistema discretizado. Para o controle da corrente utilizou-se $T_a = \frac{1}{280 \text{ kHz}}$.

Substituindo-se a Eq. (3.33) na Eq. (3.32) obtém-se:

$$C_i(z) = \frac{1,238z - 1,168}{z - 1} \quad (3.34)$$

3.4 AUTOCONTROLE DA CORRENTE DE ENTRADA

Técnicas de controle digital associadas a estratégias para eliminação de sensores (*sensorless*) são o foco de diversos esforços de pesquisa [17–20]. O autocontrole da corrente de entrada é uma das possibilidades para controlar um retificador com alto fator de potência sem monitorar a tensão alternada de entrada. O uso desta técnica em retificadores *boost* monofásicos já foi proposto e analisado em [21–25]. Esta técnica foi originalmente concebida para implementação através de circuitos analógicos. Entre as vantagens do autocontrole, pode-se citar a redução de custo através da eliminação dos circuitos de instrumentação da tensão na entrada do retificador.

A Fig. (32) mostra um retificador *boost* com a implementação típica da técnica de autocontrole para a obtenção de um fator de potência elevado. O indutor *boost* foi convenientemente deslocado para a entrada da ponte retificadora, de forma a simplificar o entendimento da técnica.

No conversor da Fig. (32), o valor médio quase instantâneo de v_{an} é proporcional à razão cíclica complementar d' do sinal de comando do interruptor S_b , sendo dado pela Eq. (3.35).

$$\langle v_{an}(t) \rangle_{T_S} = d'(t) \cdot V_o \quad (3.35)$$

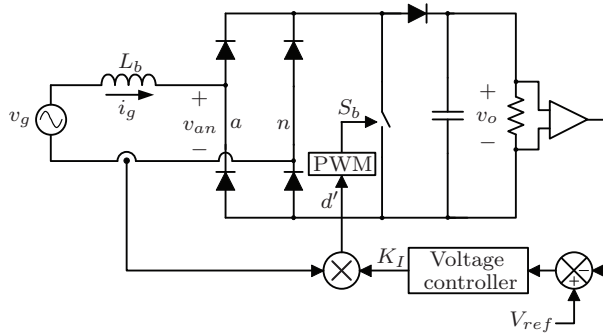


Figura 32 – Retificador *boost* convencional usando a técnica de autocontrole.

O autocontrole da corrente de entrada é então realizado tornando-se d' proporcional ao sinal oriundo da leitura da corrente de entrada. Isto tem o efeito de emular uma um comportamento resistivo nos terminais do conversor, obtendo-se assim um fator de potência elevado no retificador.

Considerando na Fig. (32) o emprego de uma estratégia de modulação por razão cíclica complementar, onde $d'(t) = m(t)$, pode-se utilizar a Equação (2.3) no lugar da Eq. (3.35). Assim, o circuito equivalente para valores médios do conversor da Fig. (32) mostra-se idêntico ao do conversor estudado neste trabalho, podendo-se aplicar a técnica de autocontrole a ambas as estruturas.

Para a implementação da técnica de autocontrole, utiliza-se um controlador proporcional com ganho K_I determinado pela malha de controle da tensão de saída. A expressão para a corrente na entrada do retificador então torna-se [26]:

$$i_g = \frac{V_{gp}}{K_I \cdot V_o} \cdot \text{sen}(\omega_g t + \phi_i) \quad (3.36)$$

onde K_I representa o ganho do compensador e ϕ_i representa o ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente de entrada, dado por:

$$\phi_i = -\arcsen\left(\frac{\omega_g \cdot L_b}{K_I \cdot V_o}\right) \quad (3.37)$$

Verifica-se na Eq. (3.37) a influência da reatância indutiva $\omega_g \cdot L_b$, que pode ser considerada muito pequena quando se opera com uma frequência de comutação elevada e com uma indutância L_b dimensionada por critério de ondulação de corrente, normalmente nas faixas de 15% a 30% do valor de pico da corrente nominal. Sendo assim, o fator de deslocamento obtido é muito próximo da unidade.

Diversos trabalhos mostraram que o uso de um simples compensador proporcional traz bons resultados com esta técnica também em termos de distorção harmônica. A implementação do controle proporcional se torna bastante simples tanto através do uso de circuitos analógicos como através do emprego de dispositivos digitais como DSPs, DSCs e FPGAs.

Contudo, experimentos práticos mostraram que a estabilidade do laço de controle da corrente de entrada é afetada pelos atrasos de transporte que são inerentes ao processamento do controle digital. Este fato tipicamente impede que o conversor opere de maneira confiável quando submetido a condições de baixa carga e dificulta a elaboração de uma estratégia de partida para o mesmo, para que possa operar a vazio.

3.4.1 Análise de estabilidade com controle proporcional sem atrasos

O diagrama de blocos da Fig. (33) apresenta o modelo que representa o funcionamento da técnica de autocontrole utilizando um compensador genérico $C_i(s)$.

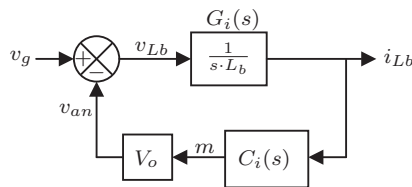


Figura 33 – Diagrama de blocos para o autocontrole da corrente de entrada.

Considerando o uso de um controlador proporcional $C_i(s) = K_I$ sem atrasos de transporte, a função de laço aberto do sistema torna-se:

$$L_i(s) = \frac{K_I \cdot V_o}{s \cdot L_b} \quad (3.38)$$

A frequência de cruzamento de ganho do sistema e a expressão para o argumento de $L_i(j\omega)$ são então dados pelas Equações (3.39) e (3.40) respectivamente.

$$\omega_0 = \frac{K_I \cdot V_o}{L_b} \quad (3.39)$$

$$\arg\{L_i(j\omega)\} = -\frac{\pi}{2} \quad (3.40)$$

Esta implementação não apresenta nenhum tipo de relação entre $\arg\{L_i(j\omega)\}$ e a frequência de cruzamento de ganho ω_0 do sistema. Isto possibilita que o sistema seja estável com uma margem de fase de 90° para qualquer condição de carga. Idealmente, isto ocorreria na situação onde a técnica de autocontrole é implementada utilizando-se apenas dispositivos analógicos com uma frequência de comutação elevada, onde os atrasos de tempo no compensador e no modulador são desprezíveis.

Quando o controlador de corrente é implementado através de um processamento digital de sinais, os atrasos de transporte inseridos no sistema devem ser considerados na análise da estabilidade da malha de corrente. A Fig. (34) apresenta o mesmo diagrama de blocos da Fig. (33) incluindo-se os atrasos de transporte causados pelo modulador PWM na configuração de dupla atualização, incluindo-se também o tempo de processamento.

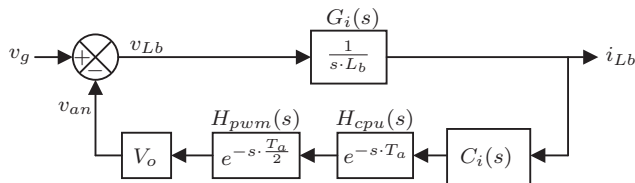


Figura 34 – Diagrama de blocos para o autocontrole da corrente de entrada com atraso.

O atraso de transporte total nesta configuração é equivalente a $\frac{3}{2}T_a$. Assim, a função de transferência de laço aberto do sistema é dada

por

$$L_i(s) = \frac{K_I \cdot V_o}{s \cdot L_b} e^{-\frac{3T_a s}{2}} \quad (3.41)$$

e o argumento para $L_i(j\omega)$ torna-se:

$$\arg\{L_i(j\omega)\} = -\frac{\pi}{2} - \frac{3}{2} \omega T_a. \quad (3.42)$$

As expressões (3.41) e (3.42) fazem com que a fase do sistema decaia linearmente em função da frequência. Conseqüentemente, a margem de fase do sistema passa a depender de sua frequência de cruzamento de ganho, que está relacionada com o ganho do compensador conforme mostrado na Eq. (3.39).

Substituindo-se ω na Eq. (3.42) por ω_0 da Eq. (3.39), determina-se o valor de K_I que leva o sistema ao limite de estabilidade. Isto ocorre quando $\arg\{L_i(j\omega_0)\} = -\pi$. Conseqüentemente, o ganho máximo para o compensador que possibilita uma operação teoricamente estável na malha de corrente é dado por:

$$K_{I,max} = \frac{\pi}{3} \cdot \frac{L_b}{V_o \cdot T_a} \quad (3.43)$$

Dada a existência de uma relação entre o ganho do compensador e a amplitude da corrente de entrada, conforme mostrado na Eq. (3.36), haverá uma potência mínima possível de ser processada pelo conversor mantendo-se a estabilidade no controle da corrente. Esta potência vale

$$P_{min} = \frac{3}{2\pi} \cdot \frac{V_{gp}^2}{L_b \cdot f_a}. \quad (3.44)$$

Recomenda-se, na prática, considerar uma certa folga neste valor para que o sistema possa operar corretamente frente à perturbações e variações paramétricas. Assim, evita-se a ocorrência de oscilações de alta frequência indesejáveis na corrente de entrada do conversor.

A partir da Eq. (3.44) se verifica que a margem de estabilidade em carga reduzida se torna mais crítica valores de indutância *boost* muito pequenos. Este fato torna a análise de estabilidade ainda mais importante para a implementação da técnica de autocontrole com o conversor proposto neste trabalho, visto que a operação a três níveis de tensão nesta estrutura possibilita a utilização de um indutor *boost* com valor de indutância reduzido.

Para o conversor de exemplo, com $V_{gp} = \sqrt{2} \cdot 220$ V, $L_b = 95$ μ H e

$f_a = 280$ kHz, a potência mínima que pode ser processada com a técnica de autocontrole, com tensões de entrada e saída nominais, torna-se:

$$P_{min} = 1738 \text{ W} \quad (3.45)$$

Isto equivale a 58% da potência nominal do conversor. A Fig. (35) mostra resultados de simulação para operação ligeiramente acima e ligeiramente abaixo de 58% da potência nominal. Observa-se que para uma carga menor que P_{min} o sistema é levado à instabilidade, produzindo intensas oscilações na corrente de entrada.

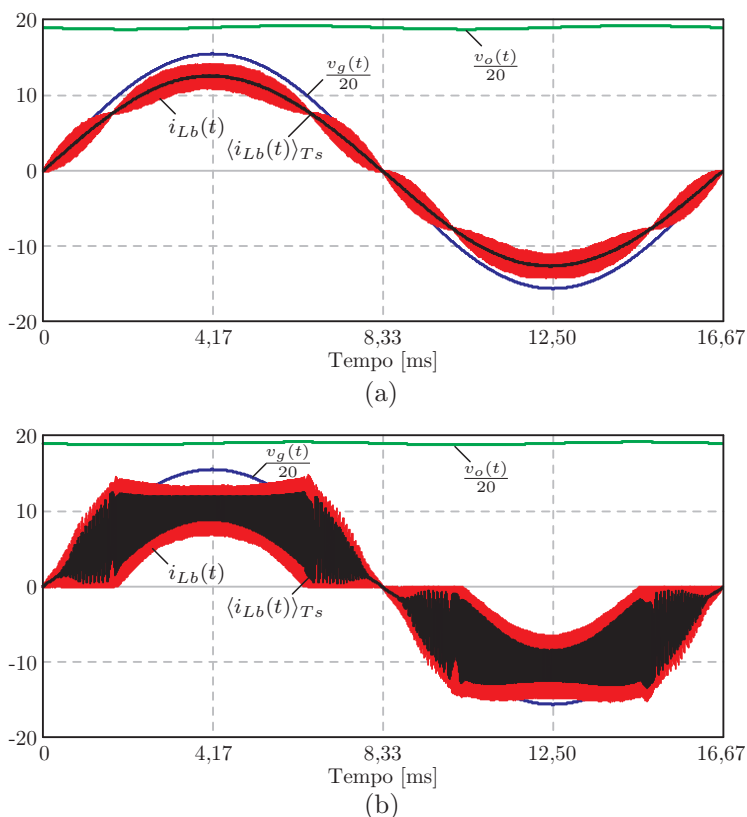


Figura 35 – Simulação do conversor usando a técnica de autocontrole com controlador proporcional digital. (a) Operação com 65% de carga. (b) Operação com 55% de carga.

3.4.2 Controlador atraso de fase adaptativo

Nesta seção é proposto um compensador de atraso de fase adaptativo para aumentar a margem de estabilidade do sistema em uma implementação com atrasos na malha de realimentação. A função de transferência para o controlador sugerido é dada pela Eq. (3.46).

$$C_i(s) = \frac{s \cdot K_{nom} \cdot T_{pi} + K_{reg}}{s \cdot T_{pi} + 1}, \quad (3.46)$$

onde

$$K_{nom} = \frac{V_{gp}}{I_{gp} \cdot V_o} \quad (3.47)$$

é o ganho calculado para operação com potência e tensão nominal. Este compensador apresenta uma resposta em frequência como mostrada na Fig. (36). O ganho para altas frequências é igual a K_{nom} e o ganho para baixas frequências é igual a K_{reg} . A frequência em Hz do polo do controlador depende apenas de sua constante de tempo T_{pi} e é dada pela Eq. (3.48).

$$f_{pi} = \frac{1}{2\pi \cdot T_{pi}} \quad (3.48)$$

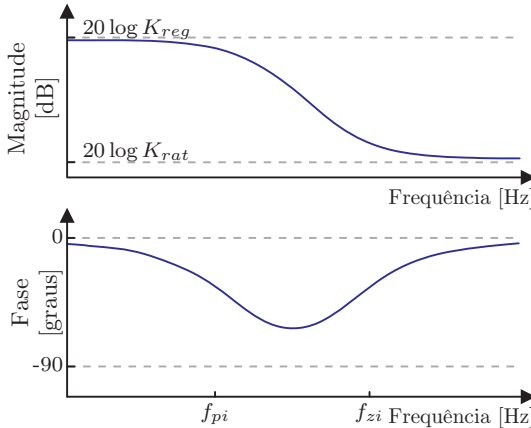


Figura 36 – Resposta em frequência do controlador atraso de fase.

A frequência do zero, por sua vez, depende dos três parâmetros

do controlador, sendo dada pela Eq. (3.49).

$$f_{zi} = \frac{K_{reg}}{K_{nom}} \cdot f_{pi}. \quad (3.49)$$

A regulação da tensão de saída é realizada variando-se apenas o ganho do controlador para baixas frequências, obtendo-se resultados semelhantes à variação de K_I no caso de um controlador proporcional. No entanto, variar K_{reg} em tempo real na Eq. (3.46) significaria ter de recalcular os coeficientes do controlador de corrente a cada instante em que o controlador da tensão do barramento modifica seu valor de saída.

Uma forma mais simples de se efetuar a variação do parâmetro K_{reg} é obtida a partir da decomposição de $C_i(s)$ em frações parciais. Assim,

$$C_i(s) = \underbrace{\frac{s \cdot T_{pi} \cdot K_{nom}}{s \cdot T_{pi} + 1}}_{C_{pa}(s)} + K_{reg} \cdot \underbrace{\frac{1}{s \cdot T_{pi} + 1}}_{C_{pb}(s)}. \quad (3.50)$$

Isto possibilita a implementação mostrada na Fig. (37), onde K_{nom} e T_{pi} são parâmetros fixos dos controladores. Nesta implementação, K_{reg} é tido inicialmente igual a K_{nom} , mas pode ser variado por meio de um divisor que toma o sinal de referência de potência normalizada como denominador, da mesma forma como o ganho K_I é variado no controlador proporcional original.

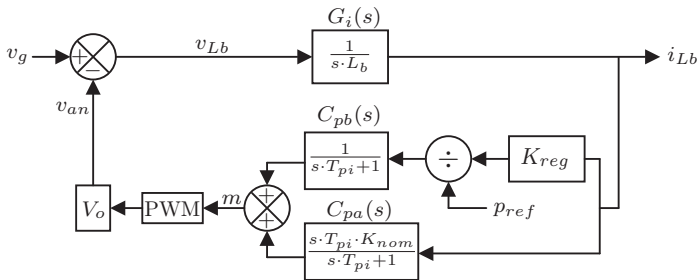


Figura 37 – Autocontrole da corrente com controlador atraso de fase adaptativo.

Deve-se atentar ao fato de que o polo introduzido pelo controlador tende a causar um adiantamento na corrente quando da redução de carga. Portanto, deve-se posicionar este polo em uma frequência

distante e maior que a frequência da rede elétrica, evitando-se assim uma influência significativa no fator de deslocamento. No projeto de exemplo utilizou-se:

$$f_{pi} = 10f_g = 600 \text{ Hz} \quad (3.51)$$

A Fig. (38) mostra o diagrama de Bode para $C_i(s)$ para diferentes cargas aplicadas ao conversor de exemplo, onde:

$$\begin{aligned} K_{nom} &= 42,4 \text{ A}^{-1} \\ K_{reg} &= 42,4 \text{ A}^{-1} \\ T_{pi} &= 265 \times 10^{-6} \text{ s} \end{aligned} \quad (3.52)$$

e p_{ref} é variado para diversos níveis de potência processada.

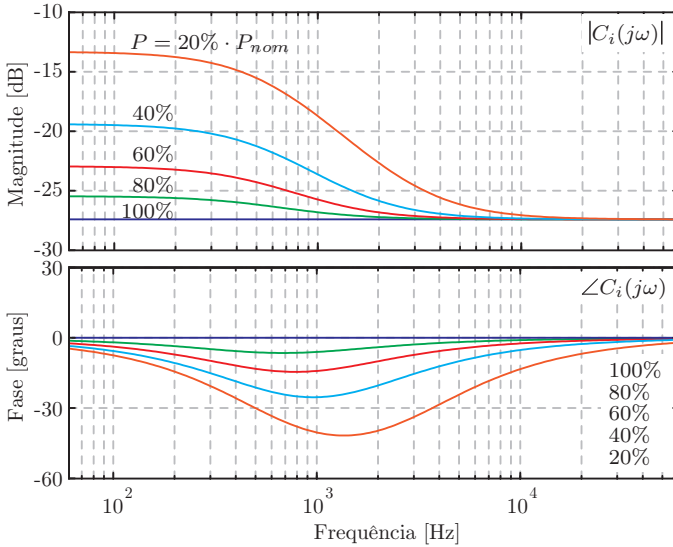


Figura 38 – Diagrama de Bode do controlador atraso de fase adaptativo para várias condições de carga.

No caso específico onde $P = P_{nom}$, ocorre um cancelamento total entre o zero e o polo do controlador, fazendo o mesmo apresentar um comportamento equivalente a um controlador proporcional com ganho K_{nom} .

Quando a potência é reduzida, no entanto, o zero do controlador tem sua frequência aumentada. Isto faz com que o ganho para

baixas frequências também aumente, reduzindo a potência processada pelo conversor. Deste modo, causa-se pouco impacto na resposta em frequência da função de transferência de laço do sistema na região de alta frequência. Assim, mantém-se a margem de fase do sistema praticamente inalterada para uma ampla faixa de variação de carga, visto que a frequência de cruzamento de ganho tende a se situar nesta região.

A função de transferência de laço aberto do sistema em tempo contínuo passa a ser dada por:

$$L_i(s) = G_i(s) \cdot \left[\frac{K_{reg}}{p_{ref}} \cdot C_{pb}(s) + C_{pa}(s) \right] \cdot H_{cpu}(s) \cdot H_{pwm}(s) \cdot V_o \quad (3.53)$$

A Fig. (39) mostra a margem de fase do sistema para diversos níveis de carga. Verifica-se, que com o controlador atraso de fase, a margem de fase é mantida positiva para uma ampla faixa de variação de carga.

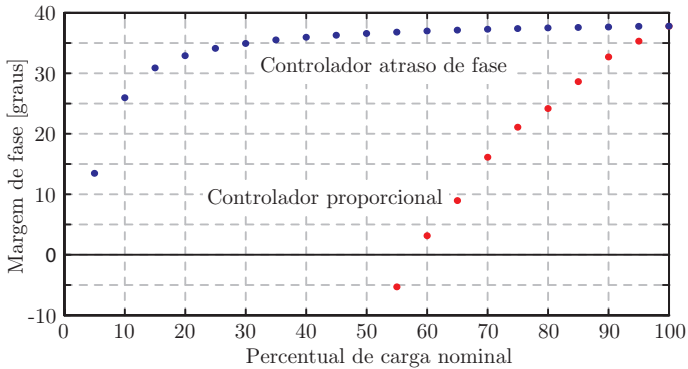


Figura 39 – Margem de fase do sistema com controle proporcional e controlador atraso de fase.

Resultados de simulação são mostrados na Fig. (40). Os resultados confirmam que o conversor opera estavelmente com 20% da carga nominal, enquanto que esta condição o torna instável com o controle proporcional.

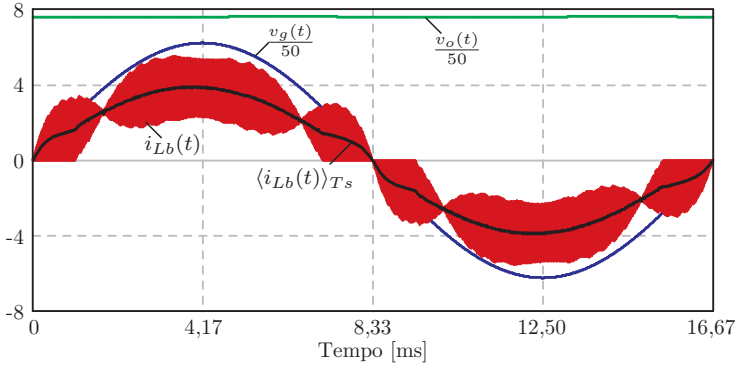


Figura 40 – Simulação do conversor usando o controlador atraso de fase adaptativo com 20 % de carga.

3.4.3 Controlador avanço de fase

Conforme mencionado na Subseção 3.3.1, é recomendável a utilização de um filtro passa-baixa no circuito de medição da corrente para melhorar a imunidade a ruídos. Isto implica na introdução de um atraso de fase adicional na função de laço aberto do sistema, o que também reduz a margem de fase quando do aumento da frequência de cruzamento de ganho.

Um controlador do tipo avanço de fase, com a função de transferência dada pela Eq. (3.54) pode ser utilizado em conjunto com o controlador de atraso de fase adaptativo, levando à implementação mostrada na Fig. (41).

$$C_{av}(s) = \frac{T_{av} \cdot s + 1}{\frac{T_{av}}{\alpha} \cdot s + 1}, \alpha > 1 \quad (3.54)$$

Utilizando-se

$$T_{av} = T_{pbi} = 2,274 \times 10^{-6} \text{ s} \quad (3.55)$$

e $\alpha = 4$ na Eq. (3.54), a função de transferência do controlador avanço de fase torna-se:

$$C_{av}(s) = \frac{2,274 \times 10^{-6} \cdot s + 1}{5,684 \times 10^{-7} \cdot s + 1} \quad (3.56)$$

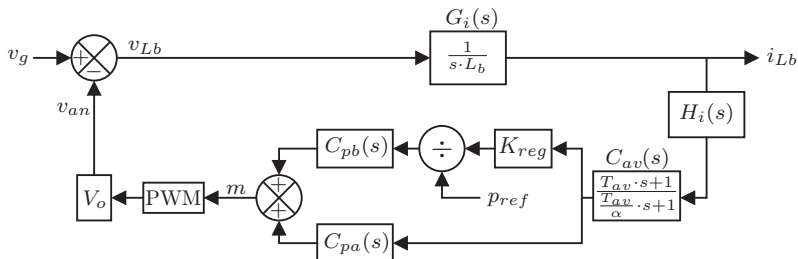


Figura 41 – Autocontrole da corrente com controlador avanço-atraso.

Com a utilização do filtro de medição, os ganhos K_{nom} e K_{reg} devem ser calculados considerando-se a presença do ganho de instrumentação de corrente K_{mi} . Logo,

$$K_{nom} = K_{reg} = \frac{V_{gp}}{I_{gp} \cdot V_o \cdot K_{mi}} = 4,24 \text{ A}^{-1}, \quad (3.57)$$

onde

$$K_{mi} = 0,01. \quad (3.58)$$

Um aumento adicional na margem de fase do sistema também pode ser obtido ajustando-se o parâmetro K_{nom} . A redução deste parâmetro para um valor ligeiramente inferior ao sugerido na Eq. (3.57) reduz a frequência de cruzamento de ganho do sistema e faz com que o controlador sugerido opere como controlador de atraso de fase mesmo na potência nominal. Para o conversor de exemplo, utilizou-se:

$$K_{nom} = 3,39 \text{ A}^{-1} \quad (3.59)$$

A resposta em frequência final para a composição dos controladores sugeridos, discretizados pelo método trapezoidal, é mostrada na Fig. (42) para vários níveis de carga. O controlador de avanço de fase da Eq. (3.54) é responsável pelo pico positivo no gráfico da fase.

A função de transferência de laço aberto do sistema passa a ser dada por:

$$L_i(s) = G_i(s) \cdot H_i(s) \cdot C_{av}(s) \cdot \left[\frac{K_{reg}}{p_{ref}} \cdot C_{pb}(s) + C_{pa}(s) \right] \cdot H_{cpu}(s) \cdot H_{pwm}(s) \cdot V_o \quad (3.60)$$

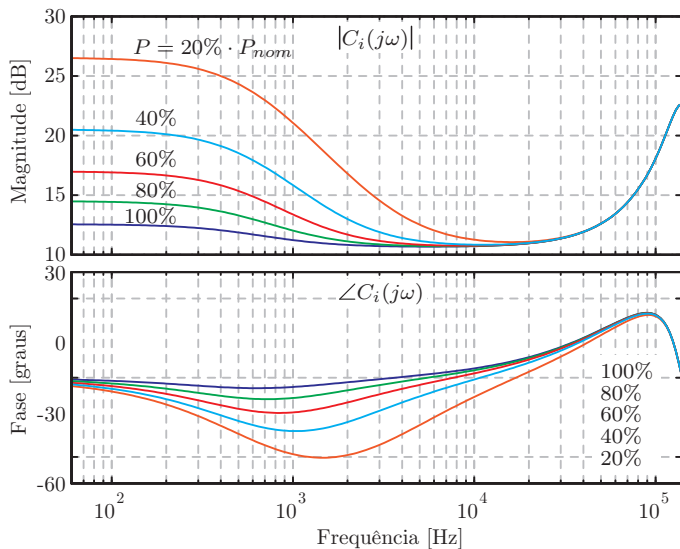


Figura 42 – Resposta em frequência final dos controladores utilizados.

A Fig. (43) mostra a resposta em frequência para a função de transferência de laço aberto, onde se verifica uma frequência de cruzamento de ganho praticamente independente da carga. Com isto se manteve uma margem de fase adequada e segura para a faixa de variação de carga apresentada.

A Fig. (44) compara a margem de fase obtida para diversos níveis de carga, considerando-se os efeitos de atraso de transporte e do filtro passa-baixa da medição de corrente. O controlador de atraso de fase estendeu a faixa de operação com estabilidade para cerca de 10% da potência nominal. O controlador de avanço de fase aumentou em cerca de 10° a margem de fase, tornando o sistema mais robusto, porém consumindo recursos adicionais de processamento. A necessidade da utilização de ambos os controladores deve ser analisada caso a caso.

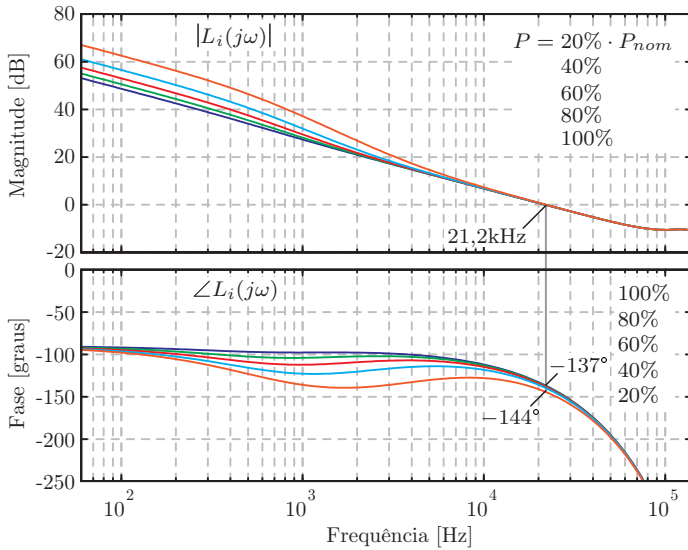


Figura 43 – Diagrama de Bode da função de laço aberto com controlador avanço-atraso adaptativo.

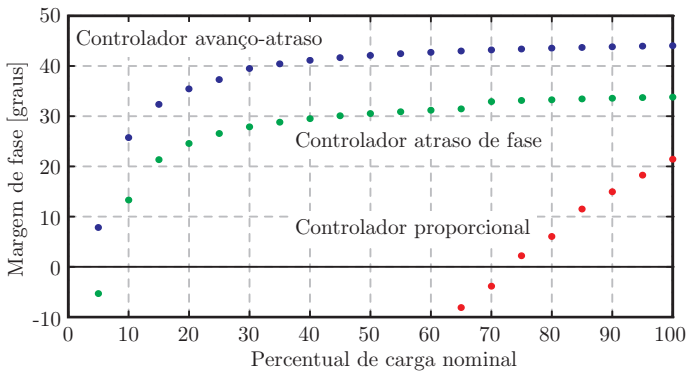


Figura 44 – Margem de fase do sistema com os controladores proporcional, atraso de fase adaptativo e avanço-atraso adaptativo.

3.4.4 Variação da potência através da perturbação do sinal modulante

Na referência [25] é apresentada uma técnica para variação da potência em um retificador *boost* convencional através da injeção de uma perturbação na razão cíclica do interruptor. Para o conversor estudado neste trabalho, o mesmo efeito pode ser obtido através da injeção de uma perturbação CC no sinal modulante. Esta técnica está representada no diagrama de blocos da Fig. (45).

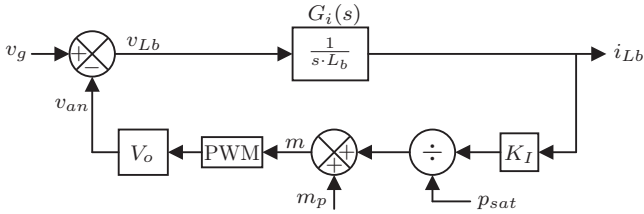


Figura 45 – Diagrama de blocos para variação da potência através da perturbação do sinal modulante.

O sinal p_{ref} , oriundo da malha de controle da tensão de saída é saturado de acordo com a Eq. (3.61), produzindo o sinal de controle p_{sat} :

$$p_{sat} = \begin{cases} \overline{P_{min}} & \text{se } p_{ref} \leq \overline{P_{min}} \\ p_{ref} & \text{se } p_{ref} > \overline{P_{min}} \end{cases} \quad (3.61)$$

onde $\overline{P_{min}}$ equivale à potência mínima garantida para operação estável, normalizada em relação a P_{nom} .

$$\overline{P_{min}} = \frac{P_{min}}{P_{nom}} \quad (3.62)$$

A expressão para o sinal modulante passa a ser dada por:

$$m = m_p + \frac{K_I}{p_{sat}} \cdot i_{Lb} \quad (3.63)$$

Sabendo que $v_{an} = v_g - v_{Lb}$ e considerando que a tensão sobre o indutor é muito menor que a tensão da rede, a seguinte aproximação

é obtida:

$$v_{an} = V_o \cdot \left[m_p + \frac{K_I}{p_{sat}} \cdot i_{Lb} \right] \approx v_g \quad (3.64)$$

A expressão para a corrente no indutor *boost* ao longo de um semiciclo da rede é então aproximada por:

$$i_{Lb} = \frac{p_{sat}}{K_I} \cdot \left[\frac{V_{gp}}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega_g t) - m_p \right] \quad (3.65)$$

Verifica-se na Eq. (3.65) que a corrente no indutor sofre um deslocamento devido à presença do sinal de perturbação m_p . Isto pode ser melhor compreendido através das simulações apresentadas na Fig. (46).

