

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA – UNESP**  
**FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA – FEIS**  
**PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**GUILHERME DE AZEVEDO E MELO**

**“RETIFICADOR ENTRELAÇADO BOOST, NO MODO DE  
CONDUÇÃO DESCONTÍNUA, COM TÉCNICA DE CORREÇÃO  
DA CORRENTE DE ENTRADA E ELEVADO FATOR DE  
POTÊNCIA, PARA APLICAÇÃO EM SISTEMA TRÓLEBUS”**

Orientador:  
**Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin**

Tese submetida à Faculdade de Engenharia  
de Ilha Solteira – FEIS – UNESP, como  
parte dos requisitos exigidos para a  
obtenção de título de Doutor em Engenharia  
Elétrica.

## FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pela Seção Técnica de Aquisição e Tratamento da Informação  
Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação da UNESP - Ilha Solteira.

M528r      Melo, Guilherme de Azevedo e.  
              Retificador entrelaçado boost, no modo de condução descontínua, com  
técnica de correção da corrente de entrada e elevado fator de potência, para  
aplicação em sistema trólebus / Guilherme de Azevedo e Melo. -- Ilha  
Solteira : [s.n.], 2010  
              211 f. : il.

              Tese (doutorado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de  
Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2010

              Orientador: Carlos Alberto Canesin

              1. Trólebus. 2. Eletrônica de potência. 3. Correção do fator de potência.  
4. Energia elétrica - Distribuição.

**CERTIFICADO DE APROVAÇÃO**

**TÍTULO:** Retificador Entrelaçado boost, no modo de condução descontínua, com técnica de correção da corrente de entrada e elevado fator de potência, para aplicação em sistema trolebus


**AUTOR:** GUILHERME DE AZEVEDO E MELO


**ORIENTADOR:** Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN


Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de DOUTOR em ENGENHARIA ELÉTRICA, Área: AUTOMAÇÃO, pela Comissão Examinadora:

  
Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN  
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

  
Prof. Dr. FALCONES JOSE MENDES DE SEIXAS  
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

  
Prof. Dr. DIONIZIO PASCHOARELI JUNIOR  
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

  
Prof. Dr. LUIZ CARLOS DE FREITAS  
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de Uberlândia

  
Prof. Dr. JOÃO BATISTA VIEIRA JUNIOR  
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de Uberlândia

Data da realização: 14 de maio de 2010.

## **AGRADECIMENTOS**

Nossa natureza prima pela sobrevivência, entretanto a razão nos torna capazes de estabelecer relações coerentes, além de uma visão globalmente justa, criando conexões para um universo melhor. Com essa filosofia, estarei sempre em busca de inovações tecnológicas e da formação e capacitação de novos profissionais que compartilhem desta linha de raciocínio, contando desde já com a equipe que me apoiou e proporcionou este trabalho.

Desta forma, gostaria de agradecer inicialmente ao meu orientador, professor Dr. Carlos Alberto Canesin, que vem me propiciando uma carreira próspera em nossos dez anos de convivência. Agradeço também à todos os parceiros envolvidos nesse e projeto, entre eles, o engenheiro Rodrigo A. N. de Oliveira, que participou ativamente na construção, montagem e testes do equipamento desenvolvido nesse projeto, ao professor Dr. Flávio Serrão Gonçalves, que deu suporte no desenvolvimento do projeto, controle e programação, aos colegas do Laboratório de Eletrônica de Potência (LEP), Moacyr Aureliano Gomes de Brito, Leonardo Poltronieri Sampaio, Marcelo Rubia da Silva pelo apoio e relação de amizade reforçada a cada dia e aos colegas que participaram inicialmente com propostas tecnológicas; professor Dr. Luiz Carlos Gomes de Freitas, professor Dr. Falcondes J. M. Seixas e professor Dr. Luiz Carlos de Freitas.

Agradeço também à todos aqueles que apoiaram esse projeto direta ou indiretamente: À CAPES - Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, pelo fomento concedido à minha formação, à Universidade Estadual Paulista – UNESP pelo apoio com a estrutura física, à Himalaia S. A. e seus funcionários pelo apoio estrutural e de seus funcionários, à ANEEL em parceria com a AES-Eletropaulo pelo apoio logístico e fomento do projeto, assim como seus funcionários diretamente ligados ao projeto; Jerry M. Muno e Marcelo dos Santos.