Para o caso da Fig. (46)(a), o sinal de perturbação é nulo e a potência processada é determinada pelo ganho K_I e pelo sinal p_{sat} . No caso da Fig. (46)(b), é injetado um sinal de perturbação $m_p = 0,6$, mantendo-se inalterado o valor de p_{sat} . Consequentemente, ocorre a redução da potência processada pelo conversor.

A aplicação do sinal de perturbação não exerce influência sobre a estabilidade do controle da corrente, já que a função de laço aberto do sistema permanece inalterada com a presença deste sinal. Entretanto, é verificado na simulação da Fig. (46)(b) que a corrente de entrada atinge facilmente níveis de distorção bastante elevados com a presença da perturbação no sinal modulante. Por este motivo, o controle da potência do conversor por este método, aplicado isoladamente, não se mostra adequado para correção do fator de potência em ampla faixa de variação de carga. Esta estratégia, todavia, possibilita a partida do conversor e a regulação da tensão do barramento CC enquanto o mesmo opera a vazio ou com carga muito baixa.

Nas Figs. (46)(a) e (46)(b) se verifica boa correspondência entre a aproximação da Eq. (3.65) e a corrente simulada quando o conversor opera em modo de condução contínua. Entretanto, para a região de descontinuidade este modelo não é mais válido, não sendo possível determinar a partir deste o valor de m_p que levaria a potência processada a zero.

Por outro lado, sabe-se que quando $m = 1$ são anuladas as razões cíclicas dos sinais de comando dos interruptores. Pode-se então produzir o sinal de perturbação de acordo com a lei:

$$m_p = K_{mp} \cdot (p_{sat} - p_{ref}) \quad (3.66)$$

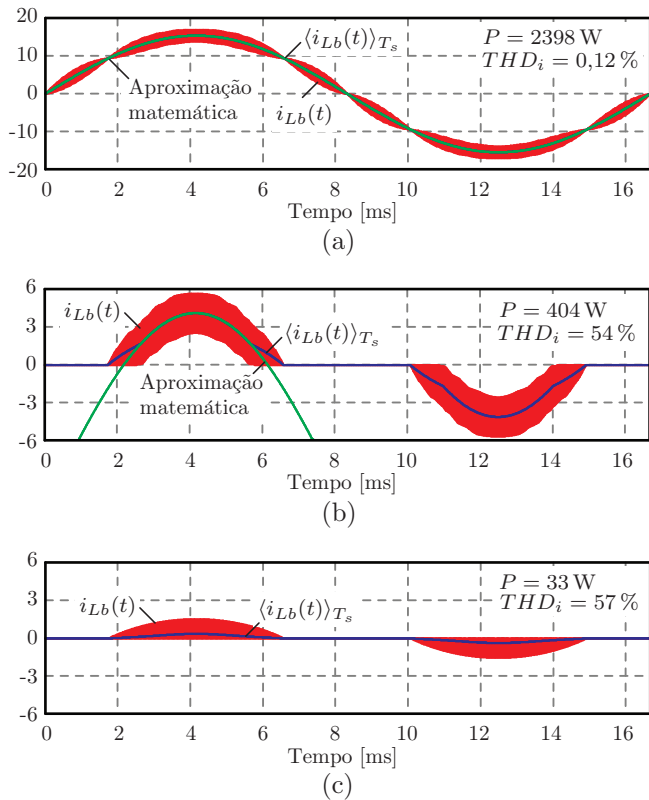


Figura 46 – Simulação da técnica de variação da potência por perturbação do sinal modulante. (a) $p_{sat} = 0,8$, $m_p = 0$. (b) $p_{sat} = 0,8$, $m_p = 0,6$, (c) $p_{sat} = 0,8$, $m_p = 0,9$.

onde

$$K_{mp} = \frac{P_{nom}}{P_{min}}. \quad (3.67)$$

Esta estratégia é adicionada ao esquema de controle mostrado na Subseção 3.4.3, gerando o diagrama de blocos da Fig. (47).

Para o conversor de exemplo utiliza-se:

$$p_{sat} = 0,2, \quad K_{mp} = \frac{1}{0,2} = 5 \quad (3.68)$$

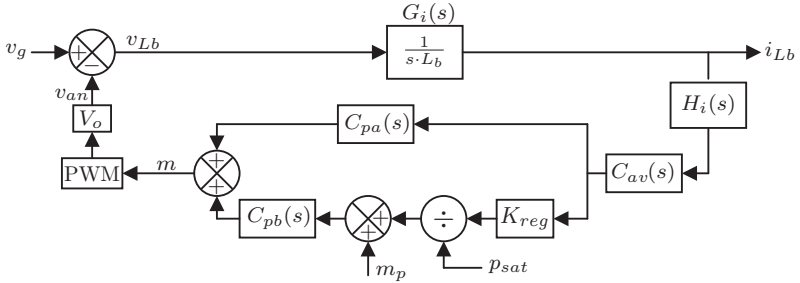


Figura 47 – Autocontrole da corrente com possibilidade de partida a vazio.

A simulação da Fig. (48) mostra o formato da corrente no indutor quando o sistema da Fig. (47) opera com potência semelhante à da Fig. (46)(b), apresentando uma THD_i inferior.

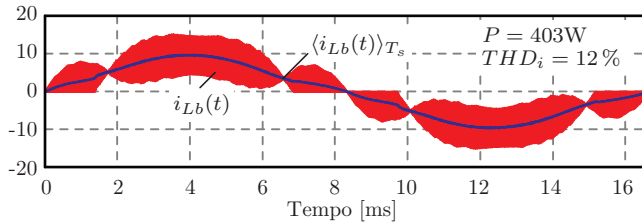


Figura 48 – Simulação do conversor com controlador avanço-atraso adaptativo e perturbação do sinal modulante. $p_{sat} = 0,2$, $m_p = 0,235$.

3.5 CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA COM CONTROLE DA CORRENTE POR VALORES MÉDIOS

O controle da tensão de saída do conversor é realizado em malha fechada, atuando-se sobre o valor instantâneo de p_{ref} que é fornecido à malha de controle da corrente na entrada do retificador. Isto possibilita que o controle da tensão de saída seja modelado com base no circuito equivalente da Fig. (49), onde i_o representa a corrente entregue ao barramento CC e i_l representa a corrente drenada pela carga, sendo uma função do valor instantâneo de v_o que depende do tipo de carga.

Para o controle por valores médios, sabe-se que a corrente na entrada do conversor é forçada a seguir um sinal de referência, e que sua amplitude portanto não depende da tensão presente na saída do conversor. Assim, a potência média convertida é controlada diretamente através do sinal p_{ref} que é gerado pelo compensador de tensão:

$$P = p_{ref} \cdot P_{nom} \quad (3.69)$$

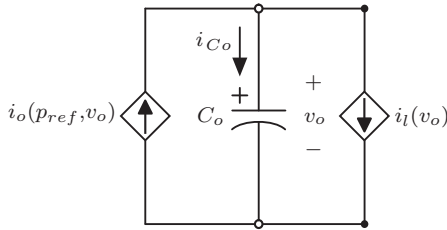


Figura 49 – Circuito equivalente para modelagem do controle da tensão de saída.

Desprezando-se a ondulação de tensão no barramento e a componente oscilante da potência instantânea processada, o circuito da Fig. (49) pode ser usado para modelar o comportamento das parcelas não oscilantes das tensões e correntes no sistema.

Considera-se que toda a potência processada P é entregue ao barramento CC, sendo fornecida pela fonte i_o .

$$i_o \cdot v_o = P \quad (3.70)$$

Logo, a expressão que define a corrente i_o na Fig. (49) se torna:

$$i_o = \frac{P}{v_o} = \frac{P_{nom}}{v_o} \cdot p_{ref} \quad (3.71)$$

A expressão para a corrente i_l drenada pela carga depende do tipo de carga conectada ao barramento. Serão analisados alguns casos típicos.

3.5.1 Carga resistiva

Para o caso típico em que se supõe a alimentação de uma carga com característica resistiva com controle da corrente por valores médios, o circuito equivalente da Fig. (50) é considerado.

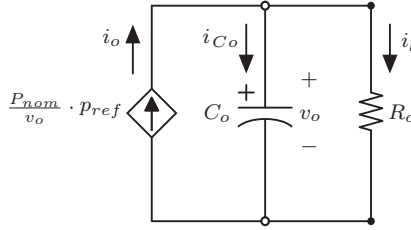


Figura 50 – Circuito equivalente para modelagem do controle da tensão de saída com carga resistiva e controle da corrente por valores médios.

A expressão para a corrente no capacitor é dada por:

$$i_{C_o} = i_o - i_l = C_o \cdot \frac{dv_o}{dt} \quad (3.72)$$

Logo,

$$C_o \cdot \frac{dv_o}{dt} = \frac{P_{nom}}{v_o} \cdot p_{ref} - \frac{v_o}{R_o} \quad (3.73)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{P_{nom}}{C_o \cdot v_o} \cdot p_{ref} - \frac{v_o}{C_o \cdot R_o} \quad (3.74)$$

$$v_o \cdot \frac{dv_o}{dt} = \frac{P_{nom}}{C_o} \cdot p_{ref} - \frac{v_o^2}{C_o \cdot R_o}. \quad (3.75)$$

O modelo de pequenos sinais para o circuito é obtido perturbando-se a tensão de saída v_o e a variável de controle p_{ref} , obtendo-se:

$$(V_o + \hat{v}_o) \cdot \frac{d}{dt} (V_o + \hat{v}_o) = \frac{P_{nom}}{C_o} \cdot (P_{ref} + \hat{p}_{ref}) - \frac{(V_o + \hat{v}_o)^2}{C_o \cdot R_o} \quad (3.76)$$

$$(V_o + \hat{v}_o) \cdot \frac{d}{dt} (V_o + \hat{v}_o) = \frac{P_{nom}}{C_o} \cdot (P_{ref} + \hat{p}_{ref}) - \frac{(V_o^2 + 2V_o \cdot \hat{v}_o + \hat{v}_o^2)}{C_o \cdot R_o} \quad (3.77)$$

Eliminando-se as parcelas constantes e os termos de ordem superior na Eq. (3.77), obtém-se:

$$V_o \cdot \frac{d\hat{v}_o}{dt} = \frac{P_{nom}}{C_o} \cdot p_{ref} - \frac{2V_o}{C_o \cdot R_o} \cdot \hat{v}_o \quad (3.78)$$

Aplicando-se a transformada de laplace na Eq. (3.78) obtém-se:

$$V_o \cdot s \cdot \hat{v}_o(s) = \frac{P_{nom}}{C_o} \cdot p_{ref}(s) - \frac{2V_o}{C_o \cdot R_o} \cdot \hat{v}_o(s) \quad (3.79)$$

$$\hat{v}_o(s) \cdot \left[V_o \cdot s + \frac{2V_o}{C_o \cdot R_o} \right] = \frac{P_{nom}}{C_o} \cdot p_{ref}(s) \quad (3.80)$$

Logo, a função de transferência que representa o modelo linearizado da planta de tensão a ser controlada fica dada pela Eq. (3.81).

$$G_{vr}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{p_{ref}(s)} = \frac{P_{nom} \cdot R_o}{V_o} \cdot \frac{1}{R_o \cdot C_o \cdot s + 2} \quad (3.81)$$

A Fig. (51) apresenta uma simulação de um degrau de 5% em p_{ref} , em torno do ponto de operação em potência nominal. Verifica-se boa correspondência entre o comportamento da tensão média na saída do conversor simulado, a tensão de saída do circuito equivalente da Fig. (50) e a saída da planta $G_{vr}(s)$ somada ao valor de tensão nominal de 380 V.

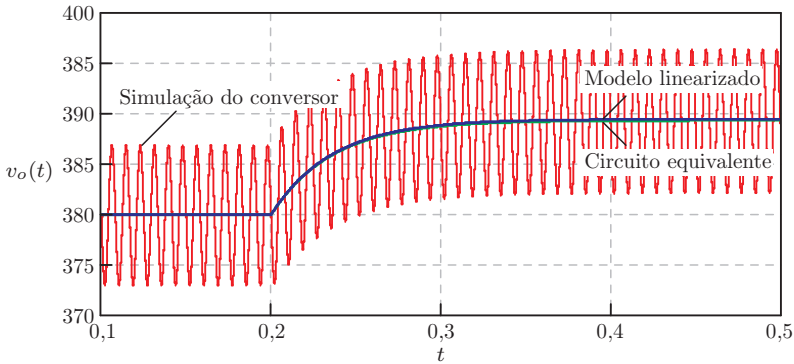


Figura 51 – Simulação de um degrau de potência processada com carga resistiva e controle da corrente por valores médios.

3.5.2 Carga fonte de corrente

Para o caso em que se supõe a alimentação de uma carga com característica de fonte de corrente, o circuito equivalente da Fig. (52) é considerado.

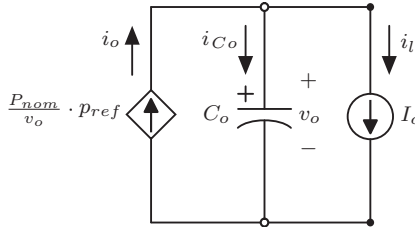


Figura 52 – Circuito equivalente para controle da tensão de saída com carga fonte de corrente e controle da corrente por valores médios.

A equação que modela a dinâmica deste circuito equivalente torna-se:

$$C_o \cdot \frac{dv_o}{dt} = \frac{P_{nom}}{v_o} \cdot p_{ref} - I_o \quad (3.82)$$

Perturbando-se a variável de controle p_{ref} e a tensão de saída v_o , eliminando-se os termos constantes e de ordem superior, e aplicando-se a transformada de Laplace chega-se a:

$$V_o \cdot s \cdot \hat{v}_o = \frac{P_{nom}}{C_o} \cdot \hat{p}_{ref} - \frac{I_o}{C_o} \cdot \hat{v}_o \quad (3.83)$$

Logo, a função de transferência do modelo linearizado da planta de tensão torna-se:

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{p}_{ref}(s)} = \frac{P_{nom}}{I_o} \cdot \frac{1}{\frac{V_o \cdot C_o}{I_o} \cdot s + 1} \quad (3.84)$$

A Fig. (53) apresenta uma simulação de um degrau de 5% em p_{ref} , em torno do ponto de operação em potência nominal, onde se verifica a validade dos modelos utilizados.

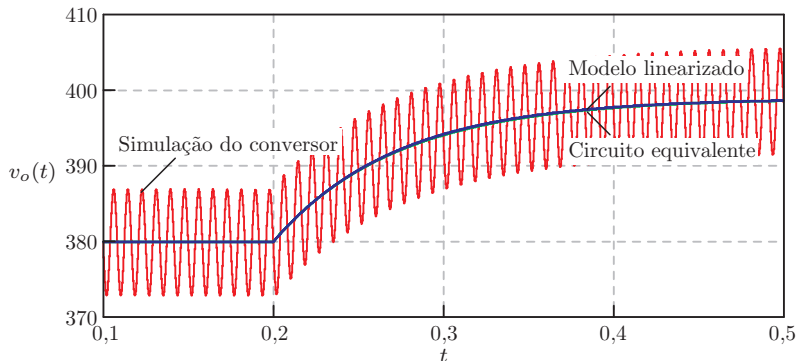


Figura 53 – Simulação de um degrau de potência processada com carga fonte de corrente e controle da corrente por valores médios.

3.5.3 Fonte de potência

Para o caso em que se supõe a alimentação de uma carga com característica de fonte de potência, como por exemplo, um conversor CC-CC com malha de controle de tensão de saída muito mais rápida que a malha de controle de tensão do retificador, o circuito equivalente da Fig. (54) é considerado.

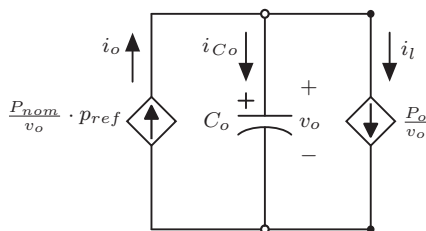


Figura 54 – Circuito equivalente para controle da tensão de saída com fonte de potência e controle da corrente por valores médios.

A equação que modela a dinâmica deste circuito equivalente torna-se:

$$C_o \cdot \frac{dv_o}{dt} = \frac{P_{nom}}{v_o} \cdot p_{ref} - \frac{P_o}{v_o} \quad (3.85)$$

Perturbando-se a variável de controle p_{ref} e a tensão de saída v_o , eliminando-se os termos constantes e de ordem superior, e aplicando-se a transformada de Laplace chega-se a:

$$V_o \cdot s \cdot \hat{v}_o = \frac{P_{nom}}{C_o} \cdot p_{ref} \quad (3.86)$$

Logo, a função de transferência do modelo linearizado da planta de tensão torna-se:

$$G_{vp}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{p_{ref}(s)} = \frac{P_{nom}}{C_o \cdot V_o \cdot s} \quad (3.87)$$

A Fig. (55) apresenta uma simulação de um degrau de 1% em p_{ref} , em torno do ponto de operação em potência nominal, onde se verifica a validade dos modelos utilizados.

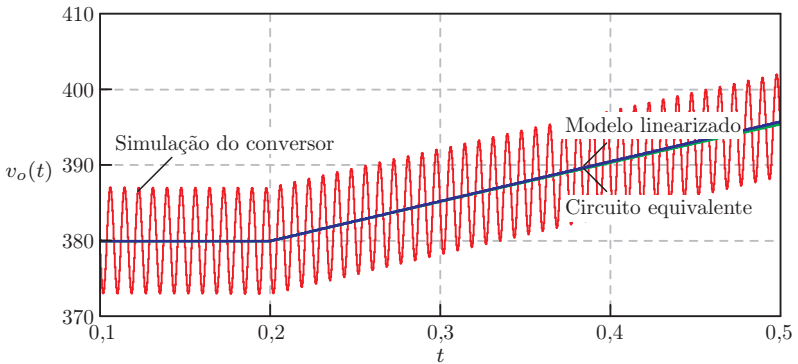


Figura 55 – Simulação de um degrau de potência processada com carga fonte de potência e controle da corrente por valores médios.

3.6 CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA COM AUTOCONTROLE DA CORRENTE DE ENTRADA

Para o controle da corrente de entrada usando a técnica de autocontrole, sabe-se da Eq. (3.36) que a amplitude da corrente na entrada

do retificador é dada por:

$$I_{gp} = \frac{V_{gp}}{K_I \cdot V_o}. \quad (3.88)$$

onde

$$K_I = \frac{K_{nom}}{p_{ref}} = \frac{V_{gp}^2}{2V_o \cdot P_{nom} \cdot p_{ref}}. \quad (3.89)$$

A Eq. (3.88) mostra a dependência existente entre a amplitude da corrente de entrada e a tensão presente no barramento CC. Substituindo-se V_o na Eq. (3.88) por v_o do circuito equivalente da Fig. (49) tem-se:

$$I_{gp} = \frac{V_{gp}}{K_I \cdot v_o} = \frac{2V_o \cdot P_{nom}}{V_{gp}} \cdot \frac{p_{ref}}{v_o}. \quad (3.90)$$

Logo, a potência processada torna-se:

$$P = \frac{V_{gp} \cdot I_{gp}}{2} = \frac{P_{nom} \cdot V_o}{v_o} \cdot p_{ref} \quad (3.91)$$

Considera-se que toda a potência processada é entregue ao barramento CC do circuito equivalente. Logo, a expressão que define a corrente i_o na Fig. (49) se torna:

$$i_o = \frac{P}{v_o} = \frac{P_{nom} \cdot V_o}{v_o^2} \cdot p_{ref} \quad (3.92)$$

3.6.1 Carga resistiva

Para o caso de uma carga com característica resistiva conectada ao barramento, usando a técnica de autocontrole da corrente de entrada, o circuito equivalente da Fig. (56) é considerado.

A equação que modela a dinâmica deste circuito equivalente torna-se:

$$C_o \cdot \frac{dv_o}{dt} = \frac{P_{nom} \cdot V_o}{v_o^2} \cdot p_{ref} - \frac{v_o}{R_o} \quad (3.93)$$

Perturbando-se a variável de controle p_{ref} e a tensão de saída v_o , eliminando-se os termos constantes e de ordem superior, e aplicando-se a transformada de Laplace chega-se a:

$$V_o^2 \cdot s \cdot \hat{v}_o = \frac{P_{nom} \cdot V_o}{C_o} \cdot \hat{p}_{ref} - \frac{3V_o^2}{C_o \cdot R_o} \cdot \hat{v}_o \quad (3.94)$$

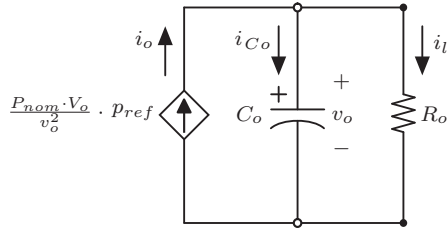


Figura 56 – Circuito equivalente para modelagem do controle da tensão de saída com carga resistiva e autocontrol.

Logo, a função de transferência do modelo linearizado da planta de tensão torna-se:

$$G_{vr}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{p}_{ref}(s)} = \frac{P_{nom} \cdot R_o}{V_o} \cdot \frac{1}{R_o \cdot C_o \cdot s + 3} \quad (3.95)$$

A Fig. (57) apresenta uma simulação de um degrau de 5% em p_{ref} , em torno do ponto de operação em potência nominal.

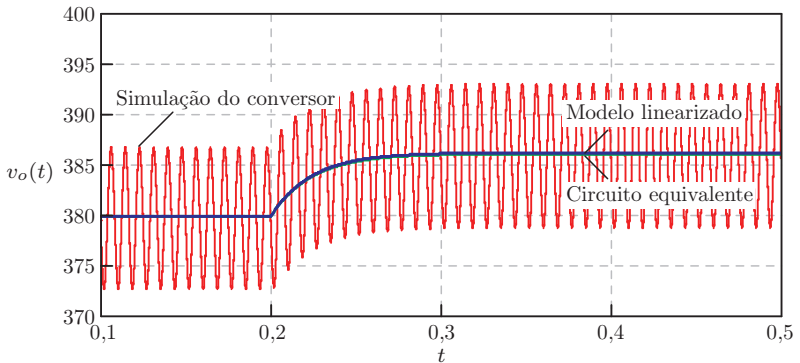


Figura 57 – Simulação de um degrau de potência processada com carga resistiva e autocontrol.

3.6.2 Carga fonte de corrente

Para o caso de uma carga com característica de fonte de corrente conectada ao barramento, com autocontrole da corrente de entrada, considera-se o circuito equivalente da Fig. (58).

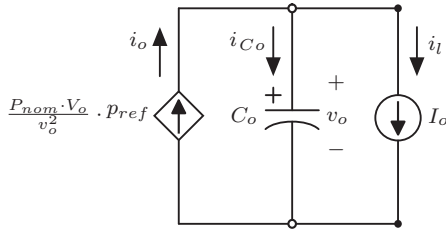


Figura 58 – Circuito equivalente para modelagem do controle da tensão de saída com carga fonte de corrente e autocontrole.

A equação que modela a dinâmica deste circuito equivalente torna-se:

$$C_o \cdot \frac{dv_o}{dt} = \frac{P_{nom} \cdot V_o}{v_o^2} \cdot p_{ref} - I_o \quad (3.96)$$

Perturbando-se a variável de controle p_{ref} e a tensão de saída v_o , eliminando-se os termos constantes e de ordem superior, e aplicando-se a transformada de Laplace chega-se a:

$$V_o \cdot s \cdot \hat{v}_o = \frac{P_{nom}}{C_o} \cdot \hat{p}_{ref} - \frac{2I_o}{C_o} \cdot \hat{v}_o \quad (3.97)$$

Logo, a função de transferência do modelo linearizado da planta de tensão torna-se:

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{p}_{ref}(s)} = \frac{P_{nom}}{I_o} \cdot \frac{1}{\frac{V_o \cdot C_o}{I_o} \cdot s + 2} \quad (3.98)$$

A Fig. (59) apresenta uma simulação de um degrau de 5% em p_{ref} , em torno do ponto de operação em potência nominal ($p_{ref} = 1$).

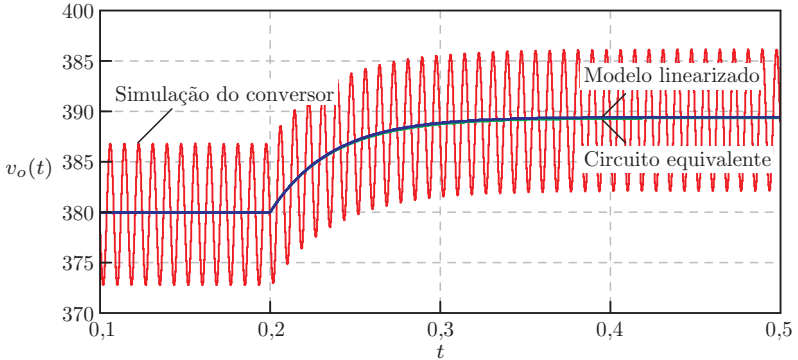


Figura 59 – Simulação de um degrau de potência processada com carga resistiva e autocontrole.

3.6.3 Carga fonte de potência

Considerando-se o caso de uma carga com característica de fonte de potência, com autocontrole da corrente de entrada, o circuito equivalente a ser analisado é o da Fig. (60).

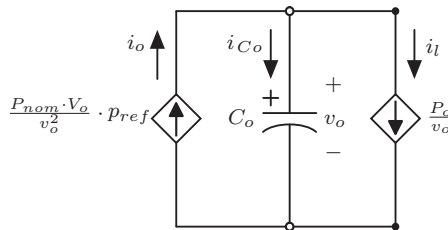


Figura 60 – Circuito equivalente para modelagem do controle da tensão de saída com carga fonte de potência e autocontrole.

A equação que modela a dinâmica deste circuito equivalente torna-se:

$$C_o \cdot \frac{dv_o}{dt} = \frac{P_{nom} \cdot V_o}{v_o^2} \cdot p_{ref} - \frac{P_o}{v_o} \quad (3.99)$$

Perturbando-se a variável de controle p_{ref} e a tensão de saída v_o , eliminando-se os termos constantes e de ordem superior, e aplicando-se

a transformada de Laplace chega-se a:

$$V_o^2 \cdot s \cdot \hat{v}_o = \frac{P_{nom} \cdot V_o}{C_o} \cdot \hat{p}_{ref} - \frac{P_o}{C_o} \cdot \hat{v}_o \quad (3.100)$$

Logo, a função de transferência do modelo linearizado da planta de tensão torna-se:

$$G_{vp}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{p}_{ref}(s)} = \frac{P_{nom} \cdot V_o}{P_o} \cdot \frac{1}{\frac{V_o^2 \cdot C_o}{P_o} \cdot s + 1} \quad (3.101)$$

A Fig. (61) apresenta uma simulação de um degrau de 5% em p_{ref} , em torno do ponto de operação em potência nominal.

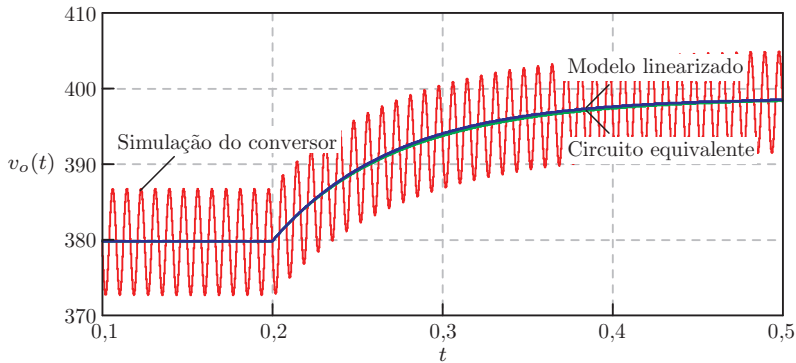


Figura 61 – Simulação de um degrau de potência processada com carga fonte de potência e autocontrole.

3.7 PROJETO DO COMPENSADOR DE TENSÃO

3.7.1 Modelagem para projeto do compensador

O projeto do compensador de tensão baseia-se no diagrama de blocos da Fig. (62).

O sinal de medição da tensão instantânea de saída é filtrado e subtraído de um valor de referência contante V_{ref} , produzindo um sinal de erro. O sinal de erro é então processado por um compensador cujo sinal de saída atua na referência de potência média p_{ref} que é fornecida

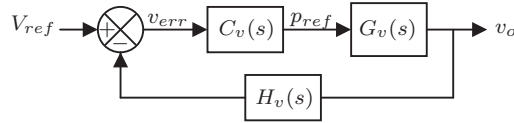


Figura 62 – Diagrama de blocos para projeto do controlador de tensão.

à malha de controle da corrente de entrada, permitindo a variação da potência que é entregue ao barramento CC.

Foi verificado na Seção 2.6 que a tensão de saída do conversor apresenta uma componente CC V_o sobreposta por uma ondulação com frequência $2f_g$. Esta ondulação é característica do conversor monofásico operando com tensão e corrente senoidais em sua entrada, e a tentativa de se controlar a tensão instantânea do barramento produziria em p_{ref} uma ação de controle oscilante que tenderia a distorcer a corrente na entrada do retificador.

Algumas técnicas podem ser empregadas para reduzir a influência da ondulação em v_o sobre a ação de controle da corrente de entrada. A mais simples consiste em se restringir a largura de banda do sistema a uma frequência muito baixa, de forma a torná-lo incapaz de rejeitar a perturbação causada pela oscilação de potência. Contudo, esta restrição de largura de banda tende a prejudicar o desempenho dinâmico do sistema. No presente trabalho, optou-se por controlar o valor médio da tensão de saída, evitando-se os problemas mencionados.

A função de transferência $H_v(s)$ dada pela Eq. (3.102) representa no domínio de tempo contínuo o filtro utilizado no ramo de realimentação do controle da tensão de saída.

$$H_v(s) = K_{mv} \cdot H_{mm}(s) \quad (3.102)$$

onde K_{mv} é o ganho de instrumentação de tensão e $H_{mm}(s)$ é a função de transferência de um filtro do tipo média móvel, utilizado para a aquisição do valor médio da tensão e dada por:

$$H_{mm}(s) = \frac{1}{s \cdot T_{mm}} (1 - e^{-s \cdot T_{mm}}) \quad (3.103)$$

A resposta em frequência do filtro média móvel é mostrada na Fig. (63), com

$$T_{mm} = \frac{1}{2f_g} = 8,33 \text{ ms.} \quad (3.104)$$

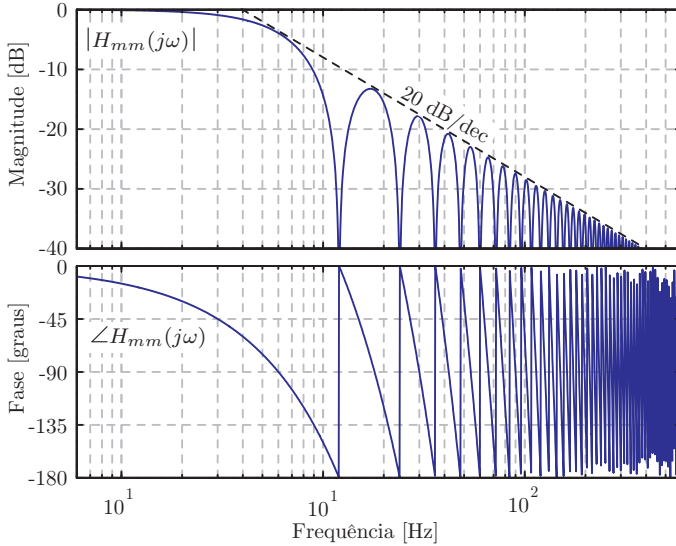


Figura 63 – Resposta em frequência do filtro média móvel.

O filtro possui atenuação infinita em todas as frequências múltiplas de $2f_g$, sendo capaz de reproduzir em sua saída o valor médio de tensão por períodos equivalentes a um semiciclo da rede. Deve ser dada atenção à fase negativa da resposta em frequência deste filtro para frequências menores que $2f_g$, pois a mesma tende a reduzir a margem de fase do sistema.

Na implementação do protótipo experimental, um filtro passa-baixa analógico de primeira ordem com frequência de corte em 1,69 kHz foi incluído na medição das tensões do barramento para aumentar-se a imunidade a ruídos. A frequência de amostragem escolhida para o controle da tensão é dada por:

$$f_a = 64f_g = 3,84 \text{ kHz} \quad (3.105)$$

Os atrasos de fase introduzidos pelo filtro passa-baixa de medição e pelo processo de reconstrução da ação de controle p_{ref} para a malha de controle da corrente não são aqui considerados, uma vez que seus efeitos são praticamente desprezíveis na frequência de cruzamento de ganho da malha de tensão.

Visando a obtenção de um erro estático nulo em regime perma-

nente, utilizou-se um controlador proporcional integral cuja função de transferência é dada pela Eq. (3.106).

$$C_v(s) = K_{pv} \cdot \frac{(s \cdot T_{zv} + 1)}{s \cdot T_{zv}} \quad (3.106)$$

3.7.2 Determinação dos coeficientes do compensador

Considerou-se o caso onde a carga alimentada pelo conversor possui característica puramente resistiva. Sendo assim, a função de transferência da planta de tensão é dada pela Eq. (3.81) para o controle por valores médios e pela Eq. (3.95) para a técnica de autocontrole. A Fig. (64) apresenta o digrama de Bode para estas funções de transferência com os parâmetros do conversor de exemplo.

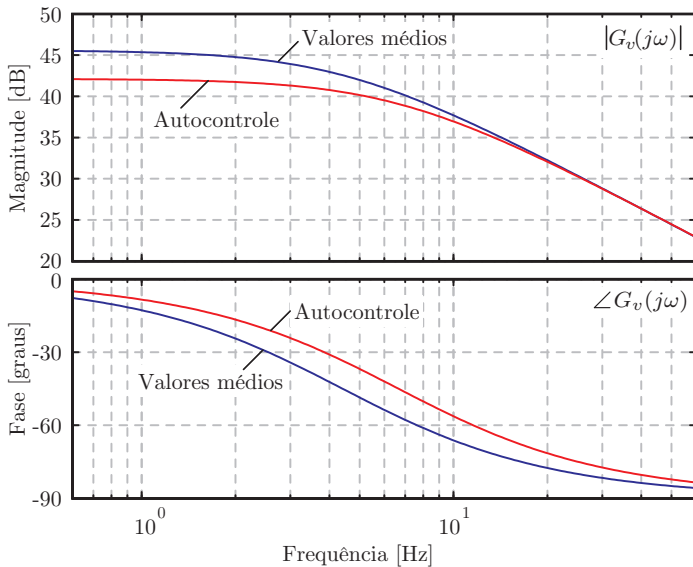


Figura 64 – Diagrama de Bode da função de transferência do modelo linearizado da planta de tensão.

A constante de tempo T_{zv} do zero do controlador foi definida de modo a cancelar o polo da planta. Para o controle por valores médios

tem-se

$$T_{zv} = \frac{R_o \cdot C_o}{2} = 72,2 \times 10^{-3} \text{ s} \quad (3.107)$$

e para o autocontrole tem-se:

$$T_{zv} = \frac{R_o \cdot C_o}{3} = 48,1 \times 10^{-3} \text{ s} \quad (3.108)$$

O ganho proporcional K_{pv} do controlador é ajustado de modo a obter-se uma frequência de cruzamento de ganho de 10 Hz, que se verificou ser suficientemente alta de modo a manter a tensão de saída dentro dos limites de $\pm 10\%$ do valor nominal, quando realizados os ensaios com degraus de carga. Isto se obteve fazendo-se $K_{pv} = 12$ para ambas as técnicas. A Fig. (65) apresenta o diagrama de Bode dos controladores com os parâmetros utilizados.

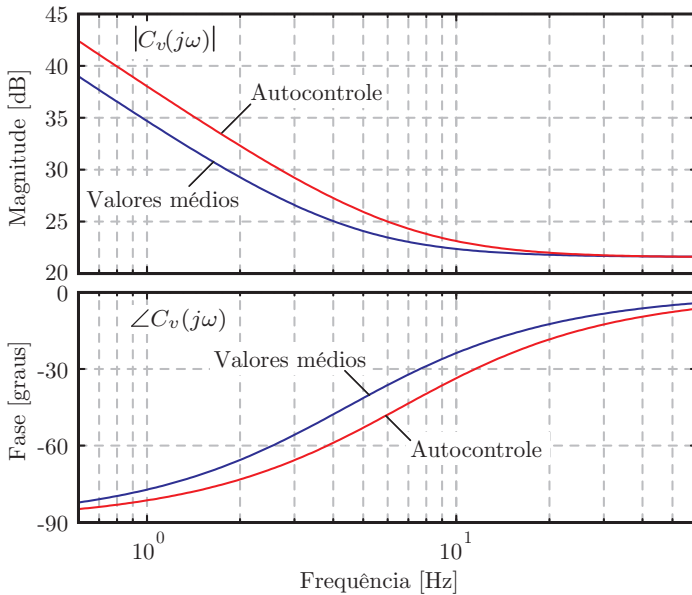


Figura 65 – Diagrama de Bode do controlador de tensão.

A função de transferência de laço aberto do sistema é dada pela Eq. (3.109) e sua resposta em frequência é mostrada na Fig. (66). Verifica-se nesta última o atendimento ao requisito de frequência de

cruzamento de ganho. Obteve-se uma margem de fase $MF_{deg} = 75^\circ$.

$$L_v(s) = C_v(s) \cdot G_v(s) \cdot H_v(s) \quad (3.109)$$

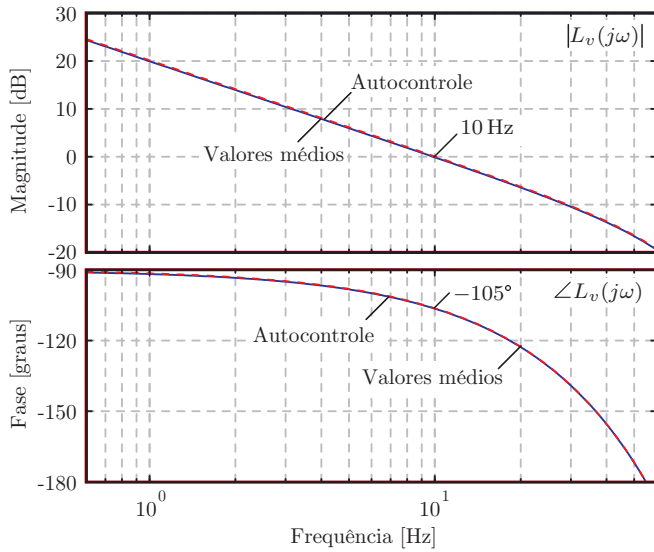


Figura 66 – Resposta em frequência da função de laço aberto do controle da tensão de saída.

4 PROJETO FÍSICO DO INDUTOR *BOOST* OTIMIZADO PARA VOLUME

4.1 INTRODUÇÃO

Diversos esforços em pesquisa vem sendo realizados no sentido de aumentar a densidade de potência dos conversores estáticos, visando a redução de peso, volume e também do custo relacionado com a utilização de materiais e mão de obra para o manuseio destes. Boa parte dos esforços tem como foco a redução de elementos passivos como capacitores e indutores utilizados nos conversores.

Dada a quantidade de parâmetros envolvidos no projeto de um dispositivo magnético, diversas combinações destes podem resultar na obtenção de um componente com dimensões reduzidas que atenda às necessidades do projeto.

No projeto do indutor *boost*, a correta estimação das perdas neste componente exerce um papel decisivo na escolha do núcleo e do condutor a ser utilizado. Por este motivo, dá-se a devida importância à utilização de métodos precisos para a estimação de perdas quando comparam-se as diversas opções de material, tamanho de núcleo e bitola de condutor.

Neste trabalho utilizou-se uma metodologia de projeto baseada em [12], para minimização do volume de material magnético utilizado na confecção do indutor *boost*. Para isto, elaborou-se um banco de dados com mais de 200 modelos de núcleos e desenvolveu-se um software para a execução dos cálculos apresentados neste capítulo. São considerados apenas núcleos de pó de ferro com formato toroidal, devido ao fato destes serem adequados para operar com densidade de fluxo magnético e frequência de comutação elevadas.

Tabela 15 – Especificações para projeto físico do indutor *boost*.

Indutância mínima ($L_{b,min}$)	90 μ H
Corrente de pico (I_{pk})	26 A
Temperatura ambiente (T_{amb})	45 °C
Temperatura máxima de operação (T_{max})	100 °C
Fator de utilização máximo ($K_{u,max}$)	0,4
Ondulação máxima de corrente ($\Delta I_{Lb,max}$)	3,86 A

O software desenvolvido elabora um projeto para cada núcleo do banco de dados, considerando as especificações da Tab. (15). A temperatura máxima de operação para o indutor é mantida em 100 °C, já que alguns dos materiais utilizados neste tipo de núcleo têm suas características de permeabilidade, perdas e vida útil modificadas quando operam sob temperaturas elevadas. O fator de utilização máximo de 0,4 é escolhido de forma a possibilitar a execução manual do enrolamento.

Ao final dos cálculos, verificou-se que o núcleo de menor volume que atende aos requisitos do projeto é o APH40P60, fabricado pela AmoSense. As especificações deste núcleo são listadas na Tab. (16) [27] e serão tomadas como exemplo para a demonstração dos cálculos realizados. Dados empíricos como o comprimento médio de espira e área total de dissipação de calor, quando não disponíveis para determinado modelo de núcleo, foram obtidos de outro núcleo com dimensões iguais.

Tabela 16 – Dados do núcleo magnético utilizado para o indutor *boost*.

Modelo	APH40P60
Permeabilidade relativa inicial (μ_i)	60
Densidade de fluxo de saturação (B_{sat})	1,5 T
Fator de indutância (A_L)	81 nH/espira ²
Comprimento do caminho magnético médio (l_c)	9,84 cm
Área de seção magnética (A_c)	1,1 cm ²
Área da janela (A_w)	4,27 cm ²
Volume de material magnético (V_c)	10,55 cm ³
Comprimento médio da espira (l_t)	5,4 cm
Área de superfície total (A_t)	540 cm ²
Dimensões do magnético ($OD_b \times ID_b \times HT_b$)	3,99 × 2,41 × 1,45 cm
Dimensões externas ($OD \times ID \times HT$)	4,07 × 2,33 × 1,54 cm
Coefficiente k_c do material	676 W/m ³
Coefficiente α_c do material	1,11
Coefficiente β_c do material	2,57

No final do capítulo, será apresentado o fluxograma do processo de otimização que levou à escolha do núcleo mencionado e uma comprovação experimental da elevação de temperatura obtida no componente.

4.2 CÁLCULO DO NÚMERO DE ESPIRAS

A indutância obtida através de um enrolamento de N espiras em um núcleo toroidal de material magnético é dada por:

$$L = \frac{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_c \cdot N^2}{l_c} \quad (4.1)$$

onde:

μ_0 - Permeabilidade absoluta do espaço vazio, igual a $4\pi \times 10^{-7}$ H/m;

μ_r - Permeabilidade relativa do material do núcleo;

A_c - Área de seção magnética;

l_c - Comprimento do caminho magnético.

Para núcleos toroidais de pó de ferro, é comum encontrar-se nas especificações do fabricante o parâmetro denominado fator de indutância A_L , definido por:

$$A_L = \frac{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_c}{l_c} = \frac{L}{N^2} \text{ [H/espira}^2\text{]} \quad (4.2)$$

Este parâmetro é fornecido para cada modelo de núcleo, e seu valor difere de acordo com o material, a geometria e o tamanho do núcleo. De posse deste parâmetro, o número de espiras para obter-se determinado valor de indutância L pode ser calculado como:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (4.3)$$

Deve-se dar atenção à variação da permeabilidade do material em função da intensidade de campo aplicado e da frequência. Dependendo do projeto, a permeabilidade efetiva pode reduzir-se a cerca de 60 % do seu valor inicial [28], conseqüentemente afetando de forma significativa a indutância obtida.

Sabe-se que a permeabilidade magnética do material sofre maior redução quando a corrente no indutor encontra-se em seu valor de pico I_{pk} . Logo, a intensidade máxima de campo ocorre nesta condição e é calculada por:

$$H_{pk} = \frac{N \cdot I_{pk}}{l_c} \text{ [A/m]} \quad (4.4)$$

Deve-se certificar de que o núcleo candidato à escolha não seja levado à saturação com a aplicação desta força magnetizante. Para isto

determina-se o número de espiras que, por definição de projeto, leve a densidade de fluxo magnético a 80 % do valor de saturação B_{sat} :

$$N_{max,B} = \frac{0,8B_{sat} \cdot l_c}{\mu_0 \cdot \mu_i \cdot I_{pk}} = 62 \text{ espiras} \quad (4.5)$$

onde μ_i representa o valor inicial da permeabilidade relativa do material. Caso se verifique a necessidade de um número de espiras maior que $N_{max,B}$ com determinado núcleo, este núcleo deve ser eliminado da lista de candidados à escolha.

A indutância obtida em função do número de espiras é determinada por:

$$L_{ob}(N) = A_L \cdot \mu_{pu}(H_{int}, f_{int}) \cdot N^2 \quad (4.6)$$

onde μ_{pu} corresponde à permeabilidade do material normalizada em relação à permeabilidade inicial μ_i , para o ponto de interesse onde:

- $H_{int} = H_{pk}$
- $f_{int} = f_s$

Define-se a permeabilidade normalizada no ponto de interesse como:

$$\mu_{pu}(H_{int}, f_{int}) = \mu_{pu,H}(H_{pk}) \cdot \mu_{pu,f}(f_s) \quad (4.7)$$

onde $\mu_{pu,H}$ corresponde à permeabilidade normalizada em função da intensidade do campo aplicado, e $\mu_{pu,f}$ corresponde à permeabilidade normalizada em função da frequência.

As curvas de $\mu_{pu,H}(H)$ e $\mu_{pu,f}(f)$ são fornecidas no catálogo do fabricante do núcleo e podem ser aproximadas por regressões matemáticas. A regressão da curva $\mu_{pu,H}(H)$ do material do núcleo utilizado é dada pela Eq. (4.8)

$$\mu_{pu,H}(H) = \frac{1}{\mu_i} \sqrt{\frac{\mu_i^2 + a\mu_i^3 H + b\mu_i^4 H^2}{1 + c\mu_i H + d\mu_i^2 H^2}} \quad (4.8)$$

com H em Oersted e os coeficientes $a = -3,3 \times 10^{-5}$, $b = -2,22 \times 10^{-10}$, $c = -1,2 \times 10^{-5}$, $d = 1,22 \times 10^{-8}$ são dados do catálogo [27].

A Fig. (67) mostra a curva $\mu_{pu,H}(H)$ originada desta regressão com H em A/m. A partir das curvas do catálogo, verifica-se que para este material, $\mu_{pu,f}(f) \approx 1$ até $f = f_s = 140$ kHz. Logo, para efeitos de projeto, considera-se que:

$$\mu_{pu,f}(f_s) = 1 \quad (4.9)$$

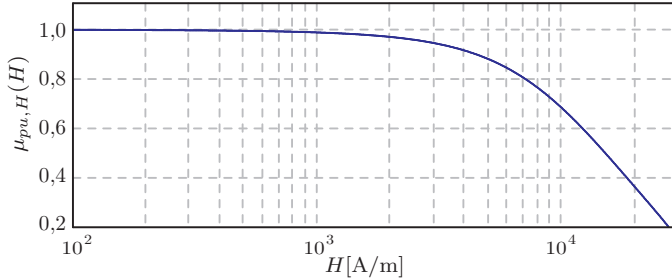


Figura 67 – Variação da permeabilidade com a intensidade de campo.

Deseja-se determinar o número de espiras para que se obtenha:

$$L_{ob}(N) \geq L_{b,min} \quad (4.10)$$

com $L_{ob}(N)$ determinado pela Eq. (4.6) e $L_{b,min}$ dado nas especificações do projeto do indutor.

Não sendo possível encontrar-se uma solução analítica para N na Eq. (4.6), deve-se encontrar seu valor de forma iterativa, visto que μ_{pu} depende de H_{pk} , que por sua vez também depende do número de espiras. Isto se obtém testando a condição da Eq. (4.10) para N variando de 1 a $N_{max,B}$, até que seja satisfetia a condição da Eq. (4.10). Com o núcleo utilizado obteve-se:

$$L_{ob} = 96,5 \mu\text{H} \quad (4.11)$$

com

$$N = 44 \text{ espiras} \quad (4.12)$$

$$H_{pk} = 11,7 \text{ kA/m} \quad (4.13)$$

$$\mu_{pu} = 0,62 \quad (4.14)$$

Uma vez determinado o número de espiras necessário, pode-se calcular o valor da indutância inicial:

$$L_i = A_L \cdot N^2 = 157 \mu\text{H} \quad (4.15)$$

A permeabilidade absoluta do material no ponto de interesse da-se então por:

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_i \cdot \mu_{pu} = 46,4 \mu\text{H/m} \quad (4.16)$$

4.3 PROJETO DO ENROLAMENTO

4.3.1 Escolha do condutor adequado

Nesta etapa, determina-se a bitola do condutor a ser utilizado dentre uma lista de condutores disponíveis. Na metodologia de projeto utilizada, buscou-se a bitola de condutor que minimiza as perdas no cobre e que possibilita atender ao critério de utilização da janela. Para isto, calculou-se as perdas no cobre com cada condutor disponível, até encontrar-se a bitola que resulta na menor dissipação de potência.

Verificou-se que o condutor que atende a estas condições é o condutor AWG 12. As especificações deste condutor são listadas na Tab. (17) e serão tomadas como exemplo nos cálculos apresentados.

Tabela 17 – Especificações do condutor escolhido pelo processo de otimização.

Bitola	AWG 12
Diâmetro do cobre (d_b)	2,05 mm
Diâmetro com isolamento (d_i)	2,13 mm
Área de cobre (A_b)	3,31 mm ²
Área com isolamento (A_i)	3,56 mm ²

O número máximo de espiras que pode ser enrolado de forma a atender ao critério de utilização da janela é dado por:

$$N_{max,w} = K_{u,max} \cdot \frac{ID^2}{d_b^2} = 52 \text{ espiras} \quad (4.17)$$

Deve-se então garantir que:

$$N \leq N_{max,w} \quad (4.18)$$

Caso não seja atendida a condição da Eq. (4.18) com determinado condutor candidato à escolha, este condutor deve ser eliminado da lista de possibilidades para o núcleo escolhido.

Verifica-se que o condutor AWG 12 atende ao requisito, pois de acordo com a Eq. (4.14) são necessárias 44 espiras para obter-se a indutância desejada.

O fator de utilização obtido com o enrolamento é então calculado

por:

$$K_u = \frac{N \cdot d_b^2}{ID^2} = 0,34 \quad (4.19)$$

4.3.2 Projeto do enrolamento

Uma vez conhecido o número de espiras e o condutor a ser utilizado, deve-se estimar o número de camadas do enrolamento. Esta informação é necessária para o cálculo da resistência para corrente alternada, principalmente em alta frequência.

O número máximo de condutores que pode ser enrolado em cada camada do enrolamento, considerando a disposição geométrica teórica mostrada na Fig. (68), é aproximado por:

$$N_{max,cam} = \pi \left[\frac{ID}{d_i} - (2n - 1) \right], N_{cam} \geq 1 \quad (4.20)$$

onde n corresponde ao número da camada.

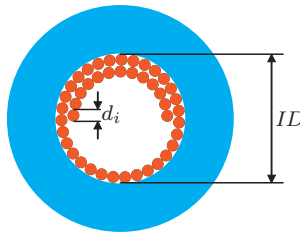


Figura 68 – Disposição dos condutores na janela do núcleo para estimação do número de camadas.

A Tab. (18) mostra o número máximo teórico de espiras até a quarta camada para a combinação de núcleo e condutor escolhidos.

Verifica-se a possibilidade de se enrolar $31 + 13$ espiras, obtendo-se um número total de camadas N_{cam} equivalente a:

$$N_{cam} = 1,52 \quad (4.21)$$

Tabela 18 – Número máximo de espiras por camada.

n	$N_{max,cam}$
1	31
2	24
3	18
4	12

O comprimento do condutor é então estimado por:

$$l_w = N \cdot l_t = 2,38 \text{ m} \quad (4.22)$$

onde l_t corresponde ao comprimento médio de espira obtido em catálogo para o núcleo escolhido, para um fator de utilização de 40 %.

4.4 PERDAS NO COBRE

4.4.1 Resistência para corrente contínua

O valor da resistência para corrente contínua R_{cc} do enrolamento é calculado por:

$$R_{cc} = \frac{4l_w \cdot \rho_T}{\pi \cdot d_b^2} \quad (4.23)$$

onde ρ_T corresponde à resistividade do cobre na temperatura máxima de operação T_{max} estipulada no projeto, aproximada pela Eq. (4.24) [12].

$$\rho_T = 17,8 \times 10^{-9} \cdot [1 + 0,0039 \cdot (T_{max} - 20)] [\Omega \cdot \text{m}] \quad (4.24)$$

Para o projeto realizado estima-se:

$$R_{cc} = 16,8 \text{ m}\Omega \quad (4.25)$$

4.4.2 Resistência para corrente alternada

A resistência para corrente alternada do enrolamento é determinada pelo produto da resistência para corrente contínua pelo fator de

resistência F_r , que varia em função da frequência.

$$R_{ca}(f) = R_{cc} \cdot F_r(f) \quad (4.26)$$

Considerando-se a influência dos efeitos pelicular e de proximidade em um enrolamento multi-camadas, o fator de resistência é aproximado pela Eq. (4.27) [28].

$$F_r(f) = A \cdot \left[\frac{e^{2A} - e^{-2A} + 2 \operatorname{sen}(2A)}{e^{2A} + e^{-2A} - 2 \operatorname{cos}(2A)} + \frac{2}{3} (N_{cam}^2 - 1) \cdot \frac{e^A - e^{-A} - 2 \operatorname{sen}(A)}{e^A + e^{-A} + 2 \operatorname{cos}(A)} \right] \quad (4.27)$$

onde

$$A = \left(\frac{\pi}{4} \right)^{\frac{3}{4}} \cdot \frac{d_b}{\delta_w} \cdot \sqrt{\eta_w} \quad (4.28)$$

onde η_w é o fator de porosidade, considerado tipicamente igual a 0,8, e δ_w é a profundidade de penetração do cobre na temperatura máxima de operação:

$$\delta_w = \sqrt{\frac{\rho T}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f}} \quad (4.29)$$

A aproximação do fator de resistência em função da frequência para o condutor escolhido é mostrada na Fig. (69), para enrolamentos variando de 1 a 3 camadas.

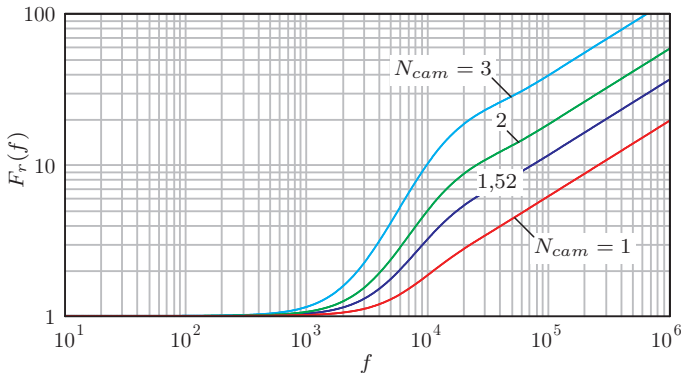


Figura 69 – Fator de resistência do condutor AWG 12.

A Tab. (19) apresenta o valor do fator de resistência e a resistência para corrente alternada na frequência da rede f_g e nos cinco primeiros múltiplos da frequência de comutação f_s .

Tabela 19 – Resistência para corrente alternada.

f	$F_r(f)$	$R_{ca}(f)$
60 Hz	$\approx 1,00$	16,8 m Ω
140 kHz	13,9	234 m Ω
280 kHz	19,7	332 m Ω
420 kHz	24,2	406 m Ω
560 kHz	27,9	469 m Ω
700 kHz	31,2	524 m Ω

4.4.3 Espectro da corrente no indutor

Para o cálculo das perdas no cobre, além dos valores de resistência para corrente alternada, é necessário determinar-se o espectro da corrente no indutor *boost*. Sabe-se que a forma de onda da corrente que percorre o indutor ao longo de um ciclo da rede pode ser aproximada por um número finito de segmentos de reta, conforme detalhe ilustrado na Fig. (70).

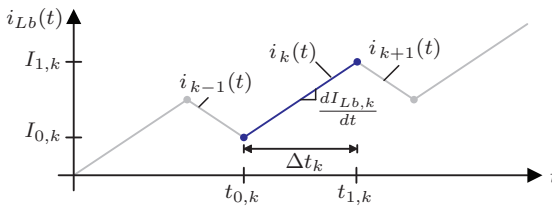


Figura 70 – Aproximação da corrente no indutor *boost* por segmentos de reta.

O espectro da corrente pode ser determinado calculando-se os coeficientes da série de Fourier para cada um destes segmentos de reta $i_k(t)$ analisado isoladamente no período da rede. Ao final, soma-se a contribuição de todos os segmentos de reta para a formação do espectro da forma de onda final.

A contribuição do k-ésimo segmento de reta para os coeficientes da série de Fourier é dada por:

$$a_{n,k} = \frac{2}{T_g} \cdot \int_{t_{0,k}}^{t_{1,k}} i_k(t) \cdot \cos(2\pi \cdot n \cdot f_g \cdot t) dt \quad (4.30)$$

$$b_{n,k} = \frac{2}{T_g} \cdot \int_{t_{0,k}}^{t_{1,k}} i_k(t) \cdot \text{sen}(2\pi \cdot n \cdot f_g \cdot t) dt \quad (4.31)$$

onde:

$$i_k(t) = I_{0,k} + (t - t_{0,k}) \cdot \frac{dI_{Lb,k}}{dt} \quad (4.32)$$

com

$$t_{0,k} = t_{1,k-1} \quad (4.33)$$

$$I_{0,k} = I_{1,k-1} \quad (4.34)$$

$$t_{1,k} = t_{0,k} + \Delta t_k \quad (4.35)$$

$$I_{1,k} = I_{0,k} + \Delta t_k \cdot \frac{dI_{Lb,k}}{dt} \quad (4.36)$$

T_g - Período da rede elétrica;

$t_{0,k}$ - Instante de tempo onde se inicia o k-ésimo segmento de reta;

$t_{1,k}$ - Instante de tempo onde termina o k-ésimo segmento de reta;

Δt_k - Duração do k-ésimo segmento de reta;

$I_{0,k}$ - Corrente no início do k-ésimo segmento de reta;

$I_{1,k}$ - Corrente no final do k-ésimo segmento de reta;

$\frac{dI_{Lb,k}}{dt}$ - Inclinação do k-ésimo segmento de reta;

n - Ordem do harmônico da frequência da rede.

A solução das Equações (4.30) e (4.31) leva a:

$$a_{n,k} = -\frac{1}{2 \cdot n^2 \cdot \pi^2} \cdot \left[4 \cdot I_{0,k} \cdot \pi \cdot n \cdot A \cdot B + 2 \cdot \frac{dI_{Lb,k}}{dt} \cdot T_g \cdot B^2 \right. \\ \left. - \frac{dI_{Lb,k}}{dt} \cdot T_g - 2 \cdot I_{0,k} \cdot D \cdot \pi \cdot n - \frac{dI_{Lb,k}}{dt} \cdot C \cdot T_g \right. \\ \left. - 2 \cdot \frac{dI_{Lb,k}}{dt} \cdot \pi \cdot n \cdot t_{1,k} \cdot D + 2 \cdot \frac{dI_{Lb,k}}{dt} \cdot t_{0,k} \cdot D \cdot \pi \cdot n \right] \quad (4.37)$$

$$\begin{aligned}
b_{n,k} = \frac{1}{2 \cdot n^2 \cdot \pi^2} \cdot [& 4 \cdot I_{0,k} \cdot \pi \cdot n \cdot B^2 - 2 \cdot I_{0,k} \cdot \pi \cdot n \\
-2 \cdot \frac{dI_{Lb,k}}{dt} \cdot T_g \cdot A \cdot B - 2 \cdot C \cdot I_{0,k} \cdot \pi \cdot n + \frac{dI_{Lb,k}}{dt} \cdot D \cdot T_g \\
-2 \cdot \frac{dI_{Lb,k}}{dt} \cdot \pi \cdot n \cdot t_{1,k} \cdot C + 2 \cdot C \cdot \frac{dI_{Lb,k}}{dt} \cdot t_{0,k} \cdot \pi \cdot n] & \quad (4.38)
\end{aligned}$$

onde:

$$\begin{aligned}
A &= \text{sen}(t_{0,k} \cdot \pi \cdot n \cdot f_g) \\
B &= \text{cos}(t_{0,k} \cdot \pi \cdot n \cdot f_g) \\
C &= \text{cos}(2 \cdot t_{1,k} \cdot \pi \cdot n \cdot f_g) \\
D &= \text{sen}(2 \cdot t_{1,k} \cdot \pi \cdot n \cdot f_g)
\end{aligned} \quad (4.39)$$

Os pontos que ligam os segmentos de reta são obtidos a partir de uma simulação numérica do conversor, onde são registrados apenas os pontos onde ocorrem as comutações.

Os coeficientes a_n e b_n da série de Fourier para a forma de onda completa da corrente no indutor *boost* em um ciclo da rede são o somatório das contribuições de cada segmento de reta:

$$a_n = \sum_{k=1}^{k_{max}} a_{n,k}, \quad b_n = \sum_{k=1}^{k_{max}} b_{n,k} \quad (4.40)$$

A amplitude de cada harmônico de ordem n da corrente é então calculada por:

$$I_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (4.41)$$

e o valor eficaz do respectivo harmônico é dado por:

$$I_{n,ef} = \frac{I_n}{\sqrt{2}} \quad (4.42)$$

A Fig. (71) mostra uma comparação entre o espectro calculado e o espectro obtido com uma ferramenta de simulação (PSIM), para faixas de frequência próximas aos três primeiros múltiplos de f_s , com $f_g = 50$ Hz e $f_s = 140$ kHz. Verifica-se boa correspondência entre os pontos calculados pelas equações sugeridas e os pontos obtidos do simulador.

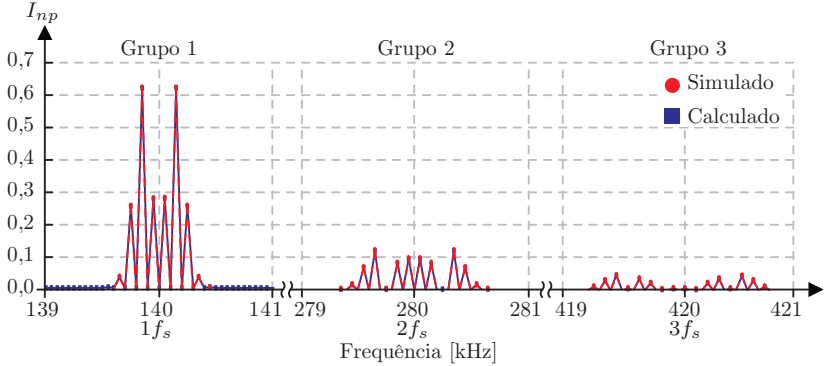


Figura 71 – Comparação entre o espectro calculado e simulado da corrente no indutor *boost*.