Ao meu sogro Ginival Antônio Calegari e à minha sogra Quioco Teresa Haguio Calegari pelo apoio de sempre.

Ao meu pai Jayro Gonçalves Melo e à minha mãe Edna Maria de Azevedo e Melo por seus ensinamentos baseados na honestidade e companheirismo, desempenhando um papel importantíssimo na minha formação pessoal.

Em especial à minha esposa Daniela Bianca Calegari e Melo, que participou de todo este processo com paciência e compreensão, além de me apoiar nos momentos críticos de minha vida.

## RESUMO

Esta tese apresenta o desenvolvimento e os principais resultados para um retificador monofásico pré-regulador "boost" para aplicação em sistema trólebus, possibilitando sua alimentação em corrente alternada (CA) ou em corrente contínua (CC), mantendo-se o sistema tradicional de distribuição da alimentação a dois fios. A estrutura proposta é composta por um retificador monofásico convencional, conectado a um conversor "boost" entrelaçado com cinco células, operando no modo de condução descontínua (MCD), reduzindo as perdas de comutação no diodo "boost", interferências eletromagnéticas (EMI - electromagnetic interference) e propiciando o controle de forma simples, robusta e confiável para a estrutura. Além disso, devido às características das linhas de distribuição, a estrutura proposta pode atuar como conversor CA para CC ou CC para CC, fornecendo nível de tensão dentro da faixa adequada para o barramento CC. Quando alimentado pelo sistema em CA monofásico, o conversor propicia elevado fator de potência com reduzida distorção harmônica total de corrente (DHTi), atendendo plenamente às restrições da norma internacional IEC 61000-3-4. Adicionalmente, uma técnica de correção para a corrente de entrada, utilizando referência da tensão de entrada, é utilizada para garantir os baixos níveis de distorção harmônica, uma vez que a operação do pré-regulador retificador "boost" entrelaçado em MCD ocorre com reduzido ganho estático.

Para a implementação do controle da regulação de tensão e correção da corrente de entrada, é empregado um dispositivo FPGA (field programmable gate array) utilizando linguagem de descrição de hardware (VHDL - verilog hardware description language). Utilizando o mesmo dispositivo FPGA, foi desenvolvido um controle de gerenciamento da operação, promovendo a comutação automática quando das transições entre os sistemas de alimentação CA para CC e vice-versa, mantendo as características originais do barramento CC do sistema de acionamento do trólebus.

Após uma breve revisão, é apresentado o processo de desenvolvimento do trabalho, contendo a metodologia de projeto com todas as expressões matemáticas necessárias, simulações, circuitos de controle, assim como maquetes digitais 3D (CAD - Computer-Aided Design) para apresentar cada parte singular do conversor, desenvolvidas para dois protótipos, um em escala reduzida de potência (15kW) e outro em escala nominal de potência (150kW).

Desta forma, embasada neste conjunto de fatores, a tese consiste na afirmação de que a alteração do sistema tradicional de alimentação em CC para um sistema monofásico em CA garantirá não somente a continuidade dos sistemas trólebus, como promoverá a expansão do sistema, a baixos custos, principalmente em grandes centros urbanos, possibilitando um sistema adequado, eficiente e ecologicamente correto de transporte de massa, promovendo melhorias significativas na qualidade de vida das populações.

Finalmente, a presente proposta de tese encontra-se inserida na temática da "Mobilidade Urbana Sustentável" em virtude do desenvolvimento e inovação para um modal de transporte coletivo eletrificado, de reduzido impacto ambiental, nos aspectos estruturais e da operação do sistema.

Palavras-Chave: Transporte Coletivo tipo Trólebus; Correção do Fator de Potência; Conversor Boost Entrelaçado; Eficiência Energética; Distribuição de Energia Elétrica.

## ABSTRACT

This thesis presents the development and experimental analysis of a special input stage converter for a Trolleybus type vehicle allowing its operation in AC (two wires, single-phase) or DC distribution networks. The proposed input stage architecture is composed by a conventional single-phase rectifier connected with a five interleaved boost rectifiers operating in discontinuous conduction mode (DCM), avoiding commutation boost diode losses, electromagnetic interference (EMI) and promoting simple control actions, robustness and reliability for the structure. Furthermore, due to the power lines characteristics, the proposed input power structure can act as AC to DC or as DC to DC converter providing a proper DC output voltage range required to the DC bus. When operating as AC to DC, the converter is capable to provide high power factor with reduced input current harmonic distortion, complying with the imposed restrictions by IEC 61000-3-4 standard. In addition, a special input current correction technique, using input voltage reference, is employed in order to achieve low harmonic distortions considering operation with low voltage static gain for the DCM interleaved boost rectifier pre-regulator.