4.4.4 Cálculo das perdas

Sabe-se que a potência dissipada no cobre, considerando-se a presença de todas as componentes harmônicas da corrente e a resistência para corrente alternada para cada uma destas componentes, é determinada por:

$$P_w = \sum_{n=1}^{\infty} [I_{n,ef}^2 \cdot R_{ca}(n \cdot f_g)] \quad (4.43)$$

No entanto, esta potência pode ser calculada mais rapidamente, ainda com boa precisão, considerando-se apenas a contribuição de N_g grupos com $(2N_b + 1)$ frequências cada, centrados em cada harmônico da frequência de comutação. Para isto, define-se a potência dissipada pelo k -ésimo grupo de frequências como:

$$P_{w,k} = \sum_{n=n_k-N_b}^{n_k+N_b} [I_{n,ef}^2 \cdot R_{ca}(n \cdot f_g)] \quad (4.44)$$

onde:

$$n_k = k \cdot \frac{f_s}{f_g}. \quad (4.45)$$

Assim, evita-se avaliar o resultado das expressões (4.37), (4.38) e (4.27) para componentes de frequência que não apresentam amplitude significativa, e que conseqüentemente, contribuem muito pouco para as perdas.

Para o cálculo da potência dissipada pela componente fundamental da corrente, considera-se que:

$$R_{ca}(f_g) \approx R_{cc} \quad (4.46)$$

Logo, a potência dissipada pela componente fundamental é aproximada por:

$$P_{w,lf} = \frac{I_{gp}^2}{2R_{cc}} = 4,68 \text{ W} \quad (4.47)$$

A potência dissipada pelas componentes de alta frequência é aproximada por:

$$P_{w,hf} = \sum_{k=1}^{N_g} P_{w,k} \quad (4.48)$$

Com $N_g = 5$ e $N_b = 100$ obteve-se:

$$P_{w,hf} = 0,141 \text{ W} \quad (4.49)$$

A potência total dissipada no cobre é então determinada pela soma das potências calculadas anteriormente:

$$P_w = P_{w,lf} + P_{w,hf} = 4,82 \text{ W} \quad (4.50)$$

A Tab. (20) mostra os valores de potência dissipada para a componente fundamental da corrente e para cada grupo de componentes centrado nas frequências múltiplas de f_s .

No projeto de exemplo, verifica-se a predominância das perdas causadas pela componente fundamental. Entretanto, a significância das perdas causadas pelas componentes de alta frequência tende a aumentar com o aumento da ondulação de corrente no indutor e com o aumento do número de camadas do enrolamento.

Tabela 20 – Perdas no cobre.

Perda	Valor	% do total
$P_{w,1}$	0,1254 W	2,60 %
$P_{w,2}$	0,0120 W	0,25 %
$P_{w,3}$	0,0023 W	0,05 %
$P_{w,4}$	0,0011 W	0,02 %
$P_{w,5}$	0,0005 W	0,01 %
$P_{w,lf}$	4,682 W	97,05 %
$P_{w,hf}$	0,141 W	2,93 %
P_w	4,82 W	100 %

4.5 PERDAS NO NÚCLEO

As perdas no núcleo são calculadas através do método intitulado "Improved Generalized Steinmetz Equation" (iGSE), apresentado em [29]. Este método emprega os mesmos coeficientes k_c , α_c e β_c da Eq. (4.51), conhecida como equação de Steinmetz, que aproxima as perdas no núcleo para excitações senoidais.

$$P_c = k_c \cdot f^{\alpha_c} \cdot B_{pk}^{\beta_c} \quad (4.51)$$

B_{pk} - Amplitude de pico da densidade de fluxo com formato senoidal;
 f - Frequência da excitação senoidal.

O método iGSE propõe uma equação que relaciona a perda instantânea $p_c(t)$ no núcleo com a taxa de variação instantânea da densidade de fluxo $\frac{dB}{dt}$ e com a amplitude pico-a-pico ΔB desta variação:

$$p_c(t) = k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^{\alpha_c} \cdot (\Delta B)^{\beta_c - \alpha_c} \quad (4.52)$$

onde o coeficiente k_i é dado pela Eq. (4.53).

$$k_i = \frac{k_c}{(2\pi)^{\alpha_c - 1} \int_0^{2\pi} |\cos(\theta)|^{\alpha_c} \cdot 2^{\beta_c - \alpha_c} d\theta} \quad (4.53)$$

De acordo com [29], o método iGSE se mostra bastante preciso para o cálculo de perdas com formas onda de densidade de fluxo senoidais e não senoidais. Devido a isto, optou-se por sua utilização para a

estimação das perdas no projeto otimizado.

A forma de onda da densidade de fluxo no indutor *boost* é aproximada por:

$$B(t) = \frac{\mu \cdot N \cdot i_{Lb}(t)}{l_c} \quad (4.54)$$

A Fig. (72) mostra a forma de onda da densidade de fluxo para uma corrente $i_{Lb}(t)$ obtida através de simulação numérica.

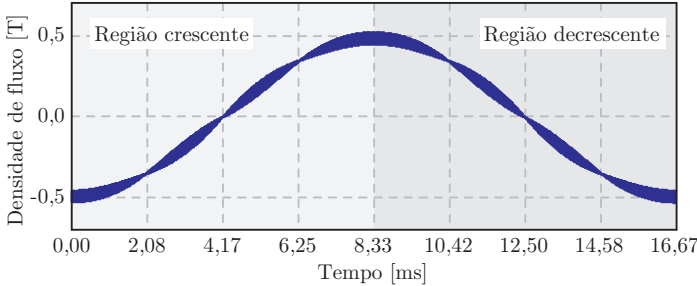


Figura 72 – Simulação da densidade de fluxo magnético no indutor *boost*.

A forma de onda de $B(t)$ é inicialmente dividida entre uma região crescente e uma região decrescente. A região crescente é definida como a região da curva que se inicia no ponto de menor densidade de fluxo e que termina no ponto de maior densidade de fluxo. Esta região pode conter segmentos de reta com derivada positiva ou negativa, como ilustrado na Fig. (73)(a).

De forma similar, a região decrescente se inicia no ponto de maior densidade de fluxo e termina no ponto de menor densidade de fluxo, podendo conter segmentos de reta com derivada positiva ou negativa, como ilustrado na Fig. (73)(b).

O algoritmo sugerido em [29], que também foi implementado no programa de otimização do indutor, identifica os segmentos lineares pertencentes ao laço maior e os segmentos que formam laços menores. A partir destes, é calculada a energia por volume dissipada em cada segmento, através da Eq. (4.55).

$$E_k = k_i \left| \frac{dB_k}{dt} \right|^{\alpha_c} \cdot (\Delta B_k)^{\beta_c - \alpha_c} \cdot \Delta t_k \text{ [J/m}^3\text{]} \quad (4.55)$$

onde:

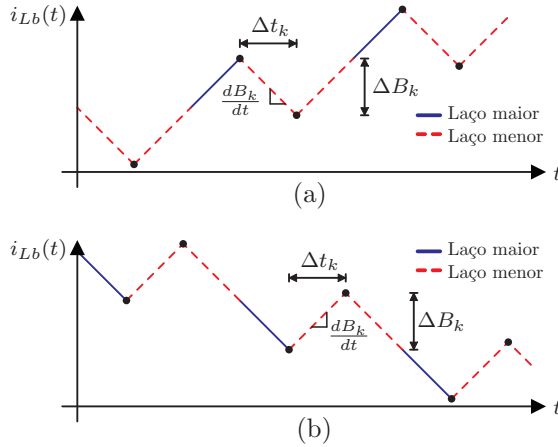


Figura 73 – Separação de laços maiores e laços menores. (a) Região crescente. (b) Região decrescente.

$\frac{dB_k}{dt}$ - Taxa de variação da densidade de fluxo no k -ésimo segmento linear;

ΔB_k - Amplitude pico-a-pico do laço (maior ou menor) correspondente ao k -ésimo segmento linear;

Δt_k - Duração do k -ésimo segmento linear.

A energia dissipada no núcleo em um ciclo da rede é então calculada por:

$$E_c = V_c \cdot \sum_{k=1}^{K_{max}} E_k = 9,76 \text{ mJ} \quad (4.56)$$

onde V_c é o volume de material magnético do núcleo.

Finalmente, a potência média dissipada pelo núcleo é calculada por:

$$P_c = \frac{E_c}{T_g} = 0,586 \text{ W} \quad (4.57)$$

4.6 ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA

A elevação de temperatura é o último e decisivo critério para determinar se o núcleo escolhido pode ser utilizado no projeto. De posse da potência dissipada no cobre e no núcleo, calcula-se a potência

total dissipada pelo indutor *boost*:

$$P_{Lb} = P_c + P_w = 5,41 \text{ W} \quad (4.58)$$

A elevação de temperatura no indutor pode então ser estimada pela Eq. (4.59) [28].

$$\Delta T_{Lb} = 450 \left(\frac{P_{Lb}}{A_t} \right)^{0,826} = 53,2^\circ\text{C} \quad (4.59)$$

onde A_t é a área de dissipação de calor do indutor, em cm^2 .

A temperatura de operação é então calculada por:

$$T_{oper} = T_{amb} + \Delta T_{Lb} = 98,2^\circ\text{C} \quad (4.60)$$

É necessário assegurar que:

$$T_{oper} \leq T_{max} \quad (4.61)$$

Caso a condição da Eq. (4.61) não seja atendida, deve-se descartar o núcleo da lista de possibilidades para o projeto.

4.7 ESCOLHA DO NÚCLEO DE MENOR VOLUME

A metodologia de projeto otimizado é resumida pelo fluxograma apresentado na Fig. (74). Repetindo-se os cálculos apresentados neste capítulo para cada modelo de núcleo disponível no banco de dados, obteve-se uma lista com núcleos de tamanhos diversos e que atendem aos requisitos do projeto. Escolheu-se então o núcleo de menor volume. Devido a questões construtivas, optou-se por enrolar quatro condutores AWG 18 torcidos, dado que esta associação apresenta maior maleabilidade e resulta em uma área de seção transversal de cobre semelhante à do condutor AWG 12.

A Fig. (75) apresenta uma imagem termográfica do indutor quando em operação no protótipo experimental, após atingir-se o regime térmico. Verificou-se uma elevação de temperatura de $51,7^\circ\text{C}$ em relação à temperatura ambiente, valor este muito próximo do valor teórico estimado de $53,2^\circ\text{C}$.

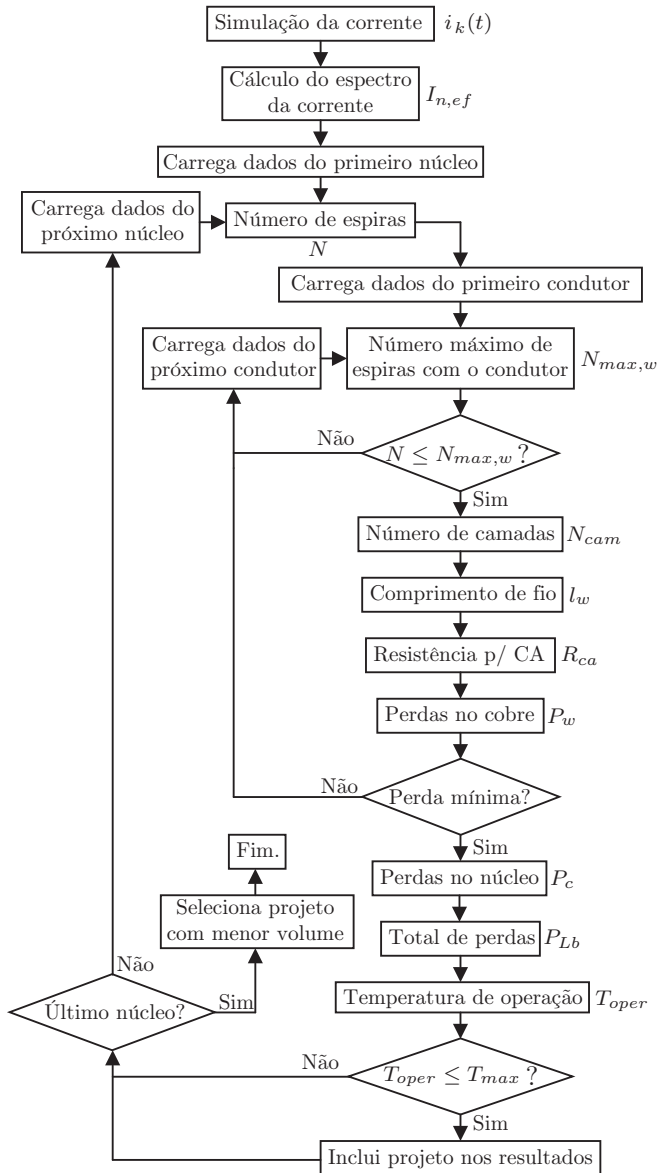


Figura 74 – Fluxograma simplificado do projeto otimizado do indutor *boost*.

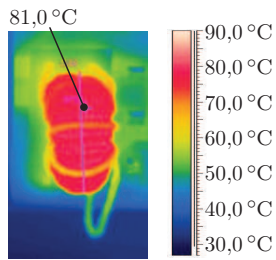


Figura 75 – Temperaturas medidas no indutor *boost* em operação com $V_{g,ef} = 187 \text{ V}$, $P_o = 3010 \text{ W}$ e temperatura ambiente $T_{amb} = 29,3 \text{ °C}$.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR

Para a obtenção dos resultados experimentais, foi construído um protótipo com as mesmas especificações da Tab. (4). A implementação deste conversor é ilustrada na Fig. (76).

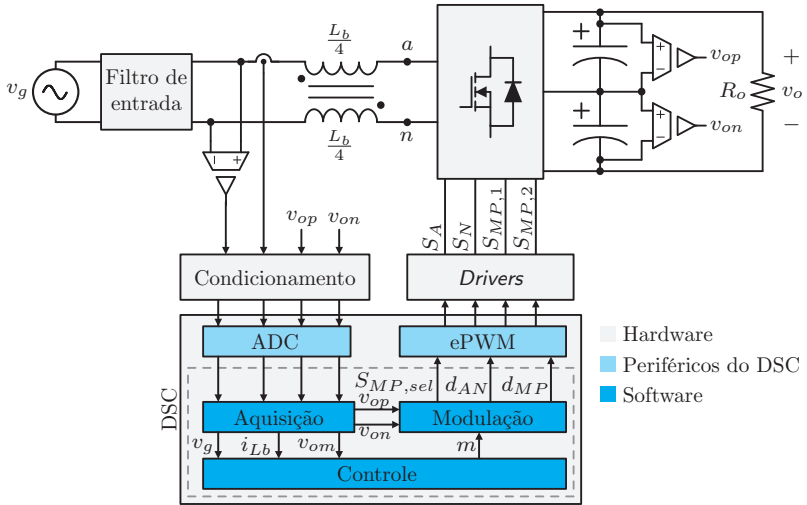


Figura 76 – Implementação.

Como controlador digital foi utilizado um DSC de baixo custo fabricado pela Texas Instruments. A Tab. (5) apresenta as características importantes deste controlador [30]. A programação foi realizada em linguagem C com instruções de baixo nível, encontradas em [31], visando otimizar o tempo de cálculo para conseguir-se trabalhar com as frequências de comutação e amostragem desejadas. O sensoriamento da tensão de entrada, incluído no protótipo, é utilizado apenas na implementação da técnica de controle por valores médios da corrente.

Os componentes foram montados em uma placa de circuito impresso de quatro camadas, cujo layout foi desenvolvido no laboratório. Para os circuitos de sinal foram utilizados componentes com tecnologia de montagem em superfície. A Fig. (77) apresenta uma foto do

protótipo em sua bancada de testes.

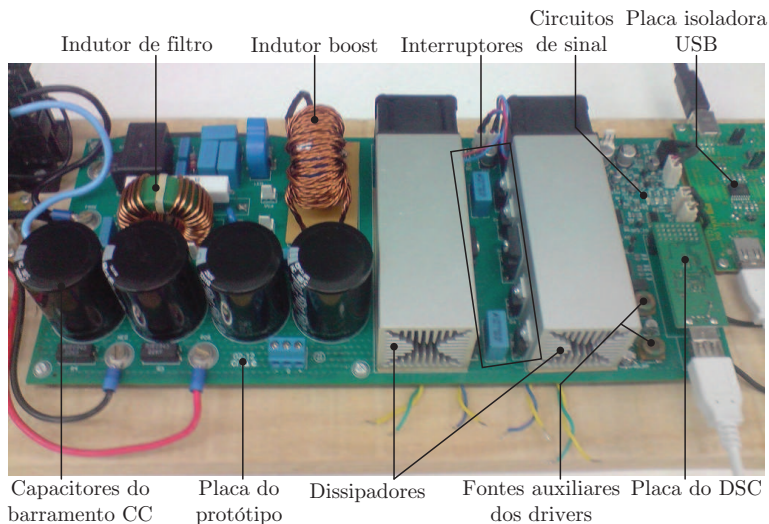


Figura 77 – Foto do protótipo experimental.

5.2 FORMAS DE ONDA

As principais formas de onda do conversor são mostradas na Fig. (79) e comparadas com a simulação da Fig. (78). Destaca-se a formação dos três níveis de tensão em v_{an} para cada semiciclo da rede elétrica. A corrente instantânea no indutor *boost* também é exibida.

Na Fig. (81) é exibida a forma de onda para a corrente na rede elétrica. Na Fig. (80) são mostradas as mesmas formas de onda em simulação. Verifica-se que a distorção presente na tensão da rede, próximo ao pico da forma de onda, é também reproduzida na corrente, devido ao comportamento resistivo emulado pelo conversor.

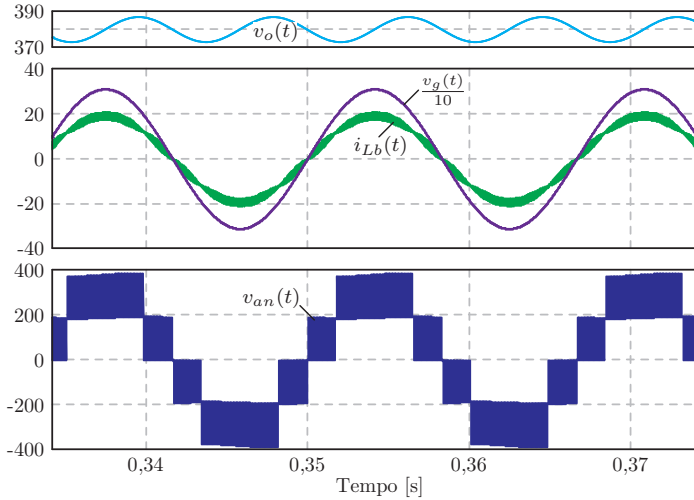


Figura 78 – Simulação do conversor mostrando os níveis de tensão $v_{an}(t)$, tensão na rede $v_g(t)$, corrente no indutor $i_{Lb}(t)$ e tensão de saída $v_o(t)$. ($P_o = 3000 \text{ W}$)

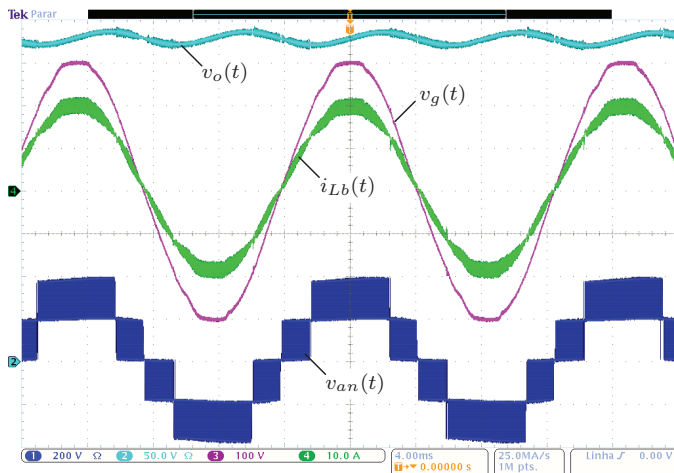


Figura 79 – Tensão $v_{an}(t)$ (C1), tensão de saída v_o (C2), tensão na rede elétrica $v_g(t)$ (C3), corrente no indutor boost $i_{Lb}(t)$ (C4). ($P_o = 3010 \text{ W}$)

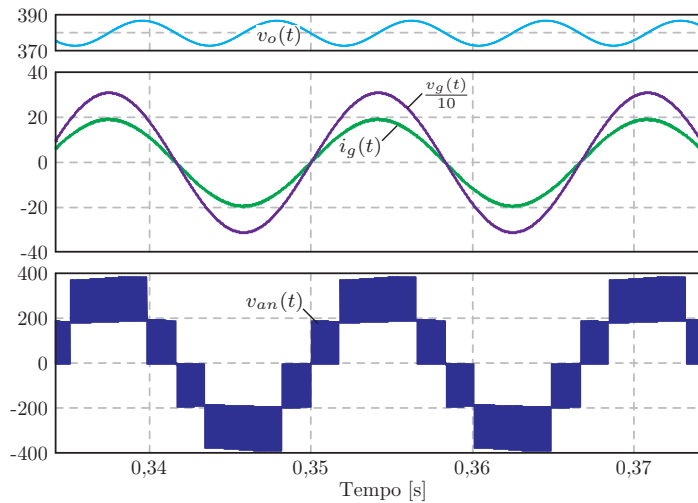


Figura 80 – Simulação do conversor mostrando os níveis de tensão $v_{an}(t)$, tensão na rede $v_g(t)$, corrente na rede $i_g(t)$ e tensão de saída $v_o(t)$. ($P_o = 3000\text{ W}$)

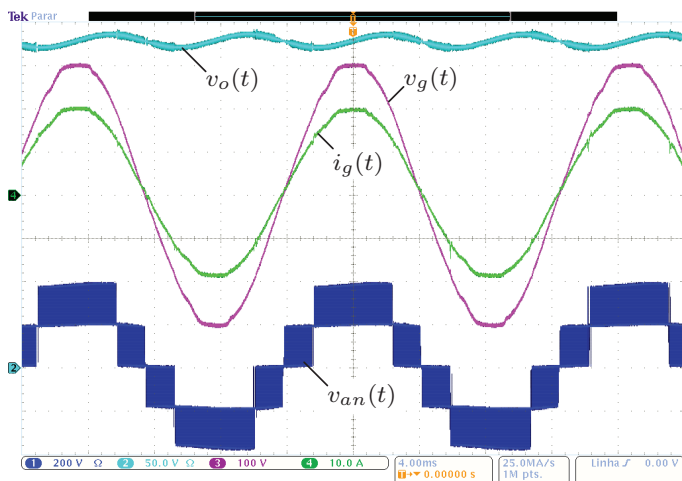


Figura 81 – Tensão $v_{an}(t)$ (C1), tensão de saída v_o (C2), tensão na rede elétrica $v_g(t)$ (C3), corrente na rede $i_g(t)$ (C4). ($P_o = 3010\text{ W}$)

Na Fig. (83) são mostradas as tensões sobre os interruptores $S_{MP,1}$ e $S_{MP,2}$, juntamente com a corrente no indutor *boost*. Verifica-se o funcionamento da estratégia de modulação no que diz respeito à escolha dos estados redundantes para a manutenção do balanço das tensões do barramento CC. Uma simulação é apresentada na Fig. (82).

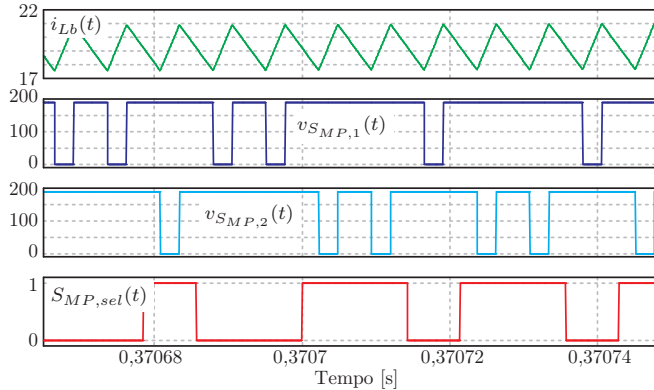


Figura 82 – Simulação do conversor mostrando a corrente no indutor $i_{Lb}(t)$ e as tensões sobre os interruptores $S_{MP,1}$ $v_{S_{MP,1}}(t)$ e $S_{MP,2}$ $v_{S_{MP,2}}(t)$.

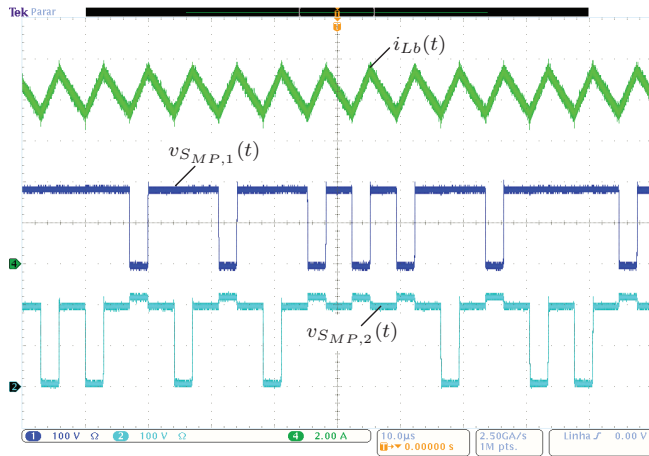


Figura 83 – Tensão sobre o interruptor $S_{MP,1}$ (C1), tensão sobre o interruptor $S_{MP,2}$ (C2), corrente no indutor $i_{Lb}(t)$ (C4).

As tensões bloqueadas pelos MOSFETs são mostradas na Fig. (85). Verifica-se a comutação de níveis de tensão iguais a metade da tensão de saída do conversor em todos os interruptores comandados. A simulação é mostrada na Fig. (84).

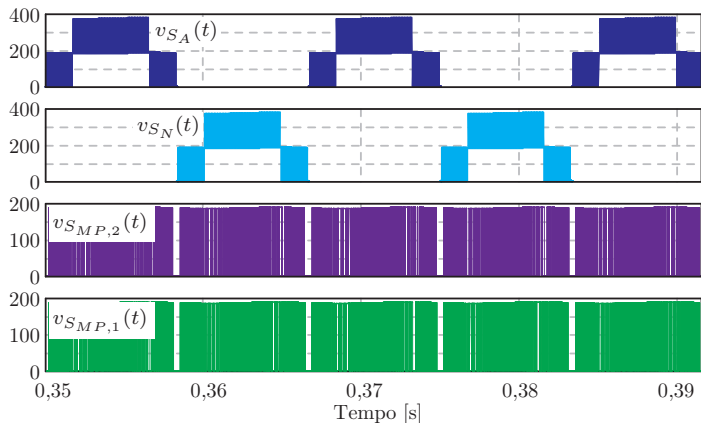


Figura 84 – Simulação mostrando a tensão sobre todos os interruptores comandados.

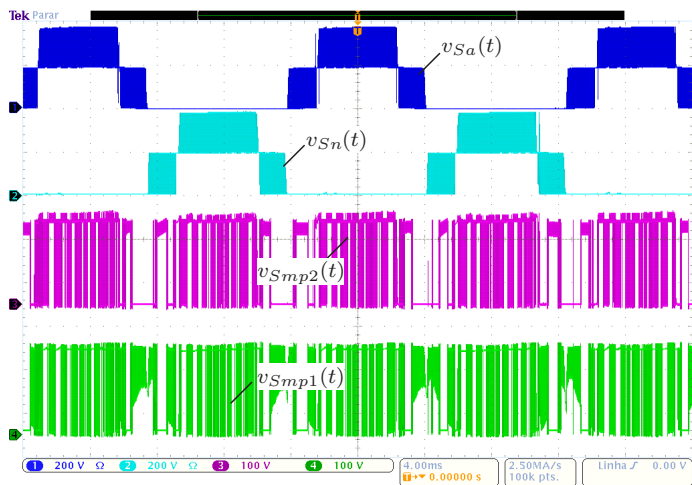


Figura 85 – Tensão sobre os interruptores comandados.

Na Fig. (87) são mostradas as tensões das duas metades do barramento CC corretamente equilibradas, juntamente com a corrente na rede elétrica.

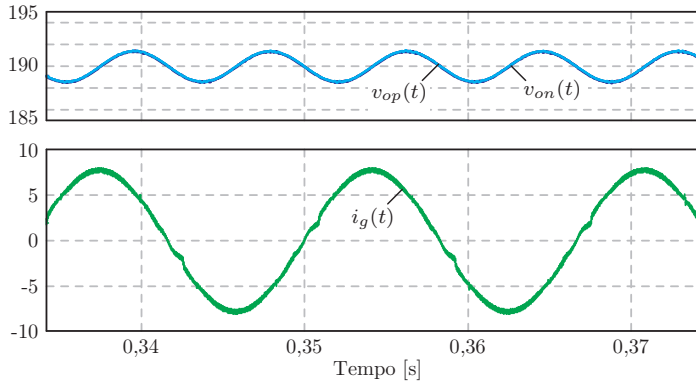


Figura 86 – Simulação mostrando a tensão no lado positivo do barramento CC $v_{op}(t)$, tensão no lado negativo do barramento CC $v_{on}(t)$, corrente no indutor $i_{Lb}(t)$. ($P_o = 1200 \text{ W}$)

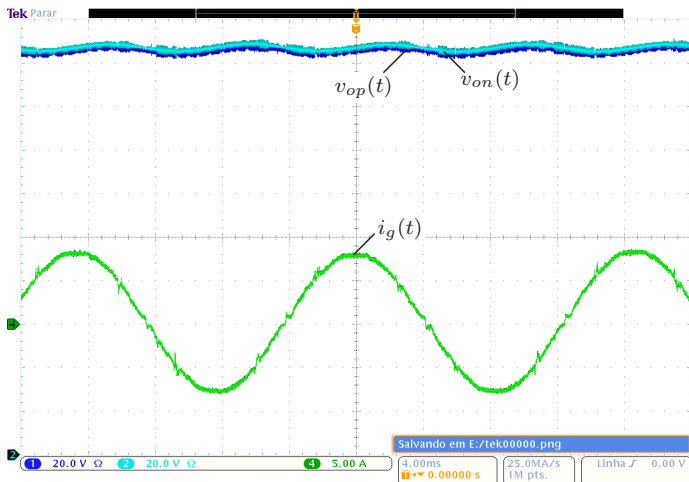


Figura 87 – Tensão no lado positivo do barramento CC $v_{op}(t)$ (C1), tensão no lado negativo do barramento CC $v_{on}(t)$ (C2), corrente no indutor $i_{Lb}(t)$ (C4). ($P_o = 1180 \text{ W}$)

A Fig. (88) mostra tensão e corrente na rede elétrica com o conversor operando com a técnica de autocontrole com carga nominal.

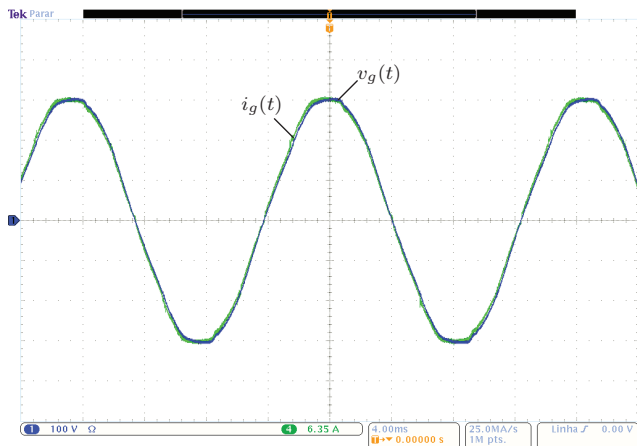


Figura 88 – Tensão e corrente na rede usando autocontrole em potência nominal.

A Fig. (89) mostra o conversor operando estavelmente a 20 % de carga nominal com a técnica de autocontrole, utilizando o controlador avanço-atraso adaptativo.

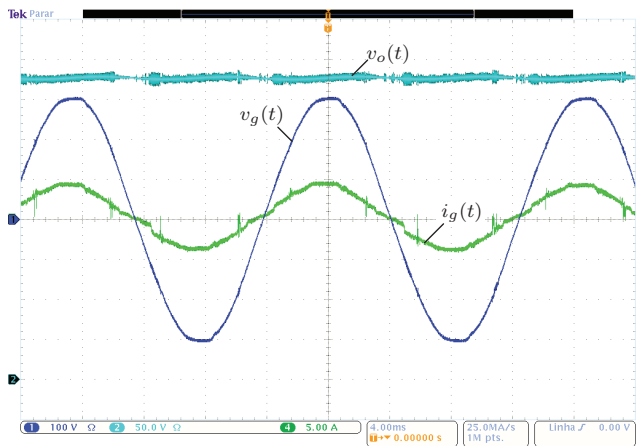


Figura 89 – Tensão na rede $v_g(t)$ (C1), tensão de saída v_o (C2), corrente na rede $i_g(t)$ (C4) para 20 % da potência nominal usando autocontrole.

5.3 COMPORTAMENTO DINÂMICO

O desempenho dinâmico da malha de controle da tensão de saída foi verificando através de ensaios com adições e retiradas parciais de cargas resistivas. Para cada ensaio realizado, é mostrada uma simulação em condições similares. Nos gráficos de simulação, é incluído o sinal instantâneo de medição $v_{om}(t)$ obtido através do filtro média-móvel. Este sinal reproduz o valor médio da tensão de saída, para períodos de 1/120 Hz, e é o sinal efetivamente utilizado para controlar a tensão do barramento.

Os ensaios foram realizados com tensão de entrada nominal de 220 V, fornecida através de um auto-transformador com relação de transformação variável.

É verificado um desempenho dinâmico superior quando da utilização da técnica de autocontrole da corrente, no que diz respeito ao tempo de acomodação da tensão de saída. Esta vantagem se deve à relação inversa existente entre a tensão presente na saída do conversor e a amplitude da corrente de entrada, o que favorece a regulação de tensão.

5.3.1 Controle por valores médios

Degrau de 40% para 100% de carga:

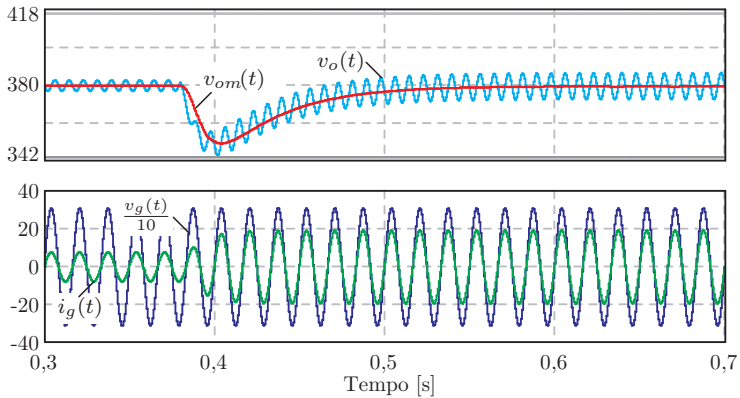


Figura 90 – Degrau de carga 40% - 100% com controle por valores médios (simulação).

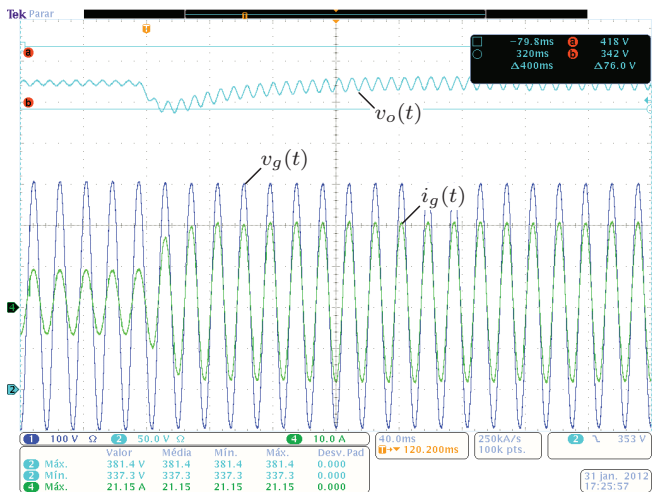


Figura 91 – Degrau de carga 40% - 100% com controle por valores médios.

Degrau de 100 % para 40 % de carga:

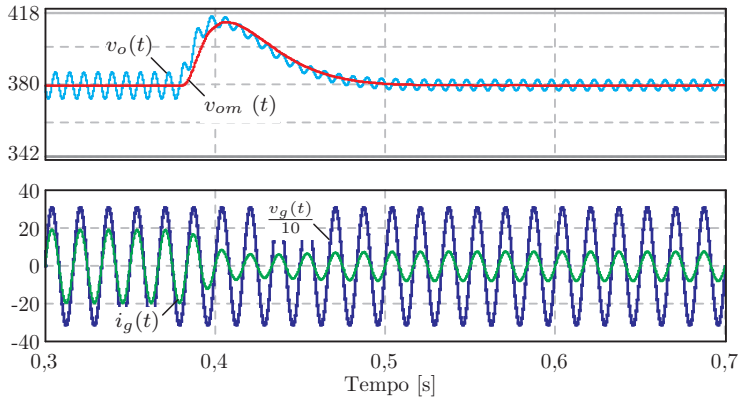


Figura 92 – Degrau de carga 100 % - 40 % com controle por valores médios (simulação).

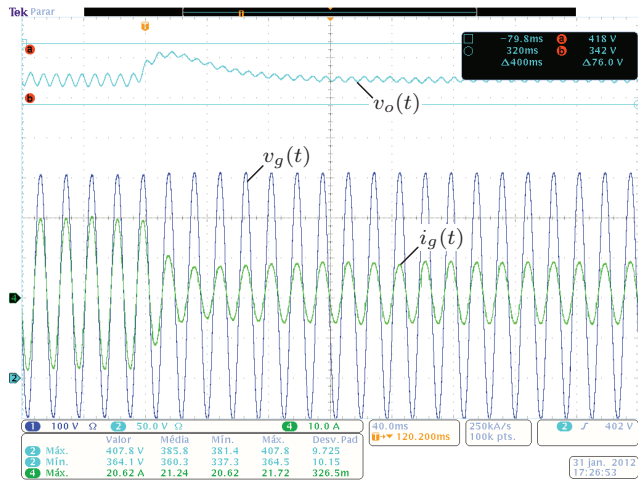


Figura 93 – Degrau de carga 100 % - 40 % com controle por valores médios.

5.3.2 Autocontrole

Degrau de 40% para 100% de carga:

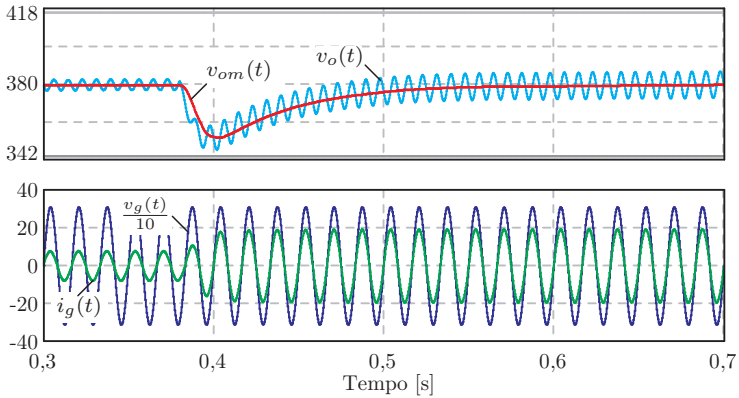


Figura 94 – Degrau de carga 40% - 100% com autocontrole da corrente de entrada (simulação).

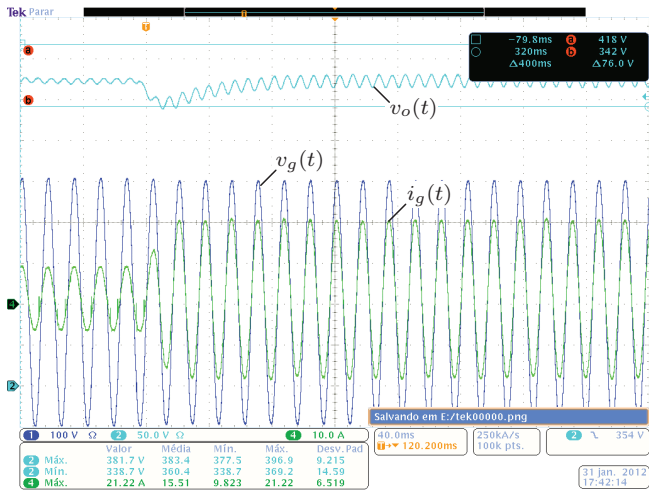


Figura 95 – Degrau de carga 40% - 100% com autocontrole da corrente de entrada.

Degrau de 100 % para 40 % de carga:

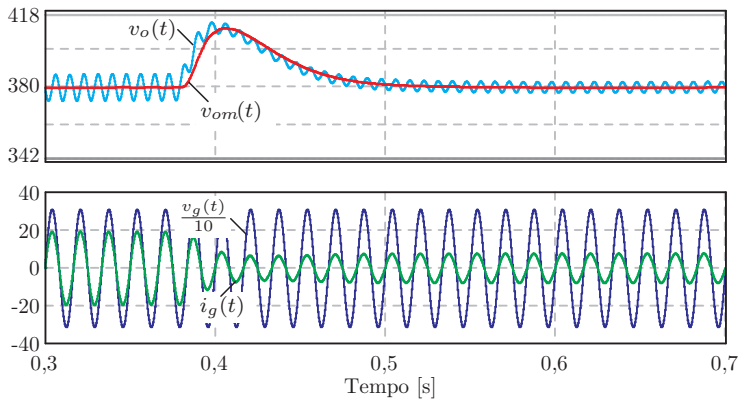


Figura 96 – Degrau de carga 100 % - 40 % com autocontrole da corrente de entrada (simulação).

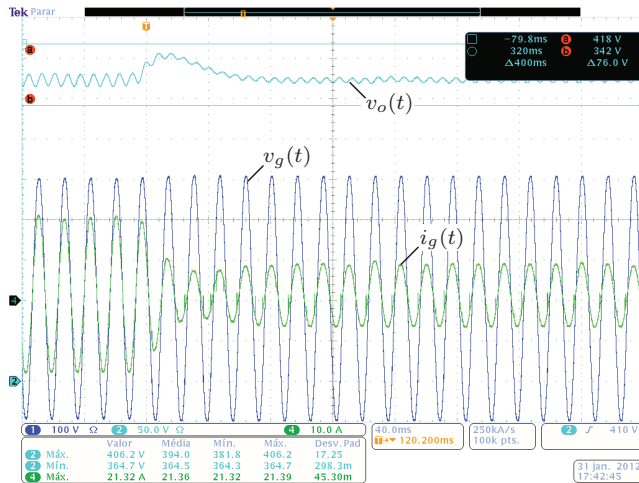


Figura 97 – Degrau de carga 100 % - 40 % com autocontrole da corrente de entrada.

5.4 PARTIDA DO CONVERSOR

A Fig. (98) mostra a partida do conversor a vazio, seguida de conexão e desconexão de carga total, com controle por valores médios.

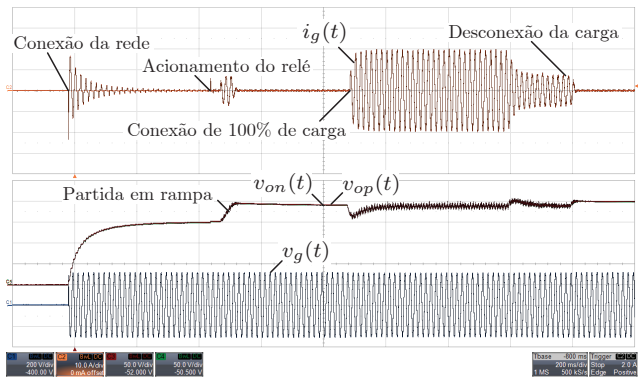


Figura 98 – Partida do conversor com controle por valores médios.

Na Fig. (99) é repetido o experimento da Fig. (98), desta vez com a técnica de autocontrole. Verifica-se a capacidade do conversor de operar a vazio sem provocar instabilidades no controle da corrente de entrada.

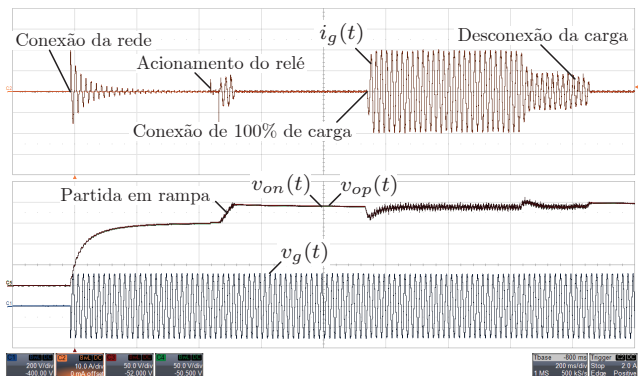


Figura 99 – Partida do conversor com autocontrole da corrente de entrada.

5.5 DISTORÇÃO HARMÔNICA DE CORRENTE

As Figs. (100) e (101) mostram o espectro da corrente na entrada do conversor comparado com os limites da classe A da norma IEC 61000-3-2. Verifica-se o atendimento a estes limites em todas as condições de carga mostradas.

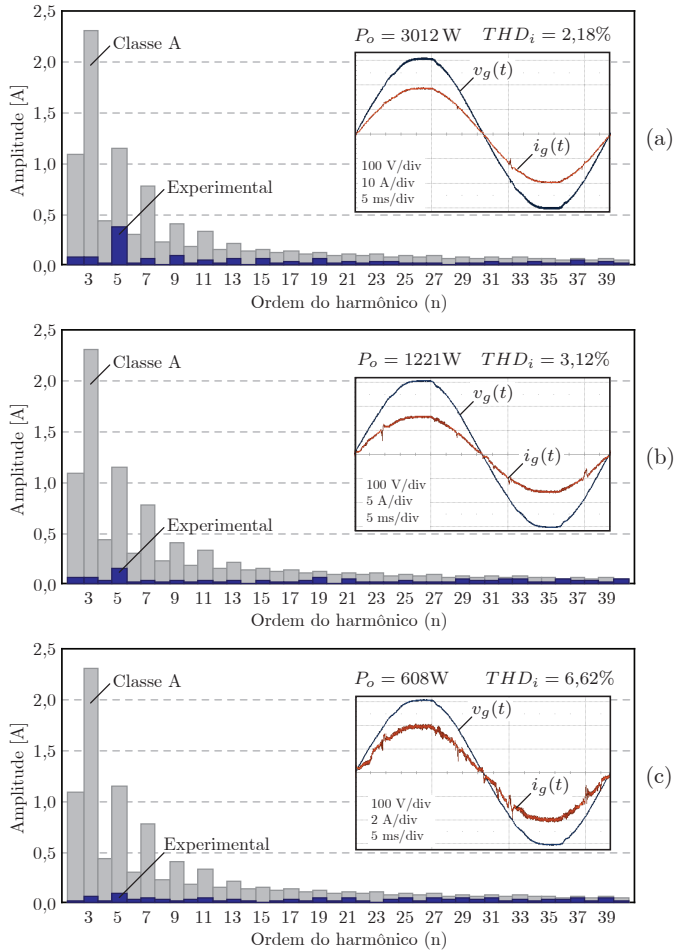


Figura 100 – Análise harmônica da corrente de entrada com controle por valores médios. (a) Carga nominal. (b) 40% de carga. (c) 20% de carga.

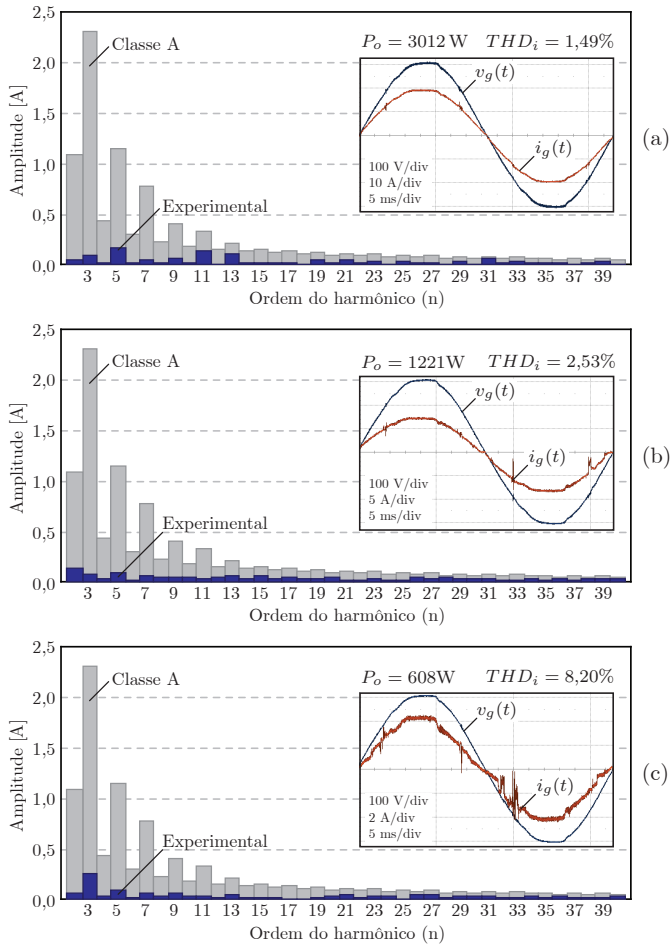


Figura 101 – Análise harmônica da corrente de entrada com autocontrole. (a) Carga nominal. (b) 40% de carga. (c) 20% de carga.

5.6 RENDIMENTO E FATOR DE POTÊNCIA

Foram realizados ensaios de rendimento para operação com tensão de entrada nominal (220 V) e com tensão de entrada no limite mínimo da especificação de projeto (187 V). Os resultados são mostrados na Fig. (102), onde os pontos no gráfico representam as medições realizadas. Obteve-se um rendimento máximo de 98,5% em 30% e 35% da potência nominal e uma curva de tendência bastante plana. Tais características comprovam a adequação do conversor estudado a aplicações que demandam rendimento elevado.

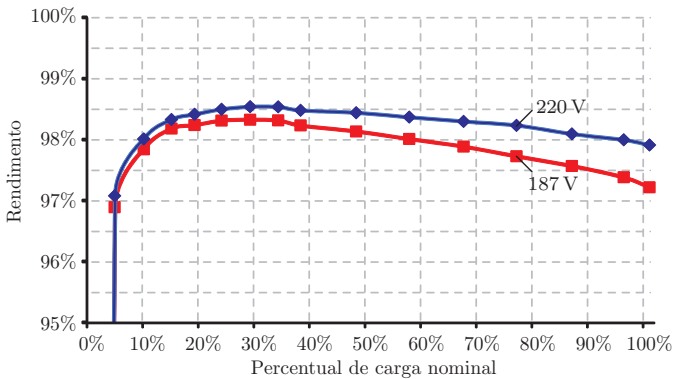


Figura 102 – Curvas de rendimento para tensão de entrada nominal e para tensão mínima de projeto.

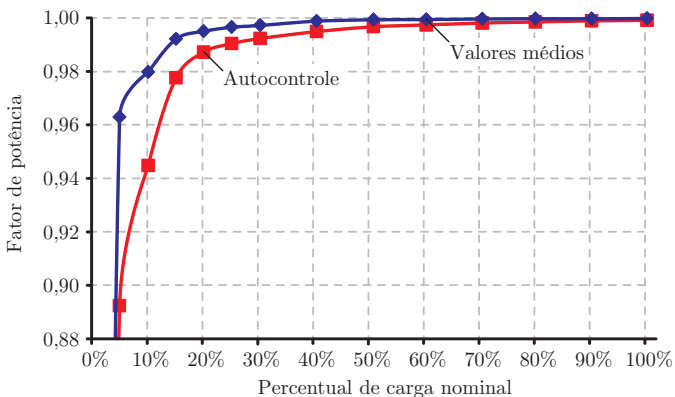


Figura 103 – Fator de potência obtido com o protótipo experimental.

A Fig. (103) apresenta os pontos medidos no ensaio de fator de potência, onde verifica-se que o protótipo construído opera com um fator de potência muito próximo da unidade. Com carga reduzida, observa-se um fator de potência mais elevado com controle por valores médios, por conta do adiantamento da corrente com a técnica de autocontrole.

A Fig. (104) mostra a taxa de distorção harmônica calculada a partir das medições realizadas no protótipo experimental, em diversas condições de carga. Considerou-se para o cálculo os harmônicos até o de ordem 40. Com a técnica de autocontrole, abaixo de 20% da carga nominal, observa-se um aumento da THD_i devido à distorção causada pela perturbação no sinal modulante, utilizada para controlar a potência do conversor nesta faixa. As medições foram realizadas com uma tensão de entrada apresentando uma THD_v variando na faixa de 2% a 3% durante os ensaios.

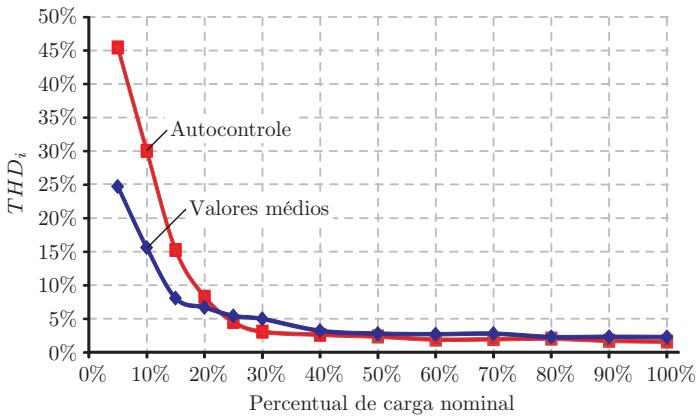


Figura 104 – Taxa de distorção harmônica da corrente obtida com o protótipo experimental.

A Fig. (105) mostra as temperaturas medidas no protótipo com carga nominal, após regime térmico, através de uma câmera de infravermelho modelo SC655 da FLIR Systems. As medições foram realizadas com tensão de entrada de 187 V, visto que esta representa a situação que gera maiores perdas no conversor, e conseqüentemente, maior aquecimento nos componentes.

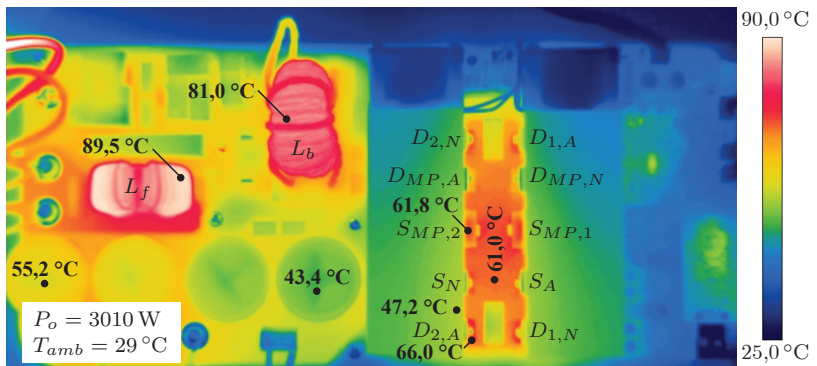


Figura 105 – Temperaturas medidas no protótipo com carga nominal e tensão de entrada de 187 V.

6 CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente trabalho apresentou estudos sobre uma nova topologia de retificador monofásico com fator de potência e rendimento elevados. No início do trabalho, são ressaltados os benefícios da correção do fator de potência em retificadores monofásicos que são frequentemente utilizados em fontes chaveadas com potências de até alguns kilowatts.

Os estudos mostraram que o uso desta estrutura, que integra a ponte retificadora a diodos com o estágio CC-CC, insere poucos dispositivos no percurso da corrente, ocasionando baixas perdas em condução. A operação com três níveis de tensão, usando a estratégia de modulação sugerida, resulta na comutação de tensões menores que nas estruturas de dois níveis. A combinação destas características propiciou a obtenção de um rendimento elevado, o qual foi demonstrado nos resultados experimentais. A modulação utilizada também possibilitou a manutenção do balanço de tensões no barramento CC, através de uma lógica de simples implementação, que não exige o uso de controladores adicionais.

Verificou-se que o conversor estudado propicia também a redução do volume de dispositivos magnéticos em comparação com as estruturas de dois níveis aplicáveis em potências similares, pois utiliza somente um indutor *boost* para operação nos dois semiciclos da rede elétrica. Para o projeto físico do indutor *boost*, empregou-se uma metodologia de otimização que possibilitou a obtenção do valor de indutância estipulado através de um dispositivo magnético com dimensões reduzidas, compatível com a potência processada pelo conversor.

Duas técnicas de controle foram estudadas e aplicadas ao conversor de exemplo: a técnica de controle por valores médios e o autocontrole da corrente de entrada. Uma metodologia de projeto para os compensadores foi apresentada para cada uma delas. Ambas as técnicas se mostraram aplicáveis ao conversor, produzindo resultados similares em termos de fator de potência e distorção da corrente.

O estudo foi validado através da implementação de um protótipo experimental de 3kW. O fator de potência e o desempenho dinâmico do protótipo construído foram verificados com as duas técnicas de controle. Para o controle da tensão de saída, verificou-se um desempenho dinâmico superior quando da utilização da técnica de autocontrole da corrente de entrada.

Para a técnica de autocontrole, verificou-se que problemas de estabilidade ocorrem quando o conversor opera com carga reduzida

utilizando um controlador digital, em função dos atrasos introduzidos no sistema. Para pequenos valores de indutância *boost*, estes efeitos são ainda mais pronunciados. Um novo controlador adaptativo e metodologia de projeto foram então propostos, o que possibilitou a operação do conversor em ampla faixa de variação de carga utilizando esta técnica. Apesar do aumento em complexidade de *software* (maior número de filtros), a implementação do controlador sugerido se mostrou realizável em um DSC de baixo custo.

Nos resultados experimentais, verificou-se que a corrente de entrada do retificador apresentou baixos níveis de conteúdo harmônico, atendendo aos limites da norma IEC 61000-3-2, em diversos níveis de carga.

Todas estas características apresentadas indicam que o conversor estudado, com a metodologia de projeto apresentada, mostra-se bastante atrativo para aplicações em fontes de alimentação com entrada CA monofásica, que possuam altos níveis de exigência para rendimento, qualidade de energia e densidade de potência.

Para trabalhos futuros, sugere-se a proposta de um conversor com faixa de tensão de entrada universal e a estimação das perdas de comutação através de ensaios com diferentes tecnologias de interruptores e diodos. Sugere-se também uma avaliação dos esforços para operação com cargas desequilibradas, com conexão aos três terminais do barramento CC.

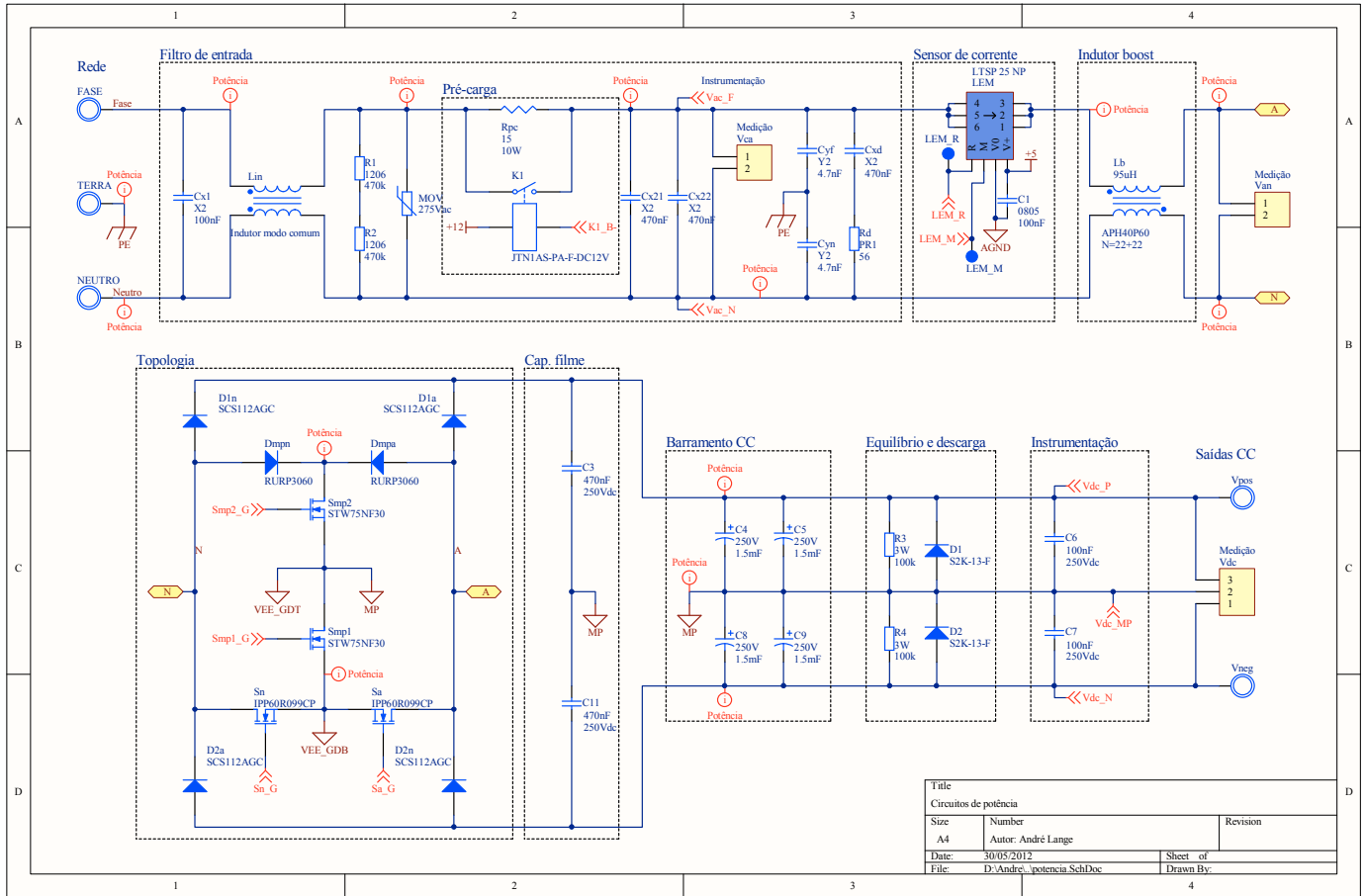
REFERÊNCIAS

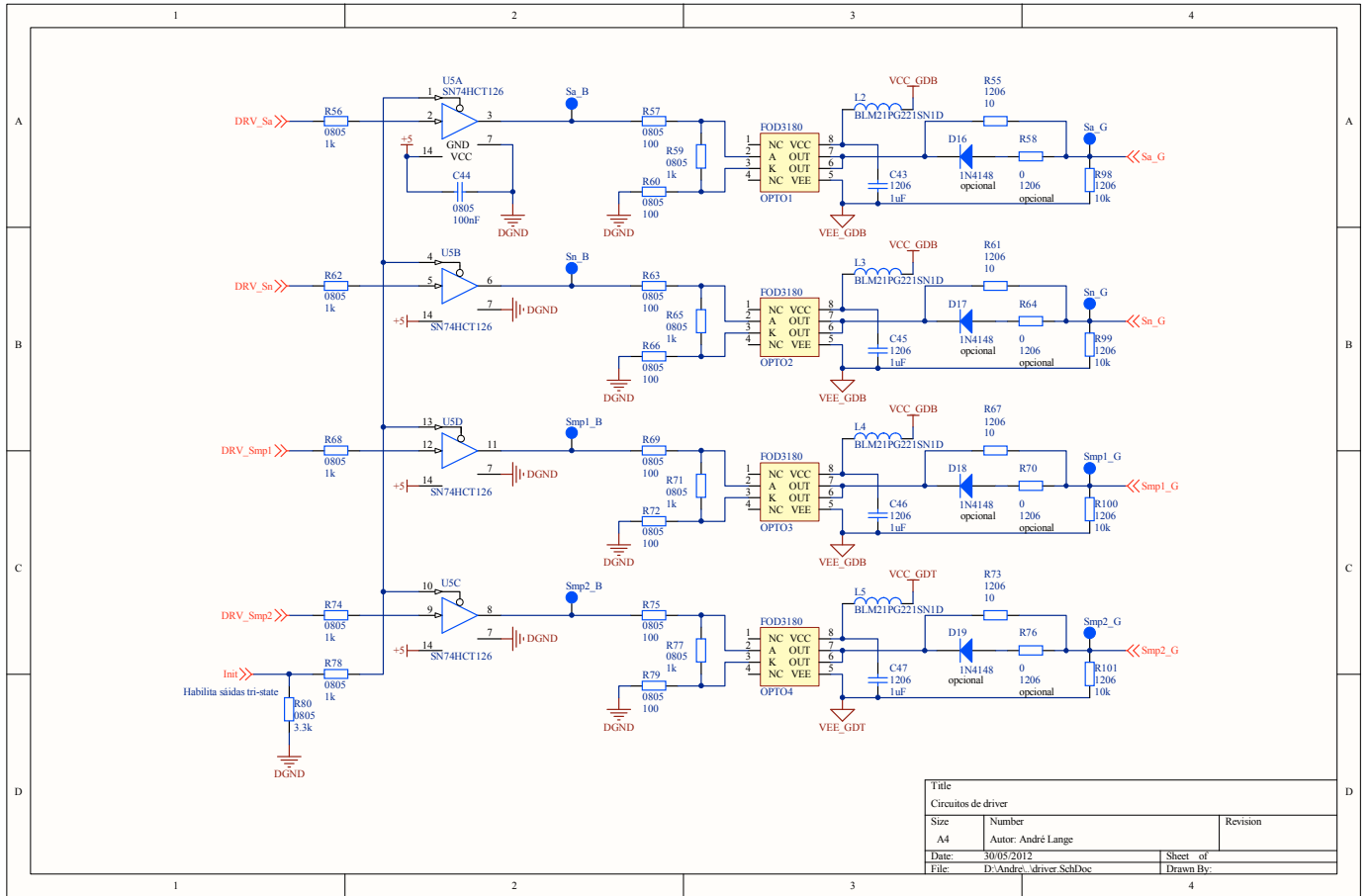
- [1] FORTENBERY, B.; KOOMEY, J. G. *Assessment of the Impacts of Power Factor Correction in Computer Power Supplies on Commercial Building Line Losses*. [S.l.], 2006. (California Energy Commission Contract).
- [2] AGENCY, U. D. o. E. U. E. P. *Energy Star*. Disponível em: <<http://www.energystar.gov/>>.
- [3] SOLUTIONS, E. P. L. *80 PLUS Certified Power Supplies and Manufacturers*. Disponível em: <<http://www.plugloadsolutions.com/80PlusPowerSupplies.aspx>>.
- [4] KASSICK, E. V. *Harmônicas em Sistemas Industriais de Baixa Tensão*. Florianópolis: [s.n.], 2008.
- [5] D. M. Michell. *AC-DC Converter having an improved power factor*. 1983.
- [6] TOLLIK, D.; PIETKIEWICZ, A. Comparative analysis of 1-phase active power factor correction topologies. In: *14th International Telecommunications Energy Conference, 1992. INTELEC '92*. [S.l.: s.n.]. p. 517–523.
- [7] SOUZA, A. F.; BARBI, I. High power factor rectifier with reduced conduction and commutation losses. In: *The 21st International Telecommunication Energy Conference, 1999. INTELEC '99*. [S.l.: s.n.]. p. 5 pp.
- [8] SOLDANO, M.; LU, B. *EMI Noise Reduction Circuit and Method for Bridgeless PFC Circuit*. 2006. 13 p.
- [9] HELDWEIN, M. L.; ORTMANN, M. S.; MUSSA, S. A. Single-phase pwm boost-type unidirectional rectifier doubling the switching frequency. In: *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09*. [S.l.: s.n.]. p. 1–10.
- [10] ZHANG, M. T. et al. Single-phase three-level boost power factor correction converter. In: *Tenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995*. [S.l.: s.n.]. p. 434–439 vol.1.