For implementation of the output voltage control and input current correction was used a field programmable gate array (FPGA) device with verilog hardware description language (VHDL). In addition using the same FPGA device, a management control system was implemented, promoting the required automatic operation changes when the vehicle is commuted from the DC power supply to the AC power supply and vice-versa, keeping the original electrical DC bus characteristics for the trolleybus.

After a brief review, a development work process is presented, containing the design methodology with all needed mathematical expressions, simulations, control circuits, as well as a 3D Computer-Aided Designs (CAD) in order to present each single converter part developed for two different prototypes, one in low power level (15kW) and other in nominal power level (150kW).

Therefore, based on this set of features, this thesis proves that modification on the traditional DC feeding system to a single-phase AC feeding system guarantee not only the continuity of trolleybus system, but promotes the system expansion with low overall cost, mainly for large cities in order to allow an adequate, efficiency and green power mass transportation system, allowing significant improvements in quality life of populations.

Finally, this thesis proposal is inserted in the subject of "Sustainable Urban Mobility" from the development and innovation, on the structural and operational aspects, for a transportation electrified modal with reduced environment impact.

**Keywords:** Trolleybus; Mass transportation; Power Factor Correction; Interleaved boost converter; Energy Efficiency; Electrical Power Distribution.

## ACRÔNIMOS E ABREVIATURAS

3D	Tridimensional
AC	“Alternated Current”
AgCl	Cloreto de Prata
AIEE	“American Institute of Electrical Engineers”
AT&T	“American Telephone and Telegraph”
CA	Corrente Alternada
CA-CA	Corrente Alternada para Corrente Alternada
CA-CC	Corrente Alternada para Corrente Contínua
CAD	“Computer-Aided Design”
CC	Corrente Contínua
CC-CA	Corrente Contínua para Corrente Alternada
CC-CC	Corrente Contínua para Corrente Contínua
CCM	“Continuous Conduction Mode”
CFP	Correção do Fator de Potência
CI	Componentes Integrados
CMOS	“Complementary Metal-Oxide Transistor”
CMTC	Companhia Municipal de Transpores Coletivos
CrCM	“Critical Conduction Mode”
CTA	Companhia Tróleibus Araraquara
DC	“Direct Current”
DCM	“Discontinuous Conduction Mode”
DHT	Distorção Harmônica Total
DHTi	Distorção Harmônica Total da corrente
EDA	“Electronic Design Automation”
EMI	“Electromagnetic Interference”
FD	Fator de deslocamento da corrente
FM	Modulação em frequência
FP	Fator de Potência
FPGA	“Field Programmable Gate Array”
FT	Função de transferência
GBR	Garagem do Brás
GE	“General Electric”
HC MOS	“High-speed Complementary Metal-Oxide Transistor”
IEC	“International Electrotechnical Commission”

IEEE	“Institute of Electrical and Electronics Engineers”
IGBT	“Insulated Gate Bipolar Transistor”
IRR	“Infinite Impulse Response”
LCD	“Liquid Cristal Display”
Litz	Construção de cabo com vários fios isolados
LVTTL	“Low Voltage Transistor-transistor Lógic”
MCC	Modo de Condução Contínua
MCCr	Modo de Condução Crítica
MCD	Modo de Condução Descontínua
MOSFET	“Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor”
PAC	Ponto de acoplamento de carga
PFC	“Power Factor Correction”
PhD	“Philosophiæ Doctor” (Latin)
PI	Proporcional Integral
PSMD	Pólo no semi-plano direito
PWM	“Pulse Width Modulation”
RAM	“Random Access Memory”
RF	Rádio Frequência
RSE	Resistência série do capacitor
SAR	Successive Approximation Register
SCR	“Silicon Controlled Rectifier”
SPtrans	São Paulo Transporte S.A.
THD	“Total Harmonic Distortion”
THDi	“Total Harmonic Distortion – on current”
VDE	“Association for Electrical, Electronic & Information Technologies”
VHDL	“Verilog Hardware Description Language”
XST	“Xilinx Synthesis Technology”
ZCS	“Zero Current Switching”
ZVS	“Zero Voltage Switching”



## SIMBOLOGIA

A	Área
$A_{cu}$	Área da seção transversal de cobre em um condutor
ADC	Conversor analógico digital (“Analogic Digital Converter”)
$A_e$	Área do magnético no cálculo de núcleo para indutor
AL	Indutância em nH por número de espiras ao quadrado
$A_w$	Área da janela do núcleo
B	Indução magnética
$B_{ca}$	Parcela alternada da densidade de fluxo magnético
$B_m$	Densidade de fluxo operacional para núcleo magnético
$C_{0es}$	Capacitância de saída do transistor
CEL	Banco capacitivo pertencente ao trólebus (após o retificador)
$C_f$	Capacitor de filtro
CF	Banco capacitivo pertencente ao trólebus (antes do retificador)
$\cos(\varphi)$	Fator de deslocamento da corrente
$C_x$	Capacitor com índice (x)
D	Razão cíclica no ponto quiescente
d	Razão cíclica variável
$D_x$	Diodo com índice (x)
f	Frequência em Hz
$f_c$	Frequência de corete
$f_{CLK}$	Frequência de operação do dispositivo aplicado ao controle digital
$F_M$	Ganho do modulador PWM
$f_r$	Frequência de ressonância
$f_{rede}$	Frequência da rede de alimentação
$f_s$	Frequência de chaveamento
G	Ganho estático
$G_C(s)$	Função de transferência do compensador
$G_{VC}(s)$	Função de transferência do controle de saída com correção da corrente
$H(s)$	Função de transferência
$I_0$	Corrente de saída
$I_{C0}$	Corrente no banco capacitivo de saída
$I_{ef}$	Corrente eficaz de entrada do conversor
$I_{efD}$	Corrente eficaz no diodo “boost”
$I_{efL}$	Corrente eficaz no indutor

$I_{efS}$	Corrente eficaz no transistor
$I_{in}$	Corrente de entrada
$I_{md}$	Corrente média de entrada do conversor
$I_{mdD}$	Corrente média no diodo "boost"
$I_{mdL}$	Corrente média no indutor
$I_{mdS}$	Corrente média no transistor
$I_x$	Corrente constante com índice (x)
$i_x$	Corrente no domínio do tempo com índice (x)
$I_x(t)$	Corrente com índice (x) no domínio do tempo
$i_x(t)$	Corrente no domínio do tempo com índice (x)
$J$	Densidade de corrente
$J_{máx}$	Densidade de corrente máxima
$k$	Fator de acomodação dos enrolamentos no núcleo
$k$	Genericamente utilizado como constante
$K_{ADC}$	Ganho do conversor analógico digital
$K_D$	Ganho do sensor de tensão
$K_{DOUT}$	Ganho do sensor Hall para a tensão de saída
$K_e$	Condição elétrica
$K_F$	Ganho do sinal "Feed Forward"
$K_f$	Coeficiente de perdas por correntes parasitas
$K_g$	Coeficiente geométrico para núcleo magnético
$K_h$	Coeficiente de perdas por histerese
$K_u$	Fator de utilização para projeto de núcleo magnético
$k_w$	Fator de acomodação para o enrolamento
$l$	Comprimento
$l_{ar}$	Entreferro de ar
$LE1$	Indutor de alisamento da corrente de entrada pertencente ao trólebus
$l_{esp}$	Comprimento médio das espiras
$L_f$	Indutor de filtro
$L_x$	Indutor com índice (x)
$MPL$	Comprimento do caminho magnético
$\overline{m(t)}$	Média da função $m(t)$ em um período de tempo
$n$	Índice para formas de onda discretizadas
$n_c$	Número de células entrelaçadas
$n_L$	Número de espiras do elemento magnético