- [11] MUSAVI, F.; EBERLE, W.; DUNFORD, W. G. A high-performance single-phase bridgeless interleaved pfc converter for plug-in hybrid electric vehicle battery chargers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 47, n. 4, p. 1833–1843, 2011.
- [12] HELDWEIN, M. L. *EMC Filtering of Three-Phase PWM Converters*. 591 p. Tese (Doutorado), 2008.
- [13] RIFA, E. *Electronic Capacitors Application Guide*. 14 p.
- [14] ERICKSON, R. W. Optimal single resistors damping of input filters. In: *Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 1073–1079 vol.2.
- [15] BARBI, I. *Eletrônica de Potência*. 6a edição. ed. Florianópolis: Edição do autor, 2006. 315 p.
- [16] MATTAVELLI, P.; BUSO, S. *Digital Control in Power Electronics*. [S.l.]: Morgan and Claypool Publishers, 2006.
- [17] SINGH, B. et al. A review of single-phase improved power quality ac-dc converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 50, n. 5, p. 962–981, 2003.
- [18] FU-ZEN, C.; MAKSIMOVIC, D. Digital control for improved efficiency and reduced harmonic distortion over wide load range in boost pfc rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 10, p. 2683–2692, 2010.
- [19] KIMBALL, J. W.; KREIN, P. T. A current-sensorless digital controller for active power factor correction control based on kalman filters. In: *Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008*. [S.l.: s.n.]. p. 1328–1333.
- [20] OHNISHI, T.; HOJO, M. Dc voltage sensorless single-phase pfc converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 2, p. 404–410, 2004.
- [21] BORGONOVO, D. et al. A self-controlled power factor correction single-phase boost pre-regulator. In: *PESC '05. IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 2351–2357.

- [22] BEN-YAAKOV, S.; ZELTSER, I. The dynamics of a pwm boost converter with resistive input. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, n. 3, p. 613–619, 1999.
- [23] RAJAGOPALAN, J.; LEE, F. C.; NORA, P. A generalized technique for derivation of average current mode control laws for power factor correction without input voltage sensing. In: *Twelfth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '97 Conference Proceedings*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. 81–87 vol.1.
- [24] BORGONOVO, D.; HELDWEIN, M. L.; MUSSA, S. A. Application of the nios ii processor-fpga on the digital control of a single-phase pfc rectifier. In: *COMPEL 2008. 11th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–7.
- [25] MATHER, B. A. et al. A simple digital power-factor correction rectifier controller. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 1, p. 9–19, 2011.
- [26] BORGONOVO, D. *Análise, Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos*. 274 p. Tese (Doutorado), Florianópolis, 2005.
- [27] LTD., A. C. *Advanced Powder Core for High Current PFC/Output Choke Application*. 26 p. Disponível em: <<http://www.amocore.co.kr/index/link/PowderCore.pdf>>.
- [28] KAZIMIERCZUK, M. K. *High-Frequency Magnetic Components*. 1st edition. ed. Dayton: [s.n.], 2009. 510 p.
- [29] VENKATACHALAM, K. et al. Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only steinmetz parameters. In: *2002 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings*. [S.l.: s.n.]. p. 36–41.
- [30] INSTRUMENTS, T. *Piccolo Microcontrollers*. 2010. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/gpn/tms320f28027>>.
- [31] INSTRUMENTS, T. *TMS320C28x Optimizing C/C++ Compiler v6.0*. 2011. Disponível em: <<http://www.ti.com/>>.

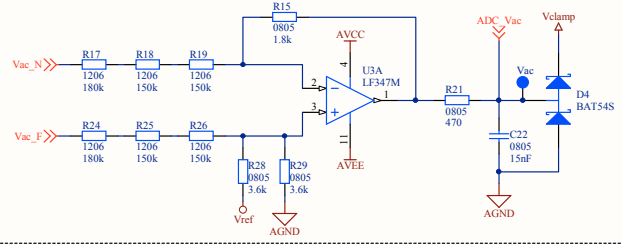
APÊNDICE A – Diagramas esquemáticos



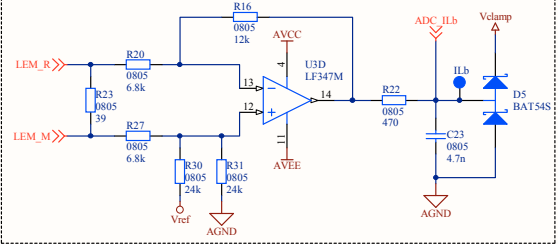


Title		
Circuitos de driver		
Size	Number	Revision
A4	Autor: André Lange	
Date:	30/05/2012	Sheet of
File:	D:\Andre\driver.SchDoc	Drawn By:

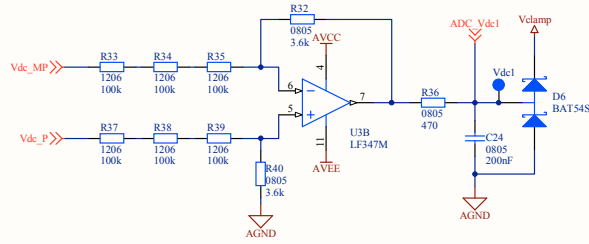
Tensão CA de entrada: -400...400 V



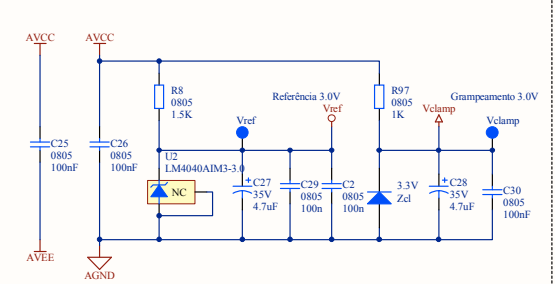
Corrente CA no indutor: -43.6...43.6 A



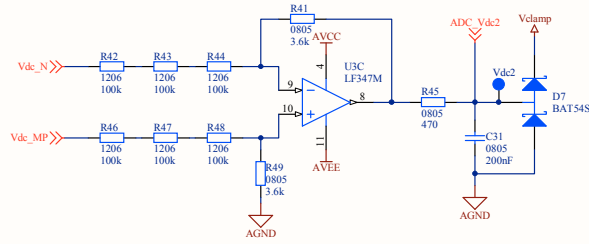
Tensão CC de saída positiva: 0...250 V



Alimentação e tensões de referência e grameamento para os sinais do ADC

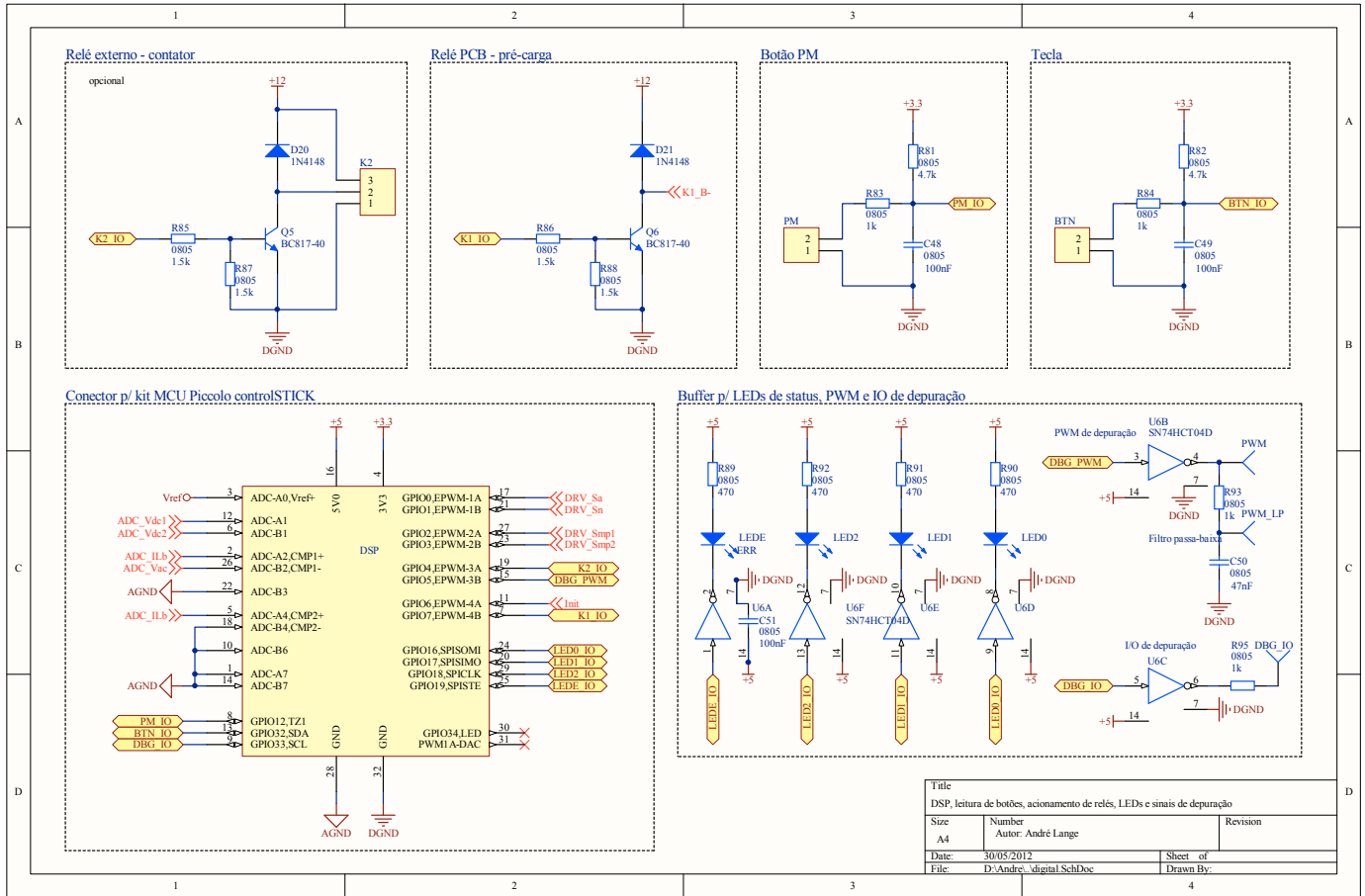


Tensão CC de saída negativa: 0...250V

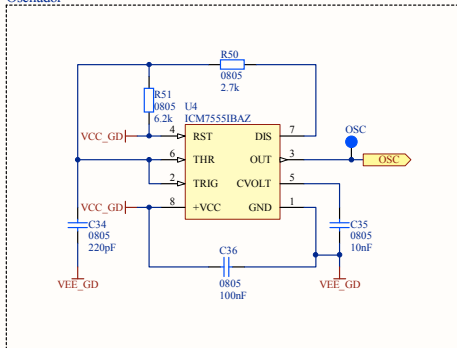


Titulo
Circuitos de instrumentação

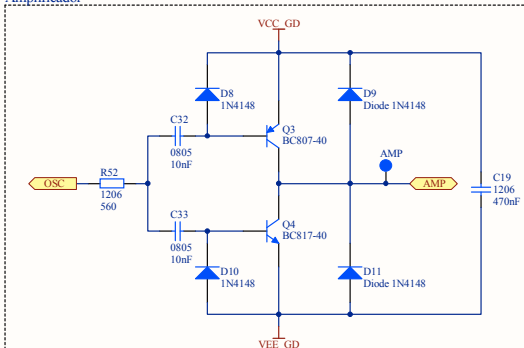
Size A4	Number Autor: André Lange	Revision
Date: 30/05/2012	Sheet of	
File: D:\Andr\instrumentacao\SchDoc	Drawn By:	



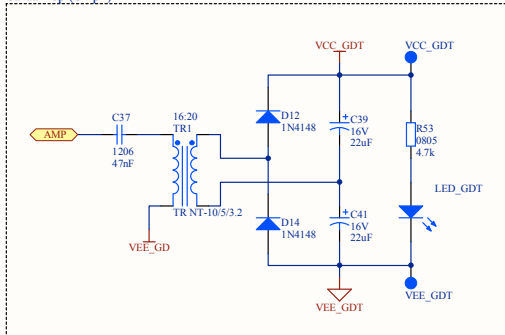
Oscilador



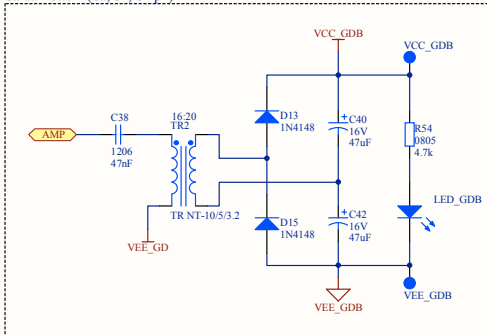
Amplificador



Saída Top (Smp2)

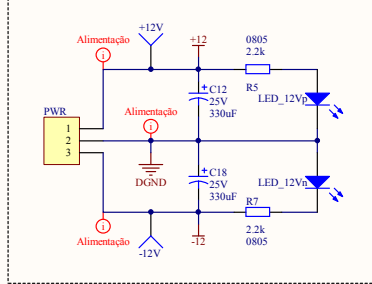


Saída Bottom (Sa, Sn, Smp1)

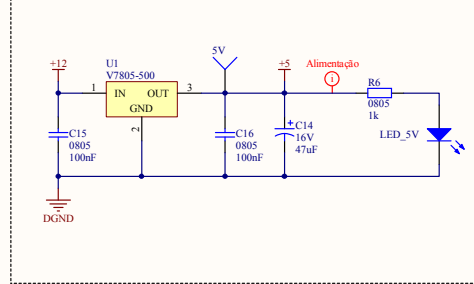


Title		
Conversor auxiliar para alimentação dos drivers		
Size	Number	Revision
A4	Autor: André Lange	
Date:	30/05/2012	Sheet of
File:	D:\Andre_\fonte aux driver SchDoc	Drawn By:

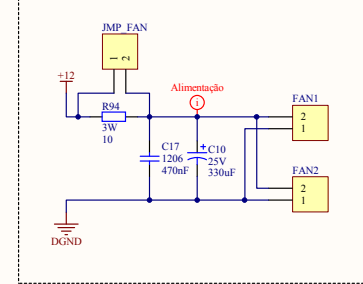
Alimentação principal: Entradas +12V e -12V



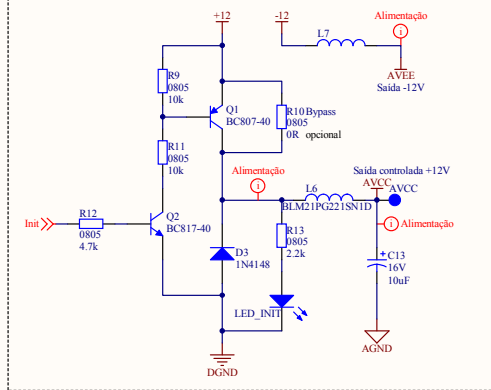
Regulador abaixador comutado: Saída 5V



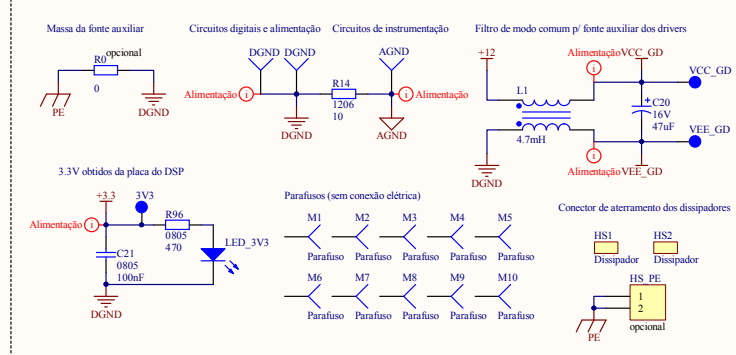
Ventiladores: Saídas 12V com resistor de potência



Alimentação dos circuitos de instrumentação: Saídas +12V e -12V com filtro



Diversos



Title		
Tensões de alimentação auxiliares		
Size	Number	Revision
A4	Autor: André Lange	
Date:	30/05/2012	Sheet of
File:	D:\Andre\alimentacao.SchDoc	Drawn By:

**APÊNDICE B - Código para projeto otimizado do indutor
*boost***

Módulo: modGeral

Option Explicit

'Constantes

Public Const Pi As Double = 3.14159265358979

Public Const mu_0 As Double = 0.000001257

Public Const Jmax As Double = 20000000#

'Permeabilidade absoluta do espaço vazio

'Valor inicial da densidade máxima de

corrente

'Ponteiros para as planilhas do documento

Public PlanNuc As Worksheet

Public PlanRetas As Worksheet

Public PlanAWG As Worksheet

Public PlanHarm As Worksheet

Public PlanOnd As Worksheet

Public PlanResult As Worksheet

'Variáveis para especificações (SI)

Public Vgp As Double, Vgef As Double, Igp As Double, Irms As Double, Ipk As Double, Vo As Double

Public fg As Double, wg As Double, Tg As Double, fs As Double, Ts As Double

Public Tamb As Double, Tmax As Double ' [°C]

Public Lb As Double, Ldes As Double 'Indutância obtida e indutância desejada [H]

Public Kumax As Double 'Fator de utilização máximo da janela do núcleo

Public Ns As Long

Public Nfs As Long, Nbandas As Long

Public Nfios As Double

Public port As Long

'Rotina principal

Public Sub Main()

'Desativa a atualização da tela

Application.ScreenUpdating = False

'Inicialização

Init

'Geração da forma de onda da corrente

Simulacao

'Cálculo de parâmetros para perdas

CalcLossParam

'Projeta indutores

ProjetaIndutores

'Imprime a corrente simulada

ImprimeSim

'Imprime resultado

ImprimeResultado

'Ativa a atualização da tela

Application.ScreenUpdating = False

'Mostra a planilha de resultado

PlanResult.Select

End Sub

'Inicialização

Private Sub Init()

'Ponteiros para planilhas


```

Set PlanNuc = Sheets("Núcleos")
Set PlanAWG = Sheets("Fios")
Set PlanHarm = Sheets("Rca")
Set PlanRetas = Sheets("Retas")
Set PlanOnd = Sheets("Ondulação")
Set PlanResult = Sheets("Resultado")

'Carrega as especificações
CarregaSpecs

'Carrega núcleos
CarregaNucleos

'Carrega fios
CarregaFios
modFios.Init

'Apaga resultados anteriores
ApagaPlan PlanResult
ApagaPlan PlanOnd
ApagaPlan PlanRetas
End Sub

'Carrega as especificações
Private Sub CarregaSpecs()
    Dim Dados As New Collection

    'Carrega dados do conversor
    CarregaCampos Sheets("Especificações"), 2, 3, Dados

    'Copia dados para variáveis globais
    fg = Dados("Fg")
    Vgef = Dados("Vg")
    Vo = Dados("Vo")
    Igp = Dados("Igp")
    Ipk = Dados("Ipk")
    fs = Dados("fs")
    Lb = Dados("Lb")
    Kumax = Dados("Kumax")
    Nfios = Dados("Nfios")
    Nfs = Dados("Nfs")
    Nbandas = Dados("Nbandas")
    Tmax = Dados("Tmax")
    Tamb = Dados("Tamb")

    'Validação básica
    Debug.Assert (fg > 0) And (fg < 1000)
    Debug.Assert Vgef > 0
    Debug.Assert Vo > (Sqr(2) * Vgef)
    Debug.Assert (Sqr(2) * Vgef) > 0.5 * Vo
    Debug.Assert Ipk > 0
    Debug.Assert Igp > 0
    Debug.Assert fs > fg
    Debug.Assert Lb > 0
    Debug.Assert (Kumax > 0) And (Kumax < 1)
    Debug.Assert Nfs > 0
    Debug.Assert Nbandas >= 0
    Debug.Assert Tmax > Tamb
    Debug.Assert (port = 0) Or (port = 1)

    'Cálculo de parâmetros globais auxiliares
    CalcAuxParam
End Sub

'Carrega variáveis dispostas em uma planilha e armazena em um Collection

```

```

Private Sub CarregaCampos(Plan As Worksheet, ByVal ColVar As Integer, ByVal ColVal As Integer, result As Collection)
    Dim L As Long
    L = 1
    Do While Not IsEmpty(Plan.Cells(L, ColVar).Value)
        result.Add Plan.Cells(L, ColVal).Value, Plan.Cells(L, ColVar).Value
        L = L + 1
    Loop
End Sub

Private Sub ImprimeSim()
    Dim L As Long, n As Long
    L = 2
    For n = 1 To 2 * Ns
        PlanOnd.Cells(L, 1).Value = Sim(n).t
        PlanOnd.Cells(L, 2).Value = Sim(n).iLb
        PlanOnd.Cells(L, 3).Value = Sim(n).iref
        L = L + 1
    Next
End Sub

'Imprime resultado
Private Sub ImprimeResultado()
    Dim idx As New Collection
    Dim L As Long, C As Long
    Dim Nucleo As clsNucleo

    'Cria lista de colunas
    C = 1
    Do While Not IsEmpty(PlanResult.Cells(1, C).Value)
        Dim s As String
        s = PlanResult.Cells(1, C).Value
        idx.Add C, s
        C = C + 1
    Loop

    'Imprime resultado
    L = 2
    For Each Nucleo In NucProjetado
        With Nucleo
            PlanResult.Cells(L, idx("Modelo")).Value = .modelo
            PlanResult.Cells(L, idx("AWG")).Value = .Enrolamento.Fio.awg
            PlanResult.Cells(L, idx("Espiras")).Value = .Nreq
            PlanResult.Cells(L, idx("Camadas")).Value = .Enrolamento.Nl
            PlanResult.Cells(L, idx("lw [m]")).Value = .Enrolamento.lw
            PlanResult.Cells(L, idx("Pwire [W]")).Value = .Enrolamento.Pwire
            PlanResult.Cells(L, idx("Pcore [W]")).Value = .Pcore
            PlanResult.Cells(L, idx("Ptot [W]")).Value = .Enrolamento.Pwire + .Pcore
            PlanResult.Cells(L, idx("Toper [°C]")).Value = .Toper
            PlanResult.Cells(L, idx("OD [m]")).Value = .OD
            PlanResult.Cells(L, idx("Ve [m³]")).Value = .Vc
            PlanResult.Cells(L, idx("Bpk [T]")).Value = .Bpk
            PlanResult.Cells(L, idx("Hpk [A/m]")).Value = .Hpk
            PlanResult.Cells(L, idx("mu_pu@Ipk,fs")).Value = .mu_pu
            PlanResult.Cells(L, idx("Lb@Ipk,fs [H]")).Value = .Lob
            PlanResult.Cells(L, idx("Lb init [H]")).Value = .L_init
            PlanResult.Cells(L, idx("Ku")).Value = .Enrolamento.Ku
        End With
        L = L + 1
    Next
End Sub

'Rotina principal de projeto
Private Sub ProjetaIndutores()
    Dim Nucleo As clsNucleo, Fio As clsFio

```

```

Dim Nmax As Long
Dim Pwire_atual As Double, Pwire_min As Double
Dim Enrolamento As clsEnrolamento, Enrolamento_min As clsEnrolamento

'Percorre lista de núcleos carregados
For Each Nucleo In Nucleos
  'Calcula o número de espiras necessário
  If (Nucleo.CalcEspiras = True) Then 'Passou na validação inicial
    'Calcula perdas no núcleo
    Nucleo.CalcPerdas

    'Escolhe fio adequado que resulte na menor perda no cobre
    Set Enrolamento_min = Nothing
    For Each Fio In Fios
      'Verifica se este fio tem o diâmetro mínimo, para a densidade de
corrente máxima
      If (Fio.d_bare >= Nucleo.d_min) Then
        'Número máximo de espiras que cabem com este fio
        Nmax = Kumax * (Nucleo.ID * Nucleo.ID) / (Fio.d_bare * Fio.d_bare
* Nfios)

        'Verifica se o número de espiras necessário está abaixo do máximo
para este núcleo
        If (Nucleo.Nreq <= Nmax) Then
          'Cria um novo enrolamento
          Set Enrolamento = New clsEnrolamento

          'Associa o fio e o núcleo ao enrolamento
          Set Enrolamento.Nucleo = Nucleo
          Set Enrolamento.Fio = Fio

          'Faz o projeto para este núcleo
          Enrolamento.Projeta

          'Calcula perdas no cobre
          Enrolamento.CalculaPerdas

          'Verifica se atingiu a menor perda no fio até agora
          If (Enrolamento.Pwire < Pwire_min) Or (Enrolamento_min Is
Nothing) Then
            Set Enrolamento_min = Enrolamento
            Pwire_min = Enrolamento.Pwire
          End If
        End If
      End If
    Next

    'Verifica se encontrou um fio adequado
    If Not (Enrolamento_min Is Nothing) Then
      'Associa o enrolamento ao núcleo
      Set Nucleo.Enrolamento = Enrolamento_min

      'Calcula a temperatura de operação
      Nucleo.CalcToper

      'Último critério: Verifica se atende ao critério de temperatura
      If (Nucleo.Toper <= Tmax) Then
        'Adiciona à lista de indutores projetados
        NucProjetado.Add Nucleo
      End If
    End If
  End If
Next
End Sub

```

```
'Apaga todas as linhas menos a primeira em uma planilha
Private Sub ApagaPlan(Plan As Worksheet)
    Plan.Rows("2:" & Plan.Rows.Count).ClearContents
End Sub
```

Módulo: modConversor

```
Option Explicit

'Matrizes dinâmicas
Public HarmAn() As Double, HarmBn() As Double
Public Type SimPtType
    t As Double
    iLb As Double
    iref As Double
End Type
Public Sim() As SimPtType
Public deltaI1b_pk As Double

'Tensão de entrada [V] e corrente de entrada [A] instantâneas no conversor
Private Vgt As Double, Igt As Double
Private Vant As Double, mt As Double

Private nc As Long

'Cálculo de parâmetros globais auxiliares
Public Sub CalcAuxParam()
    Dim d_pk As Double
    Vgp = Sqr(2) * Vgef
    wg = 2 * Pi * fg
    Tg = 1 / fg
    Ts = 1 / fs
    Ns = fs / fg
    Ldes = Lb
    Irms = Igp / Sqr(2)
End Sub

'Razão cíclica
Private Function d(ByVal t As Double) As Double
    Dim mm As Double
    'Aqui, o sinal modulante deve ser positivo
    mm = Abs(mt)
    If (mm <= 0.5) Then
        'Primeira região
        d = 1 - 2 * mm
    Else
        'Segunda região
        d = 2 - 2 * mm
    End If
    Debug.Assert (d >= 0) And (d <= 1)
End Function

'Geração da forma de onda do conversor
Private Sub CalcPonto(ByVal t As Double, ByRef didt_on As Double, ByRef deltat_on As Double, ByRef didt_off As Double, ByRef deltat_off As Double)
    Dim Van_on As Double, Van_off As Double
    Dim V1b As Double

    Dim don As Double, doff As Double
    don = d(t)
    doff = 1 - don
    deltat_on = don * Ts
```

```

deltat_off = doff * Ts

If (Abs(mt) <= 0.5) Then
    'Primeira região
    Van_on = 0
    Van_off = 0.5 * Vo * Sgn(mt)
Else
    'Segunda região
    Van_on = 0.5 * Vo * Sgn(mt)
    Van_off = Vo * Sgn(mt)
End If

'Tensão sobre o indutor
VLb = Vgt - Van_on
didt_on = VLb / Lb
VLb = Vgt - Van_off
didt_off = VLb / Lb
End Sub

'Cálculo do espectro
Public Sub CalcLossParam()
    'Aloca memória
    ReDim HarmAn(1 To Nfs, -Nbandas To Nbandas), HarmBn(1 To Nfs, -Nbandas To Nbandas)
    ReDim HarmAbs(1 To Nfs)

    Dim n As Long
    Dim t As Double, t1 As Double, it As Double, it1 As Double, deltat As Double, didt
    As Double, deltai As Double
    t1 = Sim(1).t
    it1 = Sim(1).iLb

    'Percorre todos os pontos simulados
    For n = 2 To 2 * Ns
        t = Sim(n).t
        it = Sim(n).iLb

        'Parâmetros do segmento de reta
        deltat = t - t1
        deltai = it - it1

        Debug.Assert deltat >= 0
        didt = deltai / deltat
        AcumulaAnbn t1, it1, deltat, didt 'Soma contribuição da reta

        'Move ponto atual para ponto anterior
        t1 = t
        it1 = it
    Next
End Sub

'Calcula fourier da corrente para portadora triangular com dupla atualização
Public Sub Simulacao()
    Dim t As Double, t2 As Double
    Dim didt As Double, didt_on As Double, didt_off As Double
    Dim deltat As Double, deltat_on As Double, deltat_off As Double
    Dim deltai As Double
    Dim it As Double
    Dim pico_port1 As Boolean
    Dim Lo As Long
    Dim n As Long
    Dim regioao As Long, regioao_ant As Long

    'Alocação de memória
    ReDim Sim(1 To 2 * Ns)

```

```

'Para cada periodo de comutação, calcula fourier das retas
Lo = 2
it = -Igp

'Inicia na região abs(Vgt) > 0.5*Vo
regiao = 2
regiao_ant = regiao

pico_port1 = True
For n = 1 To 2 * Ns
  'Instante de tempo onde é recalculada a razão cíclica
  t = -0.5 * Tg + (n - 1) * 0.5 * Ts

  'Tensão e corrente de referência na entrada do conversor
  Vgt = Vgp * Cos(wg * t)
  Igt = Igp * Cos(wg * t)

  'Tensão imposta pelo conversor
  Vant = Vgt + wg * Lb * Igp * Sin(wg * t)

  'Sinal modulante
  mt = Vant / Vo

  'Atualiza cálculos
  CalcPonto t, didt_on, deltat_on, didt_off, deltat_off

  'Utiliza metade dos tempos
  deltat_on = 0.5 * deltat_on
  deltat_off = 0.5 * deltat_off

  If (pico_port1) Then
    'Interruptores estão comandados
    deltat = deltat_on
    didt = didt_on
  Else
    'Interruptores não estão comandados
    deltat = deltat_off
    didt = didt_off
  End If
  deltaI = didt * deltat

  'Ponto onde ocorre a próxima comutação
  t = t + deltat
  it = it + deltaI

  'Grava ponto da comutação
  With Sim(n)
    .t = t
    .iLb = it
    .iref = Igt
  End With

  'Após a comutação
  If (pico_port1) Then
    'Interruptores não estão comandados
    deltat = deltat_off
    didt = didt_off
  Else
    'Interruptores estão comandados
    deltat = deltat_on
    didt = didt_on
  End If
  deltaI = didt * deltat

  'Próximo ponto da corrente
  t = t + deltat

```

```

it = it + deltai

'Determina a região atual
If (Abs(mt) <= 0.5) Then
    regiao = 1
Else
    regiao = 2
End If

'Vai para o pico oposto da portadora se não mudou a região
If (regiao = regiao_ant) Then: pico_port1 = Not pico_port1
regiao_ant = regiao

Next
End Sub

'Calcula a transformada de Fourier da reta com os parâmetros especificados e acumula
os coeficientes na matriz
Private Sub AcumulaAnbn(ByVal t0 As Double, ByVal y0 As Double, ByVal deltat As
Double, ByVal didt As Double)
    Dim nh As Long, Nb As Long, Ng As Long
    Dim fh As Long
    Dim Af As Double, Bf As Double, Cf As Double, Df As Double
    Dim wn As Double, t1 As Double
    Dim an As Double, bn As Double

'Validação básica dos parâmetros
Debug.Assert deltat >= 0

'Instante final da reta
t1 = t0 + deltat

'Varre número da harmônica
For nh = 1 To Nfs
    For Nb = -Nbandas To Nbandas
        'Frequencia analisada
        fh = nh * fs + Nb * fg

        'Índice do harmônico da rede
        Ng = fh / fg

        'Calcula coeficientes da série para os parâmetros de reta fornecidos
        'Variáveis intermediárias para acelerar o cálculo
        wn = Pi * Ng * fg
        Af = Sin(t0 * wn)
        Bf = Cos(t0 * wn)
        Cf = Cos(2 * t1 * wn)
        Df = Sin(2 * t1 * wn)

        'Cálculo dos coeficientes
        an = -(4 * y0 * Pi * Ng * Af * Bf + 2 * didt * Tg * Bf * Bf - didt * Tg -
2 * y0 * Df * Pi * Ng - didt * Cf * Tg - 2 * didt * Pi * Ng * t1 * Df + 2 * didt * t0
* Df * Pi * Ng) / (2 * Ng * Ng * Pi * Pi)
        bn = (4 * y0 * Pi * Ng * Bf * Bf - 2 * y0 * Pi * Ng - 2 * didt * Tg * Af *
Bf - 2 * Cf * y0 * Pi * Ng + didt * Df * Tg - 2 * didt * Pi * Ng * t1 * Cf + 2 * Cf *
didt * t0 * Pi * Ng) / (2 * Ng * Ng * Pi * Pi)

        'Soma na matriz
        HarmAn(nh, Nb) = HarmAn(nh, Nb) + an
        HarmBn(nh, Nb) = HarmBn(nh, Nb) + bn
    Next
Next
End Sub

'Impressão do espectro da corrente

```

```

Public Sub ImprimeEspectro()
    Dim nh As Long, Nb As Long, Ng As Long
    Dim fh As Long
    Dim Inp As Double
    Dim L As Long
    Dim Plan As Worksheet
    L = 2

    Set Plan = Worksheets("Espectro")
    'Varre número da harmônica
    For nh = 1 To Nfs
        'Varre número da banda lateral
        For Nb = -Nbandas To Nbandas
            'Frequencia analisada
            fh = nh * fs + Nb * fg

            'Índice do harmônico da rede
            Ng = fh / fg

            'Valor de pico da componente
            Inp = Sqr(HarmAn(nh, Nb) ^ 2 + HarmBn(nh, Nb) ^ 2)

            'Imprime na planilha
            Plan.Cells(L, 1) = Ng * fg
            Plan.Cells(L, 2) = Inp

            'Avança linha
            L = L + 1
        Next
    Next
End Sub

```

Módulo: modNucleos

```

Option Explicit

Public Nucleos As New Collection 'Banco de núcleos
Public NucProjetado As New Collection 'Lista de núcleos com os quais foi possível
fazer o projeto

'Estrutura para parâmetros das retas do cálculo de perdas do núcleo
Public Type CoreLossParamType
    deltaILb As Double
    diLbdt As Double
    deltat As Double
End Type
Public CoreLossParam() As CoreLossParamType

'Carrega dados dos núcleos
Public Sub CarregaNucleos()
    Dim idx As New Collection
    Dim L As Long, C As Long, nn As Long
    Dim Nucleo As clsNucleo

    'Reinicia listas
    Do While (Nucleos.Count > 0)
        Nucleos.Remove 1
    Loop
    'Reinicia listas
    Do While (NucProjetado.Count > 0)
        NucProjetado.Remove 1
    Loop

```



```

'Cria lista de colunas
C = 1
Do While Not IsEmpty(PlanNuc.Cells(1, C).Value)
    idx.Add C, PlanNuc.Cells(1, C).Value
    C = C + 1
Loop

'Carrega dados das linhas
L = 2
Do While Not IsEmpty(PlanNuc.Cells(L, 1).Value)
    'Só carrega se tiver a flag 'usar' setada
    If (PlanNuc.Cells(L, 2).Value = 1) Then
        Set Nucleo = New clsNuclcelo
        Nucleo.CarregaDados L, idx

        'Adiciona a coleção
        Nucleos.Add Nucleo, Nucleo.modelo
    End If

    L = L + 1
Loop
End Sub

```

Módulo: modFios

```
Option Explicit
```

```
'Banco de fios
Public Fios As New Collection
```

```
'Resistividade [ohms metro] e condutividade [S] do cobre na temperatura máxima de
operação
Public rho_Tmax As Double, sigma_Tmax As Double
Public prof_k As Double 'Constante para cálculo da profundidade de penetração no cobre
```

```
'Inicialização
Public Sub Init()
    rho_Tmax = 0.0000000178 * (1 + 0.0039 * (Tmax - 20)) 'Resistividade do cobre
    sigma_Tmax = 1 / rho_Tmax 'condutividade
    prof_k = 1 / Sqr(Pi * mu_0 * sigma_Tmax) 'constante para
profundidade de penetração
End Sub

```

```
'Carrega tabela de fios
Public Sub CarregaFios()
```

```
    Dim L As Long
    Dim Fio As clsFio
```

```
    'Esvazia a lista
    Do While (Fios.Count > 0)
        Fios.Remove 1
    Loop

```

```
    'Carrega itens da planilha
```

```
    L = 2
    Do While Not IsEmpty(PlanAWG.Cells(L, 1).Value)
        'Só carrega se tiver a flag setada
        If (PlanAWG.Cells(L, 2).Value = 1) Then
            Set Fio = New clsFio
            With Fio
                'Faz conversão do valor em [mm] na planilha para [m] na variável
                .awg = PlanAWG.Cells(L, 1).Value
            End With
        End If
        Fios.Add Fio
    Loop
End Sub

```

```

        .d_bare = 0.001 * PlanAWG.Cells(L, 3).Value
        .d_i = 0.001 * PlanAWG.Cells(L, 4).Value
    End With

    'Adiciona à lista
    Fios.Add Fio, Str(Fio.awg)
End If

L = L + 1
Loop
End Sub

```

Classe: clsNucleo

Option Explicit

```

'Dados oriundos do banco de núcleos
Public modelo As String
Public ODbare, IDbare, Htbare As Double 'Dimensões do material magnético [m]
Public OD, ID As Double, Ht As Double 'Dimensões do núcleo com isolamento [m]
Public lc As Double 'Comprimento magnético [m]
Public Ac As Double 'Área de seção transversal [m²]
Public Vc As Double 'Volume de material magnético [m³]
Public AL As Double 'Indutância por número de espiras ao quadrado [H]
Public mu_init As Double 'Permeabilidade relativa inicial
Public lt As Double 'Comprimento médio de uma espira [m]
Private Bsat As Double 'Densidade de fluxo de saturação
Private At As Double 'Área de dissipação de calor [m²]

'Coeficientes para variação da permabilidade com a frequência
Private M1 As Double, M2 As Double, M3 As Double, M4 As Double, M5 As Double
'Coeficientes para variação da permeabilidade com o campo
Private A As Double, b As Double, C As Double, d As Double, e As Double
'Coeficientes para cálculo de perdas
Private Ki As Double, alfa As Double, beta As Double

Private I2B As Double 'Constante que multiplica a corrente para
    calcular a densidade de fluxo [T/A]
Public Toper As Double 'Temperatura de operação
Private Ecore As Double, Evol As Double 'Energia perdida no núcleo em um ciclo da
    rede [J] e energia por volume [J/m³]
Public Pcore As Double 'Potência dissipada no núcleo [W]
Public Nreq As Long 'Número de espiras necessário para obter a
    indutância desejada no ponto de interesse
Public Lob As Double 'Indutância obtida no ponto de interesse

'Enrolamento usado neste núcleo
Public Enrolamento As clsEnrolamento

Public d_min As Double, Smin As Double 'Diâmetro mínimo [m] e área mínima [m²] do
    fio para atender à densidade de corrente

Public L_init 'Valor inicial de indutância obtido
Public Hpk As Double, Bpk As Double 'Valor de pico do campo [A/m] e da densidade
    de fluxo [T]
Public mu pu As Double 'Valor por unidade da permeabilidade relativa
    no ponto de interesse

Private eq As Double 'Equacionamento utilizado
Public print_calc As Boolean 'Impressão habilitada para cálculos
    intermediários

```

```

'Carrega dados de uma linha da planilha
Public Sub CarregaDados(ByVal L As Double, idx As Collection)
    With PlanNuc
        modelo = .Cells(L, idx("Modelo")).Value
        mu_init = .Cells(L, idx("ur")).Value
        ODbare = .Cells(L, idx("ODbare")).Value
        IDbare = .Cells(L, idx("IDbare")).Value
        Htbare = .Cells(L, idx("Htbare")).Value
        OD = .Cells(L, idx("OD")).Value
        ID = .Cells(L, idx("ID")).Value
        Ht = .Cells(L, idx("Ht")).Value
        lt = .Cells(L, idx("lt")).Value
        lc = .Cells(L, idx("lc")).Value
        Ac = .Cells(L, idx("Ac")).Value
        Vc = .Cells(L, idx("Vc")).Value
        At = .Cells(L, idx("At")).Value
        AL = .Cells(L, idx("AL")).Value

        Bsat = .Cells(L, idx("Bsat")).Value

        Ki = .Cells(L, idx("ki")).Value
        alfa = .Cells(L, idx("alfa")).Value
        beta = .Cells(L, idx("beta")).Value

        M1 = .Cells(L, idx("M1")).Value
        M2 = .Cells(L, idx("M2")).Value
        M3 = .Cells(L, idx("M3")).Value
        M4 = .Cells(L, idx("M4")).Value
        M5 = .Cells(L, idx("M5")).Value

        A = .Cells(L, idx("a")).Value
        b = .Cells(L, idx("b")).Value
        C = .Cells(L, idx("c")).Value
        d = .Cells(L, idx("d")).Value
        e = .Cells(L, idx("e")).Value

        eq = .Cells(L, idx("eq")).Value
        print_calc = (.Cells(L, idx("print")).Value = 1)
    End With
End Sub

'Calcula o número de espiras e retorna TRUE se bem sucedido
'retorna FALSE caso não consiga atender a algum critério
Public Function CalcEspiras() As Boolean
    Dim NmaxJ As Long, NmaxB As Long
    Dim LmaxJ As Double
    Dim mu_pu_h As Double, mu_pu_f As Double

    'Número máximo de espiras para atender a densidade de corrente
    NmaxJ = Kumax * Pi * ID * ID * Jmax / (4 * Irms)

    'Indutância máxima obtida, usando AL
    LmaxJ = AL * NmaxJ * NmaxJ

    'Verifica se consegue alcançar a indutância requerida (usado para acelerar o
    processo)
    If (LmaxJ < Ldes) Then
        CalcEspiras = False
        Exit Function
    End If

    'Número máximo de espiras para 80% do fluxo de saturação
    NmaxB = (0.8 * Bsat * lc) / (mu_0 * mu_init * Ipk)

    'Permeabilidade por unidade em função da frequência

```

```

mu_pu_f = Fmu_f(fs)

'Encontra o número mínimo de espiras para alcançar o valor de indutância desejado
no ponto de interesse
Nreq = 0
Do
    Nreq = Nreq + 1

    'Verifica se atende aos critérios anteriores
    If (Nreq > NmaxJ) Or (Nreq > NmaxB) Then
        CalcEspiras = False
        Exit Function
    End If

    'Campo aplicado
    Hpk = Nreq * IpK / lc 'Total

    'Permeabilidade por unidade em função do campo aplicado
    mu_pu_h = Fmu_h(Hpk)

    'Permeabilidade por unidade no ponto do interesse
    mu_pu = mu_pu_h * mu_pu_f

    'Indutância obtida
    Lob = AL * mu_pu * Nreq * Nreq

    'Pico da densidade de fluxo
    Bpk = mu_0 * mu_init * mu_pu * Hpk
Loop Until (Lob >= Ldes)

'Todas as condições foram atendidas
CalcEspiras = True

'Fator que multiplica a corrente para calcular a densidade de fluxo
I2B = mu_0 * mu_init * mu_pu * Nreq / lc

'Indutância inicial obtida
L_init = AL * Nreq * Nreq

'Seção mínima para atender à densidade máxima de corrente
Smin = Irms / (Jmax * Nfios)
d_min = Sqr(4 * Smin / Pi)
End Function

'Variação da permeabilidade com o campo
Private Function Fmu_h(ByVal H As Double) As Double
    Dim H_Acm As Double
    Dim H_Oe As Double
    Dim result As Double

    'Validação básica
    Debug.Assert H >= 0

    'Escolhe o equacionamento utilizado
    Select Case eq
        Case 0
            'Conversões de unidade
            H_Acm = 0.01 * H 'Conversão de [A/m] para [A/cm]

            'Dependência do campo
            result = A + b * H_Acm + C * H_Acm * H_Acm + d * H_Acm * H_Acm * H_Acm + e
            * H_Acm * H_Acm * H_Acm * H_Acm

        Case 1
            'Dependência do campo
            result = Sqr((A + C * H + e * H * H) / (1 + b * H + d * H * H))

```

```

Case 2
'Conversões de unidade
H_Oe = 0.01257 * H

'Dependência do campo
result = Sqr((mu_init * mu_init + A * mu_init * mu_init * mu_init * H_Oe +
b * mu_init * mu_init * mu_init * mu_init * H_Oe * H_Oe) / (1 + C * mu_init * H_Oe + d
* mu_init * mu_init * H_Oe * H_Oe)) / mu_init

End Select

'Resultado
Debug.Assert result >= 0
Fmu_h = result
End Function

'Variação da permeabilidade com a frequência
Private Function Fmu_f(ByVal f As Double) As Double
Dim f_MHz As Double
Dim result As Double

'Validação básica
Debug.Assert f >= 0

'Escolhe o equacionamento utilizado
Select Case eq
Case 0
'Conversões de unidade
f_MHz = 0.000001 * f 'Conversão de [Hz] para [MHz]

'Dependência da frequência
result = 1 + (M1 + M2 * f_MHz + M3 * f_MHz * f_MHz + M4 * f_MHz * f_MHz *
f_MHz + M5 * f_MHz * f_MHz * f_MHz * f_MHz)

Case 1
'Dependência da frequência
result = M1 * ((f / M2) ^ M4) / ((f / M3) ^ M5))

Case 2
'Dependência da frequência
result = 1
End Select

'Resultado
Debug.Assert result >= 0
Fmu_f = result
End Function

'Calcula as perdas no núcleo
Public Sub CalcPerdas()
'Zera energia
Evol = 0
Dim n As Long
Dim t As Double, t1 As Double, it As Double, it1 As Double, deltat As Double, didt
As Double, deltai As Double
Dim deltat_menor As Double, deltat_maior As Double
Dim deltai_maior As Double, deltai_menor As Double

'Inicializa pontos anteriores
t1 = Sim(1).t
it1 = Sim(1).iLb

```

```

'Percorre todos os pontos simulados
For n = 2 To 2 * Ns
    t = Sim(n).t
    it = Sim(n).iLb

    'Calculo de Deltat e DeltaI
    deltat = t - t1
    deltaI = it - it1

    Debug.Assert deltat >= 0
    Debug.Assert deltaI <> 0

    'Taxa de variação da corrente
    didt = Abs(deltaI / deltat)
    t1 = t
    it1 = it

    'Detecta tipo de loop: para i(t) = Igp*cos(wg*t), t<0 é região crescente e t>0
    é região decrescente
    If (Sgn(deltaI) = Sgn(t)) Then
        'Entrada do loop menor
        deltaI_menor = Abs(deltaI)
        Evol = Evol + P(deltaI_menor, didt) * deltat
    Else
        'Saída do loop menor
        deltat_menor = deltaI_menor / didt
        Evol = Evol + P(deltaI_menor, didt) * deltat_menor

        'Continuação do loop maior
        deltaI_maior = Abs(deltaI) - deltaI_menor
        deltat_maior = deltaI_maior / didt

        'Amplitude do laço maior é igual a 2*Ipk
        Evol = Evol + P(2 * IpK, didt) * deltat_maior
        deltaI_menor = 0
    End If
Next

'Energia no núcleo
Ecore = Evol * Vc

'Potência dissipada
Pcore = Ecore / Tg
End Sub

'Calculo da perda instantânea
Private Function P(deltaI As Double, didt As Double) As Double
    'Validação básica dos parâmetros
    Debug.Assert didt >= 0
    Debug.Assert deltaI >= 0

    P = Ki * ((I2B * didt) ^ alfa) * (I2B * deltaI) ^ (beta - alfa)
End Function

'Cálculo da temperatura de elevação
Public Sub CalcToper()
    Dim deltat As Double
    Dim x As Double
    x = (Pcore + Enrolamento.Pwire) / (10000 * At)

    'Elevação de temperatura
    deltat = 450 * (x ^ 0.826)

    'Temperatura de operação

```

```
    Toper = Tamb + deltat
End Sub
```

Classe: clsEnrolamento

Option Explicit

```
Public Fio As clsFio      'Fio utilizado
Public Nucleo As clsNucleo 'Núcleo utilizado
Public Nl As Double      'Número de camadas (pode ser fracionário)
Public lw As Double      'Comprimento de fio [m]
Public Pwire As Double   'Potência dissipada no cobre [W]
Public Ku As Double      'Fator de utilização obtido na janela

'Projeta o enrolamento para um dado núcleo e um dado fio
Public Sub Projeta()
    Dim Nrestante As Long, Nt_layer As Long, Nl_atual As Long, MaxLayers As Long

    'Validação básica
    Debug.Assert Not Fio Is Nothing
    Debug.Assert Not Nucleo Is Nothing

    'Número máximo de camadas
    MaxLayers = 0.5 * Nucleo.ID / Fio.d_i

    'Enrola as camadas uma a uma
    Nl = 0 'Ainda não enrolou nada
    Nl_atual = 1 'Começa a enrolar a primeira camada
    Nrestante = Nucleo.Nreq * Nfios 'Começa faltando Nreq*Nfios espiras
    Do
        'Número de espiras possível de enrolar nesta camada
        Nt_layer = Pi * (Nucleo.ID / Fio.d_i - (2 * Nl_atual - 1))

        If (Nrestante <= Nt_layer) Then 'Vai terminar de enrolar nesta camada
            'Número de layers é igual ao numero de camadas já enroladas mais a fração
            ocupada desta última
            Nl = Nl + Cdbl(Nrestante) / Nt_layer

            'Terminou de enrolar
            Nrestante = 0
        Else
            'Vai ocupar toda esta camada ainda
            Nl_atual = Nl_atual + 1 'Inicia próxima camada
            Nl = Nl + 1
            Nrestante = Nrestante - Nt_layer 'Enrola o máximo possível desta camada
        End If
    Loop While (Nrestante > 0)

    'Comprimento de fio necessário
    lw = Nucleo.Nreq * Nucleo.lt

    'Utilização da janela com enrolamento
    Ku = Nfios * Nucleo.Nreq * Fio.d_bare * Fio.d_bare / (Nucleo.ID * Nucleo.ID)
End Sub

'Calcula coeficiente da resistência AC do fio
Private Function CalcFr(ByVal f As Double) As Double
    Dim A As Double, prof As Double, eta As Double, Nlayers As Double
    Dim result As Double

    'Validação básica dos parâmetros
    Debug.Assert f >= 0
```

```

'O número de camadas utilizado neste cálculo tem que ser >=1
If (N1 < 1) Then
    Nlayers = 1
Else
    Nlayers = N1
End If

'Fator de porosidade
eta = 0.8

'Profundidade de penetração no cobre a 100 °C [m]
prof = prof_k / Sqr(f)

'Coeficiente A
A = ((Pi / 4) ^ (3 / 4)) * (Fio.d_bare / prof) * Sqr(eta)

'Variáveis intermediárias
Dim e2A As Double, em2A As Double, eA As Double, emA As Double
Dim sinA As Double, cosA As Double, sin2A As Double, cos2A As Double
Dim frac1 As Double, frac2 As Double, frac3 As Double
eA = Exp(A)
emA = Exp(-A)
e2A = Exp(2 * A)
em2A = Exp(-2 * A)
sinA = Sin(A)
cosA = Cos(A)
sin2A = Sin(2 * A)
cos2A = Cos(2 * A)

'Cálculos intermediários
frac1 = (e2A - em2A + 2 * sin2A) / (e2A + em2A - 2 * cos2A)
frac2 = 2# * (Nlayers * Nlayers - 1) / 3#
frac3 = (eA - emA - 2 * sinA) / (eA + emA + 2 * cosA)

'Resultado
result = A * (frac1 + frac2 * frac3)

Debug.Assert result >= 1
CalcFr = result
End Function

'Calcula perdas no cobre
Public Sub CalculaPerdas()
    Dim Rwdc As Double, Rvac As Double, Pwac As Double, Fr As Double, f As Double, Ip
As Double
    Dim Lh As Long, nh As Double
    Dim Psoma As Double
    Dim Nb As Long
    Dim fh As Double, an As Double, bn As Double
    Dim Ief As Double, Pwacf As Double, Rwacf As Double, Frf As Double

'Validação básica dos parâmetros
Debug.Assert lw >= 0

'Resistência DC
Rwdc = (4 * lw * rho_Tmax) / (Pi * Fio.d_bare * Fio.d_bare * Nfios)

'Dados da fundamental
Rvac = Rwdc
Pwac = 0.5 * (Igp * Igp) * Rwdc
Psoma = Pwac
If (Nucleo.print_calc) Then
    PlanHarm.Cells(2, 5).Value = 1
    PlanHarm.Cells(2, 6).Value = Rwac

```



```

        PlanHarm.Cells(2, 7).Value = Pwac
    End If

    'Soma perdas nas demais frequencias
    Lh = 3
    For nh = 1 To Nfs
        f = nh * fs

        'Resistência AC
        Fr = CalcFr(f)
        Rwc = Rwdc * Fr

        Pwac = 0
        For Nb = -Nbandas To Nbandas
            'Frequencia analisada
            fh = nh * fs + Nb * fg
            an = HarmAn(nh, Nb)
            bn = HarmBn(nh, Nb)

            'Amplitude da corrente
            Ip = Sqr((an * an) + (bn * bn))

            'Valor eficaz
            Ief = Ip / Sqr(2)

            'Fator de resistência
            Frf = CalcFr(fh)

            'Potência perdida
            Pwacf = (Ief * Ief) * Rwdc * Frf
            Pwac = Pwac + Pwacf
        Next

        'Acumula perda total no cobre
        Psoma = Psoma + Pwac

        'Impressão de dados
        If (Nucleo.print_calc) Then
            PlanHarm.Cells(Lh, 5).Value = Fr
            PlanHarm.Cells(Lh, 6).Value = Rwc
            PlanHarm.Cells(Lh, 7).Value = Pwac
        End If

        Lh = Lh + 1
    Next

    'Resultado
    Pwire = Psoma
End Sub

```

Classe: clsFio

Option Explicit

```

Public awg As Long           'Número AWG
Public d_bare As Double     'Diâmetro do cobre [m]
Public d_i As Double        'Diâmetro com isolamento [m]

```


APÊNDICE C – Código fonte utilizado no DSC

```
/******  
                                     INEP-UFSC
```

```
ARQUIVO:Main.c  
TITULO :Controlador PFC monofásico 3 Níveis
```

```
DATA: 30/08/2011  
ATUALIZAÇÃO: xx/xx/xxxx  
VERSÃO:1.0
```

```
DESENVOLVIMENTO: ANDRÉ LANGE
```

```
OBSERVAÇÕES:
```

```
*****/
```

```
#include "DSP2802x_Device.h"    // DSP2802x Headerfile Include File  
#include "Define.h"            // Definições gerais de operação  
#include "global.h"  
#include "IQmathLib.h"
```

```
//Definir para usar declarações inline  
#define USE_INLINE 1
```

```
#ifndef USE_INLINE  
    #define INLINE inline  
#else  
    #define INLINE  
#endif
```

```
//-----  
// Protótipos das funções  
//-----
```

```
void SYSTEM(void);  
void GPIO(void);  
void ADC(void);  
void EPWM(void);  
void TIMER();  
void INTERRUPT(void);  
void Inicializacao_Geral();  
void Inicializacao_Controlo();  
INLINE void Instrumentacao_Vdc();  
INLINE void Instrumentacao_Iac_md();  
INLINE void Protecao_Vdc();  
INLINE void Controlo_Vdc();  
INLINE void Parado();  
INLINE void Precarga();  
INLINE void Protecao();  
INLINE void Calibracao_Offset_Iac();
```

```
volatile int16 Kreg_shd, Dc_offset_shd, Iret_shd, Iaco_shd;  
int16 tempo_pre, estado_pre;
```

```
volatile int32 x11, x12, x13;
```

```
volatile int16 x11, x12, x13;
```

```

//-----
// Rotina Principal
//-----
void main(void)
{

    //-----
    // Configuração do sistema
    //-----

    SYSTEM();
    GPIO();
    ADC();
    EPWM();
    TIMER();
    INTERRUPT();

    //Inicializa variáveis
    Inicializacao_Geral();
    Inicializacao_Controle();

    //Loop principal
    for (;;) {

        //DBG_CLR;

        //Aguarda estouro do timer
        while (!CpuTimer0Regs.TCR.bit.TIF) {};
        CpuTimer0Regs.TCR.bit.TIF = 1; //Limpa o flag

        //DBG_SET;

        //Funções prioritárias, executadas em qualquer estado.
        Instrumentacao_Vdc();
        Protecao_Vdc();

        //Máquina de estados
        switch (estado) {
            case _Parado: Parado(); break;
            case _Precarga: Precarga(); break;
            case _Controle: Controle_Vdc(); break;
            case _Protecao: Protecao(); break;
        }

    }

} /* end of main() */

//Rotina de inicialização geral das variáveis
void Inicializacao_Geral() {
    //Variáveis de instrumentação
    Iac_signed=0; Vac_signed=0; Vdc1_signed=0; Vdc2_signed=0;
    Iac=0; Vac=0; Vdc=0; Vdc1=0; Vdc2=0;

    //Filtro média móvel para medição de Vdc e Iac
    for (idx_vdc=0; idx_vdc < Nsamp; idx_vdc++) {
        Vdc1_filo[idx_vdc] = 0;
        Vdc2_filo[idx_vdc] = 0;
        Iac_filo[idx_vdc] = 0;
    }

    idx_vdc = 0; idx_iac = 0; idx_iaco = 0;
}

```

```

Vdc1_md = 0; Vdc2_md = 0; Vdc_md = 0; Iac_md = 0;
Vdc1_acc=0; Vdc2_acc=0; Iac_acc=0; Iaco_acc=0;

Iret=0; Iamp=0; Iamp32=0;

//Inicia com offset de corrente pré-ajustado
Offset_Iac = _Offset_Iac;

}

//Reinicializa controladores
void Inicializacao_Controlo() {
    int n;

    //Controle de corrente
    for (n=0; n<2; n++) {
        c1x[n] = 0;
        c2x[n] = 0;
        c3x[n] = 0;
    }

    c1y=0; c2y=0; c3y=0;
    c1acc=0; c2acc=0; c3acc=0;

    Gin = 0; Gin_shd = 0;

    //Controle de tensão
    Vdc_ref=0; Verr=0;

    Cv_acc=0;
    Kv=0;
    Kv_sat=Kv_min;

    //Divisão
    Kreg_shd = _IQ14div(Ki_nom, Kv_sat) >> 4;
    Kreg = Kreg_shd;

    //Razões cicliclas
    Dc_offset_shd = _Q14;
    Dc_offset = Dc_offset_shd;

    Dc = _Q13;
    D_San=0; D_Smp=0;

    //Inicia com relés desligados
    RELE_GERAL_OFF;
    RELE_PRE_OFF;

    //Zera erro
    erro = ERR_Nada;
    LED_ERRO_OFF;

    //Define o estado inicial
    tempo_btn = -TEMPO_BTN_RELEASE;
    estado_pre = 0;
    ChgState(_Parado);

    //Libera o funcionamento dos ePWMS
    PWM_Run();
}