$P$	Potência em watts
$P_C$	Potência consumida pelo capacitor
$P_{C0}$	Potência dissipada no banco capacitivo de saída do conversor
$P_{\text{comutD}}$	Perdas por comutação no diodo
$P_{\text{comutS}}$	Perdas por comutação no transistor
$P_{\text{comutS}}$	Potência dissipada no transistor durante a comutação
$P_{\text{condD}}$	Perdas por condução no diodo
$P_{\text{condS}}$	Perdas por condução no transistor
$P_{\text{condS}}$	Potência dissipada no transistor por condução
$P_{\text{cu}}$	Perdas no cobre
$P_D$	Potência total dissipada pelo diodo
$P_{EE}$	Perdas de potência no núcleo do tipo EE
$P_{\text{gr}}$	Perdas no grampeador
$P_{\text{in}}(t)$	Potência fornecida pela fonte
$P_{\text{NL}}$	Potência de carga não linear
$P_{\text{perdas}}$	Perdas no semicondutor utilizado
$P_R(t)$	Potência consumida pela carga resistiva
$P_{\text{sn}}$	Perdas no “snubber” RC
$P_{\text{TOR}}$	Perdas de potência no núcleo do tipo EE [W]
$R_{\text{cu}}$	Resistência total do enrolamento de cobre
$R_{\text{on(Sat)}}$	Resistência em condução do transistor na saturação
$r_T$	Resistência em condução do diodo
$R_{\text{th}}$	Resistência térmica em kelvin por watt
$R_{\text{thCD}}$	Resistência térmica cápsula dissipador [ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]
$R_{\text{thDA}}$	Resistência térmica dissipador ambiente [ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]
$R_{\text{thJC}}$	Resistência térmica junção cápsula [ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]
$R_x$	Resistor com índice (x)
$S_x$	Elemento semicondutor controlado chaveado com índice (x)
$T$	Período de chaveamento
$t$	Tempo em segundos
$T_a$	Temperatura ambiente [ $^{\circ}\text{C}$ ]
$T_{\text{d(off)}}$	Atraso para o bloqueio do transistor
$t_f$	Tempo de queda da corrente
$T_j$	Temperatura da junção [ $^{\circ}\text{C}$ ]
$T_V(s)$	Ganho de laço

$T_v(s)$	Ganho de laço
$T_x$	Temperatura com índice (x)
$V_0$	Tensão de saída
$v_{2L}(t)$	Variável composto pelas oscilações com dobro da frequência da rede
$V_{core}$	Volume do núcleo
$V_F$	Tensão direta de condução diodo
$V_{in}$	Tensão de entrada
$V_M$	Valor de pico de $V_{rampa}$
$V_{on(Sat)}$	Tensão direta de condução do transistor na saturação
$V_{rampa}$	Onda de tensão dente de serra utilizada no modulador PWM
$V_{ref}$	Tensão de referência para o controle
$V_S$	Ganho de sinal "feed forward"
$V_{S(off)}$	Tensão sobre o transistor quando bloqueado
$V_x$	Tensão com índice (x)
$v_x$	Tensão com índice (x) no domínio do tempo
$v_x(t)$	Tensão com índice (x) no domínio do tempo
$WK$	Densidade de perdas no núcleo [W/kg]
$W_L$	Energia armazenada no indutor
$W_{tfe}$	Massa do núcleo [kg]
$X(n)$	Parâmetro ou forma de onda discretizada (em função de n pontos)
$X_0$	Parâmetro com índice relativo à saída
$X_b$	Parâmetro com índice relativo à "boost"
$X_{gr}$	Parâmetro com índice relativo à "snubber" RCD (grampeador)
$X_p$	Parâmetro com índice relativo à valor de pico
$X_P$	Parâmetro com índice relativo à potência constante
$X_R$	Parâmetro com índice relativo à puramente resistivo
$X_{sn}$	Parâmetro com índice relativo à "snubber" RC
$X_T$	Parâmetro com índice relativo à total
$\hat{x}(t)$	Variável com valor constante com oscilações de chaveamento
$\hat{x}(t)$	Variável de pequenos sinais
$\langle x(t) \rangle$	Valor médio da função x no tempo
$\alpha$	Ganho estático para o retificador pré-regulador (Considera $V_p$ )
$\beta$	Inverso do ganho estático para o retificador pré-regulador
$\lambda$	Corrente normalizada na carga
$\mu$	Permeabilidade

$\mu_{AP}$	Permeabilidade magnética do núcleo composto por "iron powder"
$\mu_0$	Permeabilidade no vácuo
$\eta$	Rendimento
$\xi$	Coefficiente de amortecimento
$\rho$	Resistividade
$\rho_{Cu}$	Resistividade do cobre
$\sigma$	parâmetro genérico utilizado em expressões de exemplo
$\delta$	Profundidade de penetração da corrente no condutor
$\delta_{Cu}$	Profundidade de penetração da corrente em um condutor
$\left. \frac{\delta x}{\delta y} \right _Q$	Derivada parcial de x com relação à y no ponto Q
$\Delta B$	Varição da indução magnética
$\Delta i_x$	Varição da corrente com índice (x) em um intervalo de tempo
$\Delta t_x$	Intervalo de tempo com índice (x)
$\Delta v_x$	Varição da tensão com índice (x) em um intervalo de tempo
$\omega$	Frequência angular

# SUMÁRIO

<b>CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO GERAL .....</b>	<b>15</b>
1.1 AS BASES DA TECNOLOGIA.....	19
1.2 SISTEMAS DE TRAÇÃO ELÉTRICA .....	24
1.3 O SISTEMA TRÓLEBUS .....	28
1.4 CORREÇÃO ATIVA DO FATOR DE POTÊNCIA PARA FONTES DE ALIMENTAÇÃO .....	34
<b>CAPÍTULO 2 ANÁLISES QUALITATIVA E QUANTITATIVA PARA O RETIFICADOR “BOOST” ENTRELAÇADO .....</b>	<b>44</b>
2.1 ASSOCIAÇÃO DE ESTRUTURAS CONVERSoras.....	45
2.2 EQUACIONAMENTO DO CONVERSOR “BOOST” EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA (MCD).....	49
1ª Etapa de Funcionamento $\Delta t_1 = (t_0 - t_1)$ .....	50
2.2.1 2ª Etapa de Funcionamento $\Delta t_2 = (t_1 - t_2)$ .....	50
2.2.2 3ª Etapa de Funcionamento $\Delta t_3 = (t_2 - t_3)$ .....	51
2.2.3 Ganho estático de tensão .....	52
2.2.4 Principais formas de onda .....	53
2.2.5 Equacionamento do pré-regulador retificador “boost” em MCD .....	55
2.3 METODOLOGIA DE PROJETO .....	60
2.3.1 Cálculo da variação na tensão de entrada.....	61
2.3.2 Cálculo dos elementos de filtro do pré-regulador retificador .....	62
2.3.3 Cálculo das Correntes.....	63
2.3.4 Distorção Harmônica Total da Corrente (DHTi) e Fator de Potência .....	65
2.3.5 Metodologia para o projeto dos indutores.....	66
2.3.6 Cálculo dos “Snubbers” e dos Grampeadores para os Semicondutores.....	69
2.3.7 Perdas e Rendimento no Conversor.....	71
2.3.8 Discussões para Operação em CC ou CA.....	76
2.4 CONCLUSÕES .....	77
<b>CAPÍTULO 3 DESENVOLVIMENTO DAS LEIS DE CONTROLE .....</b>	<b>79</b>
3.1 EQUILÍBRIO DE POTÊNCIA.....	80
3.2 LEI DE CONTROLE CONVENCIONAL – RAZÃO CÍCLICA CONSTANTE .....	85
3.3 LEI DE CONTROLE - CORREÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA .....	89
3.3.1 Lei de Controle – Tensão de Saída ( $V_o$ ) no Laço de Correção.....	92
3.3.2 Lei de Controle – Valor da Tensão de Referência no Laço de Correção.....	94
3.4 PROJETO DO LAÇO DE REALIMENTAÇÃO.....	96
3.4.1 Implementação do Controle Digital .....	97
3.4.2 Função de Transferência em Pequenos Sinais $G_{VC}(s)$ .....	101
3.4.3 Ganho do Modulador Digital ( $F_M$ ).....	102
3.4.4 Ganho do sensor de tensão de saída ( $K_{DOUT}$ ).....	103
3.4.5 Ganho do conversor A/D ( $K_{ADC}$ ).....	103
3.4.6 Projeto do Compensador no Plano S (frequência) .....	104
3.4.7 Emulação do Projeto Digital.....	107
3.4.8 Implementação do Controle Digital usando dispositivo FPGA.....	109
3.4.9 Implementação dos Blocos Funcionais.....	110
3.4.10 Simulação Digital.....	118
3.5 CONCLUSÕES .....	125
<b>CAPÍTULO 4 PROTÓTIPO EM ESCALA REDUZIDA DE POTÊNCIA (15 KW) .....</b>	<b>127</b>
4.1 ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO.....	130
4.1.1 Dados Gerais para o Projeto do pré-regulador retificador com 5 células entrelaçadas .....	130
4.1.2 Variação da Tensão de Entrada.....	131
4.1.3 Semicondutores.....	131
4.1.4 Capacitor de Saída e Indutor “Boost”.....	133
4.1.5 “Snubber” RC e RCD.....	134
4.1.6 Filtro de EMI .....	134
4.1.7 Estimativa de Perdas e Rendimento do Conversor .....	135
4.1.8 Dissipadores de Calor para os Semicondutores.....	136
4.1.9 Elementos e Parâmetros Gerais do Projeto.....	137
4.1.10 Arranjos e estimativas de massa, volume e densidade de potência .....	137