```

```

//Rotina de instrumentação de tensão
INLINE void Instrumentacao_Vdc() {
    //Medição da tensão de saída
    Vdc1 = AdcResult.ADCRESULT2; //kv << 14
    Vdc2 = AdcResult.ADCRESULT3; //kv << 14
    Vdc = Vdc1 + Vdc2; //kv << 14

    //Filtro média móvel
    Vdc1_acc += Vdc1;
    Vdc1_acc -= Vdc1_filo[idx_vdc];
    Vdc1_filo[idx_vdc] = Vdc1;

    Vdc2_acc += Vdc2;
    Vdc2_acc -= Vdc2_filo[idx_vdc];
    Vdc2_filo[idx_vdc] = Vdc2;

    //Incrementa ponteiro do buffer circular
    _inc(&idx_vdc);
    idx_vdc &= Nmask;

    //Médias
    Vdc1_md = Vdc1_acc >> Nshift;
    Vdc2_md = Vdc2_acc >> Nshift;
    Vdc_md = (Vdc1_acc + Vdc2_acc) >> Nshift;

    //Tensão medida
    DBG_PWM = Vdc >> 6;
}

//Protege capacitores do barramento
INLINE void Protecao_Vdc() {
    if (Vdc1_md > Vdc12_max) {
        //Sobretensão no lado positivo do barramento
        Erro(ERR_Vdc_Pos);
    }

    else if (Vdc2_md > Vdc12_max) {
        //Sobretensão no lado negativo do barramento
        Erro(ERR_Vdc_Neg);
    }
}

//Rotina de instrumentação da corrente de entrada para pré-carga
INLINE void Instrumentacao_Iac_md() {
    //Cópia instantânea
    Iret_shd = Iret;

    //Filtro média móvel
    Iac_acc += Iret_shd;
    Iac_acc -= Iac_filo[idx_iac];
    Iac_filo[idx_iac] = Iret_shd;

    //Incrementa ponteiro do buffer circular
    _inc(&idx_iac);
    idx_iac &= Nmask;

    //Valor médio da corrente de entrada retificada
    Iac_md = Iac_acc >> Nshift;
}

//Estado que aguarda o pressionamento do botão
INLINE void Parado() {
    //Incrementa contador de tempo
}

```

```

tempo_btn++;

if (tempo_btn < 0) { //Esperando soltar
    if (BTN_IO) tempo_btn = -TEMPO_BTN_RELEASE; //Se botão
pressionado, volta o tempo.
}
else { //Já soltou, agora espera pressionar.
    if (!BTN_IO) tempo_btn = 0; //Se botão solto, zera o tempo.
    if (tempo_btn > TEMPO_BTN_START) { //Fim do tempo pressionado ?
        //Inicia o funcionamento

        //Próximo estado
        ChgState(_Precarga);

        //Ativa o relé geral
        RELE_GERAL_ON;
    }
}

}

//Pré-carga
INLINE void Precarga() {
    //Leitura do valor médio da corrente de entrada retificada
    Instrumentacao_Iac_md();

    //Contador de tempo
    if (tempo_pre > 0) tempo_pre--;

    //Máquina de estados da etapa de pré-carga
    switch (estado_pre) {
        //Estado zero: detecta tensão mínima no barramento para considerar
o início da pré-carga
        case 0: {
            //Relé aberto
            RELE_PRE_OFF;

            if (Vdc_md > Vdc_pre1) { //Passou do primeiro limiar ?
                tempo_pre = Tempo_pre1; //Carrega contagem de
tempo para atingir o segundo limiar
                estado_pre = 1; //Próximo estado
            }
            break;
        }

        //Primeiro estado: O barramento é carregado. Detecta quando Vdc e
Iac_md atingirem o limiar do fim da pré-carga
        case 1: {
            if (tempo_pre == 0) { //Esgotou o tempo previsto ?
                //Gera erro
                estado_pre = -1;
                break;
            }

            if (Vdc_md > Vdc_pre2) { //Atingiu o segundo limiar de
tensão Vdc ?
                if (Iac_acc < Iac_pre2) { //A corrente média na
entrada caiu abaixo do limiar ?
                    tempo_pre = Tempo_pre2; //Carrega
contagem de tempo adicional para fechar o relé
                    estado_pre = 2; //Próximo estado
                }
            }
        }
    }
}

```



```

limiar //Verifica se a tensão Vdc voltou abaixo do primeiro
        if (Vdc_md < Vdc_pre1) {
            estado_pre = 0; //Volta para o estado zero,
            como se a pré-carga não tivesse iniciado.
        }
        break;
    }

relé //Segundo estado: aguarda um tempo adicional antes de fechar o
    case 2: {
        if (tempo_pre == 0) { //Já passou o tempo?
            if ((Vdc_md > Vdc_pre2) && (Iac_acc <
Iac_pre2)) { //Confirma as condições para o fim da pré-carga.
                RELE_PRE_ON; //Fecha o relé
                tempo_pre = Tempo_pre3; //Carrega
contagem de tempo adicional para iniciar o controle
                estado_pre = 3; //Próximo estado
            } else {
                //Não terminou corretamente a pré-
carga. Gera erro.
                estado_pre = -1;
            }
        }
        break;
    }

    //Terceiro estado: após ter fechado o relé, aguarda mais um tempo
antes de iniciar o controle.
    case 3: {
        if (tempo_pre == 0) { //Já passou o tempo?
            if ((Vdc_md > Vdc_pre2) && (Iac_acc <
Iac_pre2)) { //Confirma as condições para o fim da pré-carga.
                estado_pre = 4; //Fim da pré-carega.
                //Inicializa a rampa de referência
                Vdc_ref = Vdc_md;
                //Reinicializa o controlador de
                cvx[0] = cvx[1] = 0;
                cvy = 0;
                //Muda o estado pra Controle
                ChgState(_Controle);
            } else {
                //Não terminou corretamente a pré-
carga. Gera erro.
                estado_pre = -1;
            }
        }
        break;
    }

    //Não terminou corretamente a pré-carga. Gera erro.
    case -1: {
        //Erro na etapa de pré-carga
        Erro(ERR_Pre);
        break;
    }
}

```

```

    }
}

//Rotina de controle da tensão
INLINE void Controle_Vdc() {
    //Com controle de tensão
    #ifdef CONTROLE_TENSAO
        //Sinal de referência: rampa com saturação
        __add(&Vdc_ref, Vdc_inc); //Vdc_ref += Vdc_inc;
        Vdc_ref = __min(Vdc_ref, Vdc_nom);

        //Sinal de erro de tensão de saída
        Verr = Vdc_ref - Vdc_md;

        //Controlador de tensão
        cvx[0] = Verr; //Entrada do bloco: Q14
        Cv_acc = (int32)cvy << _Cv_Q;
        Cv_acc += __mpy(cvx[0], cvb0);
        Cv_acc += __mpy(cvx[1], cvb1);
        cvy = __lmax(__lmin((Cv_acc >> _Cv_Q), Kv_max), 0);
        Kv = cvy;
        cvx[1] = cvx[0];
    #endif

    //Sem controle de tensão
    #ifndef CONTROLE_TENSAO
        //Valor fixo de Kv [_Q14]
        Kv = 0.4 * _Q14;
    #endif

    //Controle por valores médios
    #if (CONTROLE_CORRENTE == 1)
        //Recalcula condutância
        Gin_shd = __mpy(Kv, Gnom) >> 14; //[10/ohm * _Q14]

        //Copia ações de controle
        Gin = Gin_shd;
    #endif

    //Autocontrole
    #if (CONTROLE_CORRENTE == 2)
        //Saturação
        Kv_sat = __max(Kv, Kv_min);

        //Divisão
        Kreg_shd = _IQ14div(Ki_nom, Kv_sat) >> 4; //Q8

        //Ação sobre a razão cíclica complementar
        Dc_offset_shd = __mpy((Kv_sat - Kv), Klim_gain) >> 10;

        //Copia ações de controle
        Kreg = Kreg_shd;
        Dc_offset = Dc_offset_shd;
    #endif

    //Ação de controle
    //DBG_PWM = Kv >> 6;
}

```

```

//Estado em que o sistema fica após ter atuado alguma proteção
INLINE void Protecao() {
    Calibracao_Offset_Iac();

    //Incrementa contador de tempo
    tempo_btn++;

    if (tempo_btn < 0) { //Esperando soltar
        if (BTN_IO) tempo_btn = -TEMPO_BTN_RELEASE; //Se botão
pressionado, volta o tempo.
    }
    else { //Já soltou, agora espera pressionar.
        if (!BTN_IO) tempo_btn = 0; //Se botão solto, zera o tempo.
        if (tempo_btn > TEMPO_BTN_RESET) { //Fim do tempo pressionado ?
            //Prepara o sistema para novo início
            Inicializacao_Control();
        }
    }
}

//Rotina de calibração do offset do sensor de corrente
INLINE void Calibracao_Offset_Iac() {
    //Cópia instantânea
    Iaco_shd = AdcResult.ADCRESULT0;

    //Filtro do tipo média
    Iaco_acc += Iaco_shd;

    //Incrementa índice
    __inc(&idx_iaco);

    //Verifica se já tem amostras suficientes
    if (idx_iaco >= 1024) { //16 ciclos de 60 Hz com 64 amostras por ciclo
        //Novo offset é a média
        Offset_Iac = Iaco_acc >> 10;

        //Zera índice e acumulador
        idx_iaco = 0;
        Iaco_acc = 0;
    }
}

/*****
                               INEP-UFSC

```

ARQUIVO:GLOBAL.c
TÍTULO :Definições de variáveis globais

DATA: 30/08/2011
ATUALIZAÇÃO: xx/xx/xxxx
VERSÃO:1.0

DESENVOLVIMENTO: ANDRÉ LANGE

OBSERVAÇÕES:

*****/

```

#include "DSP2802x_Device.h" // DSP2802x Headerfile Include File
#include "Define.h"
#include "global.h"

```

```

/*****
/*          Variáveis globais          */
/*****

//Controle de corrente

//Autocontrole
const int16 cla = -8082;
const int16 clb = 27633;

const int16 c2a = -32330;
const int16 c2b = 219;

const int16 c3a = 8472;
const int16 c3b0 = 28252;
const int16 c3b1 = -3396;

//Controle por valores médios
const int16 Krej = 21558;

//8 kHz
const int16 Cib0 = 20286;
const int16 Cib1 = -19133;

int16 clx[2], cly;
int16 c2x[2], c2y;
int16 c3x[2], c3y;
int16 Cix[2], Ciy;

//Constantes
const int16 Vdc_nom = Vdc_nom;
const int16 Vdc12_max = Vdc12_max; //Proteção de sobretensão
const int16 Iac_max_pos = 465.0 * (1.0 + Iac_max/Iac_m); //Proteção de
sobrecorrente positiva
const int16 Iac_max_neg = 465.0 * (1.0 - Iac_max/Iac_m); //Proteção de
sobrecorrente negativa

//Pré-carga
#ifdef DETECTAR_PRECARGA
//Com pré-carga
const int16 Vdc_pre1 = 0.025 * Q14; //Primeiro limiar
//const int16 Vdc_pre1 = 0.0 * Q14; //Sem primeiro limiar
const int16 Vdc_pre2 = 0.240 * Q14; //Segundo limiar
const int32 Iac_pre2 = (float)Nsamp * 0.2/100 * Q14; //Limiar de corrente
const int16 Tempo_pre1 = 100 * Nsamp;
const int16 Tempo_pre2 = 30 * Nsamp;
const int16 Tempo_pre3 = 5 * Nsamp;
#endif

//Sem pré-carga (variac)
#ifdef DETECTAR_PRECARGA
const int16 Vdc_pre1 = 0 * Q14; //Primeiro limiar
const int16 Vdc_pre2 = 0 * Q14; //Segundo limiar
const int32 Iac_pre2 = (float)Nsamp * Q14; //Limiar de corrente
const int16 Tempo_pre1 = 100 * Nsamp;
const int16 Tempo_pre2 = 60 * Nsamp;
const int16 Tempo_pre3 = 5 * Nsamp;
#endif

```

```

#define Vdc_inc 0.0005 * _Q14
const int16 Vdc_inc = _Vdc_inc;

int16 Offset_Iac;

long Vdc1_acc, Vdc2_acc, Iac_acc, Iaco_acc;

int Iac_signed, Vac_signed, Vdc1_signed, Vdc2_signed;
//Leituras do ADC corrigidas em offset

int Iac, Vac, Vdc, Vdc1, Vdc2;

int16 Vret, Iref, Gin, Gin_shd, Dc_rej, Ierr;
int32 Ci_acc;

int16 Iret, Iamp;
int16 Kreg, Dc_offset;
int32 clacc, c2acc, c3acc;

//Buffer para filtro média móvel

int16 Vdc1_filo[Nsamp], Vdc2_filo[Nsamp], Iac_filo[Nsamp];
int idx_vdc, idx_iac, idx_iaco;
int16 Vdc1_md, Vdc2_md, Vdc_md, Iac_md;

//Controle de tensão de saída
const int16 Ki_nom = 4.2449 * _Q12;
#define Ki_nom_Q 12
const int16 Kv_max = 1.2 * _Q14;
#define Kv_min_dbl 0.2
const int16 Kv_min = _Kv_min_dbl*_Q14;
const int16 Klím_gain = _Q10 / _Kv_min_dbl;

const int16 Gnom = 10*65.246e-3 * _Q14; //[10/ohm * _Q14]

//Controle de tensão
#if (CONTROLE_CORRENTE==1)
//Controle por valores médios
const int16 cvb0 = 24665;
const int16 cvb1 = -24487;
#define _Cv_Q 11
#endif

#if (CONTROLE_CORRENTE==2)
//Autocontrole
const int16 cvb0 = 24709;
const int16 cvb1 = -24443;
#define _Cv_Q 11
#endif
int16 cvx[2], cvy;

int32 Iamp32;

int16 Vdc1, Vdc2;
int16 Vdc_ref, Verr;
int32 Cv_acc;
int16 Kv, Kv_sat;

```

```

//Razão ciclica complementar
int16 Dc;

//Razão ciclica dos interruptores
unsigned int D_San, D_Smp, D_dbg;

//Depuração
int16 graf[64];
int16 g;

//Máquina de estados
eEstado estado;
eErro erro;

int16 tempo_btn;

//Rotina de tratamento de erro
void Erro(eErro err) {
    //Acende o led correspondente
    LED_ERRO_ON;

    //Se não tem erro registrado
    if (erro == ERR_Nada) {
        //Registra o erro
        erro = err;

        //Força evento One-shot imediatamente
        ForceTrip();
    }
}

//Atualiza LEDs de sinalização
void Disp(int16 val) {
    GpioDataRegs.GPACLEAR.all = 0x00070000; //Apaga os LEDs
    GpioDataRegs.GPASET.all = ((int32)val << 16); //Acende os LEDs
    correspondentes
}

//Mostra estado atual
void ChgState(eEstado st) {
    estado = st;
    if (erro == ERR_Nada) {
        Disp((int16)estado);
    }

    //Redefine a rotina de interrupção
    if (estado == _Controle) {
        EALLOW;

        #ifdef CONTROLE_CORRENTE
            #if (CONTROLE_CORRENTE == 1)
                PieVectTable.EPWM1_INT = &Int_Classico;
            #elif (CONTROLE_CORRENTE == 2)
                PieVectTable.EPWM1_INT = &Int_AutoC;
            #endif
        #endif

        #ifndef CONTROLE_CORRENTE
            PieVectTable.EPWM1_INT = &Int_CC;
        #endif
    }
}

```

```

        EDIS;
    }
    else {
        EALLOW;
        PieVectTable.EPWM1_INT = &Int_Instrumentacao;
        EDIS;
    }
}

//Escreve valor no PWM de depuração
void Dbg_PWM(int16 val) {
    //Razão cíclica
    D_dbg = __min(__max(_Q12 - Dc, 0), (1 << DBG_PWM_Q));

    //Moduladora
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = (__mpy(D_dbg, VT-2) >> DBG_PWM_Q) + 1;
}

//Força o trip-zone em todos os EPWMs
void ForceTrip() {
    //Força evento One-shot imediatamente nos EPWMs 1-3
    EALLOW;
    EPwm1Regs.TZFRM.all = 0x0004; // Force a One-Shot Trip Event via Software
    EPwm2Regs.TZFRM.all = 0x0004; // Force a One-Shot Trip Event via Software
    EPwm3Regs.TZFRM.all = 0x0004; // Force a One-Shot Trip Event via Software
    EDIS;

    //Abre o relé geral
    RELE_GERAL_OFF;
}

/*****
                                     INEP-UFSC
*****/

-----
ARQUIVO:ISR.c
TÍTULO :Configurações gerais de interrupções

-----
DATA: 30/08/2011
ATUALIZAÇÃO: xx/xx/xxxx
VERSÃO:1.0

-----
DESENVOLVIMENTO: ANDRÉ LANGE

-----
OBSERVAÇÕES:

*****/

//-----
// Arquivos Header
//-----

#include "DSP2802x_Device.h" // DSP2802x Headerfile Include File
#include "Define.h" // Definições gerais de operação
#include "global.h"
#include "IQmathLib.h"

```

```

//Definir para usar declarações inline
#define USE_INLINE 1

#ifndef USE_INLINE
#define INLINE inline
#else
#define INLINE
#endif

INLINE void Equilibrio_Vdc();
INLINE void Instrumentacao_Iac();
INLINE void Instrumentacao_Vac();
INLINE void Modulacao();

//Somente instrumentação.
void interrupt Int_Instrumentacao()
{
    //-----
    // Flags de Interrupção
    //-----

    PieCtrlRegs.PIEACK.all= 0x0004; // Reseta o bit
de acknowledgement
    EPwm1Regs.ETCLR.all = 0x0001;

    //-----
    // Conversor A/D
    //-----

    // A conversão já terá sido iniciada pelo sinal SOC gerado em hardware pelo
ePWM
    while (!AdcRegs.ADCINTFLG.bit.ADCINT1) {} // aguarda o fim da
conversão A/D, caso ainda não tenha terminado
    AdcRegs.ADCINTFLGCLR.all = 1; // limpa o flag da int:
AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1=1;

    //-----
    // Instrumentação
    //-----

    Instrumentacao_Iac();
    Instrumentacao_Vac();

    //Retifica as medições
    Iret = __abs16_sat(Iac);
    Vret = __abs16_sat(Vac);
}

//Controle por valores médios
#if (CONTROLE_CORRENTE == 1)
void interrupt Int_Classico()
{
    //-----
    // Flags de Interrupção
    //-----

```



```

PieCtrlRegs.PIEACK.all= 0x0004; // Reseta o bit
de acknowledgement
EFwmlRegs.ETCLR.all = 0x0001;

//-----
// Equilíbrio de tensões no barramento
//-----

Equilibrio_Vdc();

//-----
// Conversor A/D
//-----

ePWM // A conversão já terá sido iniciada pelo sinal SOC gerado em hardware pelo
while (!AdcRegs.ADCINTFLG.bit.ADCINT1) {} // aguarda o fim da
conversão A/D, caso ainda não tenha terminado
AdcRegs.ADCINTFLGCLR.all = 1; // limpa o flag da int:
AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1=1;

//-----
// Instrumentação
//-----

Instrumentacao_Iac();
Instrumentacao_Vac();

//Retifica as medições
Iret = __abs16_sat(Iac);
Vret = __abs16_sat(Vac);

//-----
// Lei de controle da corrente
//-----

//Corrente de referência
Iref = __mpyu(Vret, Gin) >> 14; //[_Q14 * 100A]

//Ação de controle que rejeita a perturbação da tensão de entrada
Dc_rej = __mpy(Vret, Krej) >> (_Krej_Q+1); //[_Q13]

//Erro de corrente
Ierr = Iref - Iret; //[_Q14 * 100A]

//Controlador
Cix[0] = Ierr; //Entrada do bloco [_Q14 * 100A]
Ci_acc = (int32)Ciy << _Ci_Q;
Ci_acc += __mpy(Cix[0], Cib0);
Ci_acc += __mpy(Cix[1], Cib1);
Ciy = __lmax(__lmin((Ci_acc >> _Ci_Q), _Q14), -_Q14); //Saida [_Q14]
Cix[1] = Cix[0];

//Soma ações de controle
Dc -= (Ciy >> 1); //[_Q13]

//Soma ações de controle
Dc = (int32)Dc_rej - (int32)(Ciy >> 1); //[_Q13]

```

```

//-----
// Modulador
//-----

Modulacao();

}
#endif

//Autocontrole
#if (CONTROLE_CORRENTE == 2)
void interrupt Int_AutoC()
{

//-----
// Flags de Interrupção
//-----

PieCtrlRegs.PIEACK.all = 0x0004; // Reseta o bit
de acknowledgement
EFwmlRegs.ETCLR.all = 0x0001;

//-----
// Equilíbrio de tensões no barramento
//-----

Equilibrio_Vdc();

//-----
// Conversor A/D
//-----

// A conversão já terá sido iniciada pelo sinal SOC gerado em hardware pelo
ePWM
while (!AdcRegs.ADCINTFLG.bit.ADCINT1) {} // aguarda o fim da
conversão A/D, caso ainda não tenha terminado
AdcRegs.ADCINTFLGCLR.all = 1; // limpa o flag da int:
AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1=1;

//-----
// Instrumentação
//-----

Instrumentacao_Iac();

//-----
// Lei de controle da corrente
//-----

//Filtro de avanço de fase
//c3x[0] = Iac; //Entrada do bloco
c3acc = __mpy(c3y, -c3a); //c3acc = -((int32)c3y * c3a1);
c3acc += __mpy(Iac, c3b0); //c3acc += ((int32)c3x[1] * c3b[1]);
c3acc += __mpy(c3x[1], c3b1); //c3acc += ((int32)c3x[0] * c3b[0]);
c3y = c3acc >> _C3_Q;
c3x[1] = Iac;

//Retifica a medição de corrente

```

```

Iret = __abs16_sat(c3y); //Iret = abs(c3y);

//Controlador C1:  $y[n] = -a_1*y[n-1] + b_0*x[n] + b_1*x[n-1]$ 
clx[0] = Iret; //Entrada do bloco
clacc = __mpy(cly, -c1a); //clacc = -((int32)cly * c1a);
clacc += __mpy(clx[0], c1b); //clacc += ((int32)clx[0] * c1b[1]);
clacc += __mpy(clx[1], -c1b); //clacc += ((int32)clx[1] * c1b[1]);
cly = clacc >> _C1_Q;
clx[1] = clx[0]; //Desloca buffer

//Ganho variável
Iamp32 = __mpyu(clx[0], Kreg);
Iamp = __lmin(Iamp32 >> 8, _Q14sat); //Saturação positiva

//Controlador C2:  $y[n] = -a_1*y[n-1] + b_0*x[n] + b_1*x[n-1]$ 
c2x[0] = Iamp + Dc_offset; //Entrada do bloco
c2acc = __mpy(c2y, -c2a); //c2acc = -((int32)c2y * c2a);
c2acc += __mpy(c2x[0], c2b); //c2acc += ((int32)c2x[0] * c2b);
c2acc += __mpy(c2x[1], c2b); //c2acc += ((int32)c2x[1] * c2b);
c2y = c2acc >> _C2_Q;
c2x[1] = c2x[0];

//Soma ações de controle
Dc = ((int32)cly + (int32)c2y) >> 1; //Razão ciclica complementar << 13

//-----
// Modulador
//-----

Modulacao();

}
#endif

//Sem controle de corrente (CC-CC) malha aberta
#ifdef CONTROLE_CORRENTE
void interrupt Int_CC()
{

//-----
// Flags de Interrupção
//-----

PieCtrlRegs.PIEACK.all= 0x0004; // Reseta o bit
de acknowledgement
EPwm1Regs.ETCLR.all = 0x0001;

//-----
// Equilíbrio de tensões no barramento
//-----

Equilibrio_Vdc();

//-----
// Conversor A/D
//-----

// A conversão já terá sido iniciada pelo sinal SOC gerado em hardware pelo
ePWM

```

```

        while (!AdcRegs.ADCINTFLG.bit.ADCINT1) {} // aguarda o fim da
conversão A/D, caso ainda não tenha terminado
        AdcRegs.ADCINTFLGCLR.all = 1; // limpa o flag da int:
AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1=1;

//-----
// Instrumentação
//-----

Instrumentacao_Iac();
Instrumentacao_Vac();

//Retifica as medições
Iret = __abs16_sat(Iac);
Vret = __abs16_sat(Vac);

//Razão ciclica complementar fixa [_Q13]
//Dc = 0.5 * _Q13; //[_Q13]
//Dc = 0.75 * _Q13; //[_Q13]

//-----
// Modulador
//-----

Modulacao();
}
#endif

//Mantém o equilíbrio das tensões do barramento
#ifdef EQUILIBRIO_VDC
inline void Equilibrio_Vdc() {
    if (AdcResult.ADCRESULT2 > AdcResult.ADCRESULT3) { //if (Vdc1 > Vdc2)
        //Força Smp1 inativo
        EPwm2Regs.AQCSFRC.all = 1;
    }
    else {
        //Força Smp2 inativo
        EPwm2Regs.AQCSFRC.all = 4;
    }
}
#endif

//Apenas alterna os comandos entre Smp1 e Smp2
#ifdef EQUILIBRIO_VDC
inline void Equilibrio_Vdc() {
    static int16_toggle;

    //Incrementa contador
    __inc(&toggle);

    //Só altera os comandos uma vez a cada quatro chamadas
    if (toggle & 0x02) {
        //Força Smp1 inativo
        EPwm2Regs.AQCSFRC.all = 1;
    }
    else {
        //Força Smp2 inativo
        EPwm2Regs.AQCSFRC.all = 4;
    }
}
}

```

```

#endif

//Mede a corrente de entrada
INLINE void Instrumentacao_Iac() {
    Iac_signed = AdcResult.ADCRESULT0;
    //__sub(&Iac_signed, _Offset_Iac); //Iac_signed -= _Offset_Iac;
    __sub(&Iac_signed, Offset_Iac); //Offset variável
    Iac = __mpy(Iac_signed, _Ganho_Iac) >> _Ganho_Iac_Q; // [100*A * _Q14]
}

//Mede a tensão de entrada
INLINE void Instrumentacao_Vac() {
    Vac_signed = AdcResult.ADCRESULT1;
    __sub(&Vac_signed, _Offset_Vac); //Vac_signed -= _Offset_Vac;
    Vac = __mpy(Vac_signed, _Ganho_Vac) >> _Ganho_Vac_Q; // [kV * _Q14]
}

//Atualiza a razão cíclica dos interruptores
INLINE void Modulacao() {
    //Razão cíclica dos interruptores
    D_San = __min(__max(_Q12 - Dc, 0), _Q12); //Razão cíclica para os
    interruptores Sa e Sn
    D_Smp = __min(__max(_Q13 - Dc, 0), _Q12); //Razão cíclica para os
    interruptores Smp1 e Smp2

    //Moduladora para os interruptores Sa e Sn
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = (__mpy(D_San, VT-2) >> 12) + 1;

    //Moduladora para os interruptores Smp1 e Smp2
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = (__mpy(D_Smp, VT-2) >> 12) + 1;
}

//Interrupção do Trip-zone
void interrupt Int_TZ() {
    //Pode ter entrado aqui através de um evento do tipo Cycle-by-cycle.
    ForceTrip();

    //Procura causas do erro
    if (EPwm1Regs.TZFLG.bit.DCAEVT1) {
        //Sobrecorrente positiva
        Erro(ERR_Iac_Pos);
    }
    else if (EPwm1Regs.TZFLG.bit.DCAEVT2) {
        //Sobrecorrente negativa
        Erro(ERR_Iac_Neg);
    }
    else if (EPwm1Regs.TZFLG.bit.OST) {
        //Botão PM
        Erro(ERR_PM);
    }
}

//Mostra o código de erro
Disp((int16)erro);

//Muda o estado para "proteção"
tempo_btn = -TEMPO_BTN_RELEASE;
estado = _Protecao;

//Prepara recalibração de offset
idx_iaco = 0;
Iaco_acc = 0;

```

```
//Sinaliza atendimento à interrupção.
PieCtrlRegs.PIEACK.all = 0x0002;
}
```

```
/*
INEP-UFSC
```

```
ARQUIVO: global.h
TITULO : Definições de variáveis globais
```

```
DATA: 30/08/2011
ATUALIZAÇÃO: xx/xx/xxxx
VERSÃO:1.0
```

```
DESENVOLVIMENTO: ANDRÉ LANGE
```

```
OBSERVAÇÕES:
```

```
*****/
```

```
/*
/* Variáveis globais */
/******/
```

```
extern int Iac_unsigned, Vac_unsigned, Vdc1_unsigned, Vdc2_unsigned; //Valores brutos
do ADC
```

```
extern int Iac_signed, Vac_signed, Vdc1_signed, Vdc2_signed;
//Valores corrigidos em offset
```

```
extern int Iac, Vac, Vdc, Vdc1, Vdc2; //Valores em Q24
```

```
extern long Vdc1_acc, Vdc2_acc, Iac_acc, Iaco_acc;
```

```
#define _cont_vdc_inc 0x4000
```

```
extern int32 Iamp32;
```

```
//Razão cíclica complementar
extern int16 Dc;
```

```
//Razão cíclica dos interruptores
extern unsigned int D_San, D_Smp, D_dbg;
```

```
extern int16 tempo_btn;
```

```
extern int16 Iret, Iamp;
extern int16 Kreg, Dc_offset;
extern int32 c1acc, c2acc, c3acc;
```

```
//Instrumentação
#define _Offset_Iac 2055
extern int16 Offset_Iac;
#define _Ganho_Iac 28331
#define _Ganho_Iac_Q 13
```

```
#define _Offset_Vac 2048
#define _Ganho_Vac 26214
```

```

#define _Ganho_Vac_Q 13

//Controle de corrente
extern const int16 cla;
extern const int16 clb;
#define _C1_Q 13

extern const int16 c2a;
extern const int16 c2b;
#define _C2_Q 15

extern const int16 c3a;
extern const int16 c3b0;
extern const int16 c3b1;
#define _C3_Q 14

extern const int16 Krej;
#define _Krej_Q 13

extern int16 c1x[2], c1y;
extern int16 c2x[2], c2y;
extern int16 c3x[2], c3y;
extern int16 Cix[2], Ciy;

extern const int16 Cib0;
extern const int16 Cib1;

#define _Ci_Q 14
#define Nsamp 32
#define Nshift 5
#define Nmask 31

extern int16 Vdc1_filo[Nsamp], Vdc2_filo[Nsamp], Iac_filo[Nsamp];
extern int idx_vdc, idx_iac, idx_iaco;
extern int16 Vdc1_md, Vdc2_md, Vdc_md, Iac_md;
extern int16 Vdc_dif, Vdc_md1;

//Constantes
#define _Vdc_nom 0.38 * _Q14
extern const int16 Vdc_nom;
#define _Vdc_inc 0.0005 * _Q14
extern const int16 Vdc_inc;
#define _Vdc12_max 0.220 * _Q14
extern const int16 Vdc12_max;

//Fundo de escala da medição de corrente [A]
#define _Iac_m 43.59

//Corrente máxima instantânea [A]
#define _Iac_max 30
extern const int16 Iac_max_pos;
extern const int16 Iac_max_neg;

//Pré-carga
extern const int16 Vdc_pre1; //Primeiro limiar
extern const int16 Vdc_pre2; //Segundo limiar
extern const int32 Iac_pre2; //Segundo limiar
extern const int16 Tempo_pre1;
extern const int16 Tempo_pre2;
extern const int16 Tempo_pre3;

//Controle da tensão de saída
extern const int16 Ki_nom;

```

```

#define _Ki_nom_Q 12
extern const int16 Kv_max;
extern const int16 Kv_min;
extern const int16 Klīm_gain;
extern const int16 Gnom;

extern const int16 cvb0;
extern const int16 cvb1;
#define _Cv_Q 11
extern int16 cvx[2], cvy;

extern int16 Vdc_signed, Vdc, Vdc_md;
extern int16 Vdc_ref, Verr;
extern int32 Cv_acc;
extern int16 Kv, Kv_sat;

extern int16 Vret, Iref, Gin, Gin_shd, Dc_rej, Ierr;
extern int32 Ci_acc;

//Máquina de estados
extern eEstado estado;
extern eErro erro;

//Depuração
extern int16 graf[64];
extern int16 g;

//Funções externas
void Erro(eErro err);
void Disp(int16 val);
void ChgState(eEstado st);
void Dbg_PWM(int16 val);
void ForceTrip();
void PWM_Run();

//Tratamentos de interrupção
extern void interrupt Int_Instrumentacao();
extern void interrupt Int_AutoC();
extern void interrupt Int_Classico();
extern void interrupt Int_CC();

```