4.2 CIRCUITOS DO ESTÁGIO DE CONTROLE .....	139
4.2.1 Sensores de Tensão .....	140
4.2.2 Conversores A/D .....	140
4.2.3 Estágio de Condicionamento de Sinais do Conversor A/D.....	141
4.2.4 Estágio de Condicionamento de Sinais para o “Driver” SKHI 10/12.....	142
4.2.5 Condicionamento de Sinais dos Sensores de Temperatura.....	144
4.2.6 Estágio de Condicionamento de Sinais para o comando do contator .....	145
4.2.7 Centralizadora dos Circuitos de Condicionamento .....	146
4.2.8 Alimentação regulada dos Circuitos de Controle .....	147
4.2.9 Controle (Proteções) .....	148
4.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	151
4.3.1 Modulação PWM Convencional .....	152
4.3.2 Modulação com Correção de Corrente .....	153
4.3.3 Testes de Modos de Operação .....	155
4.3.4 Análises da forma de onda da corrente de entrada com tensão nominal de alimentação.....	162
4.3.5 Equilíbrio de Temperatura.....	164
4.4 CONCLUSÕES .....	164
<b>CAPÍTULO 5 PROTÓTIPO EM ESCALA NOMINAL DE POTÊNCIA (150 KW).....</b>	<b>166</b>
5.1.1 Dados Gerais para o Projeto do pré-regulador retificador com 5 células entrelaçadas em 150kW.....	167
5.1.2 Variação da Tensão de Entrada.....	168
5.1.3 Semicondutores.....	168
5.1.4 Capacitor de Saída e Indutor “Boost”.....	170
5.1.5 “Snubber” RC e RCD.....	171
5.1.6 Filtro de EMI .....	172
5.1.7 Estimativa de Perdas e Rendimento do Conversor .....	172
5.1.8 Dissipadores de Calor para os Semicondutores.....	173
5.1.9 Elementos e Parâmetros Gerais do Projeto.....	174
5.1.10 Arranjos e estimativas de massa, volume e densidade de potência .....	174
5.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	176
5.3 COMPONENTES DO PROTÓTIPO DE 150kW .....	182
5.4 MODIFICAÇÕES NO TRÓLEBUS .....	185
5.4.1 Sistema de Potência.....	185
5.4.2 Sistema de Controle .....	187
5.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	188
5.5.1 Resultados Preliminares no Laboratório .....	188
5.5.2 Resultados Experimentais no Trólebus.....	189
5.6 CONCLUSÃO .....	198
<b>CAPÍTULO 6 CONCLUSÃO GERAL E PROPOSTA DE CONTINUIDADE DA PESQUISA .....</b>	<b>201</b>
6.1 CONCLUSÃO .....	201
6.2 PROPOSTA DE CONTINUIDADE DA PESQUISA .....	203
<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>204</b>

# Capítulo 1

## INTRODUÇÃO GERAL

Independentemente da área de atuação, região geográfica ou etnia, o homem sempre esteve buscando por melhorias no intuito de garantir maior qualidade de vida. A história da humanidade apresenta estas situações continuamente, resultando em avanços tecnológicos profícuos em muitos aspectos e até mesmo por uma perspectiva global. Entretanto, devido a fatores como a instintiva individualidade natural do ser humano gerado por um modelo social com déficit de controle sobre exageros na expansão de sistemas pela falta de uma visão global e principalmente pelas políticas protecionistas e movidas à base de interesses imediatos, muitas vezes tornam a evolução catastrófica. Tais catástrofes atingem o meio ambiente de forma impiedosa, e ironicamente afetam os próprios promotores do feito.

Um dos acontecimentos da evolução tecnológica que vislumbra estas facetas advém dos sistemas de transporte humano e de cargas, incluindo os sistemas de transporte coletivo de seres humanos, onde o trólebus é um dos personagens.

Idealizado pelo alemão Werner von Siemens no final da década de 1870, o trólebus foi uma evolução do bonde, que ganhou rapidamente a simpatia da Inglaterra e Estados Unidos da América, atingindo marcas notáveis de expansão em menos de duas décadas. Até o final da década de 1930, o transporte coletivo elétrico foi predominado pelos bondes, uma vez que os trólebus iniciaram sua jornada através de singelos sistemas na Alemanha a partir de 1909. Entretanto, em 1939, uma extraordinária quantidade de trólebus foi produzida para abastecer grandes capitais na Europa principalmente, totalizando uma quantia de 3429 veículos em funcionamento [1].

Até o final da década de 1950 a tecnologia dos sistemas trólebus apresentava uma evolução gradativa, de forma a atender as necessidades do mercado de transporte coletivo, entretanto, embora oferecesse motor ruidoso e de menor eficiência, seu concorrente, o ônibus a diesel o superou em virtude de maior facilidade de fabricação e aproveitamento de tecnologia oriunda dos caminhões a diesel.

O processo de transição dos veículos elétricos para os movidos a combustão foi baseado quase exclusivamente por uma análise econômica, visto que o custo de



um veículo a diesel era inferior devido ao elevado número de peças produzidas e uma vez que o preço do petróleo era subsidiado para incentivar o transporte de cargas. Desta forma, por mais que as bases da geração elétrica nos países europeus e norte americanos sejam poluentes (geração térmica), fatores importantes como a eficiência energética e a emissão de gases poluentes não foram avaliados no processo de substituição dos bondes e trólebus por ônibus a diesel [2].

Derivados da inventividade de von Siemens, o trólebus e o bonde surgiram praticamente na mesma época (1882) através da busca por veículos de transporte de pessoas alimentado através de rede elétrica aérea em corrente contínua. Em 1900 foi criada a primeira linha comercial de trólebus, em Paris, já no Brasil, desde 1914 se tencionava instalar em SP um sistema de trólebus, rápido e com possibilidade de atendimento da região acidentada da Zona Norte, mas a idéia não prosperou. São Paulo voltou a cogitar os trólebus em 1937, época em que a energia elétrica era considerada o bem do século. Entretanto, somente através da comissão nomeada por Prestes Maia na década seguinte, definiu-se a primeira linha de trólebus no Brasil e no dia 22 de Abril de 1949 com 30 veículos importados dos EUA e Inglaterra, a primeira linha de trólebus do país foi finalmente inaugurada pelo Governador Adhemar de Barros. Entre os anos de 1963 a 1969, observou-se uma importante fase na história do sistema trólebus no Brasil: a CMTc passou a construir os trólebus em sua própria oficina, com mão de obra própria. A partir de 1967 o sistema de trólebus entrou em crise, com a desativação parcial ou total em várias cidades Brasileiras. Um dos fatos que levaram a tal desativação foi a ineficiente reposição de peças, uma vez que a grande maioria dos carros eram importados. A partir de 1978, inicia-se uma nova etapa na história do trólebus. Os primeiros sinais do ressurgimento dos ônibus elétricos foram observados quando as primeiras cinco unidades foram encomendadas pela CTA, de Araraquara. Em 1980 a CMTc encomendou 200 trólebus ao consórcio formado pelas empresas Ciferal (carroceria), Scania (chassi) e Tectronic (controle de tração), e mais 12 trólebus deste tipo à CTA. Em 1985 foram entregues à CMTc dois protótipos de trólebus articulados. Um deles possuía chassi Volvo, carroceria Caio e equipamento elétrico Villares, com o prefixo nº 8000. O outro possuía chassi Scania, carroceria Marcopolo e equipamento elétrico PowerTronics com prefixo nº 8001. Em 1994 a CMTc foi extinta, sendo criada a São Paulo Transportes (SPTTrans), que abriu uma licitação para todo o sistema de ônibus em SP para empresas particulares. Nesta licitação, as 3 garagens

de trólebus, definidas pela licitação, tinham regras diferenciadas para operar o sistema de ônibus elétrico, e, as 3 empresas teriam que comprar pelo menos 37 trólebus novos, além disso, a empresa que operaria a Garagem do Tatuapé teria que reformar os 284 trólebus (Ciferal e Marcopolo) existentes na Garagem. Neste contexto, a garagem do Brás (GBR) passou a ser operada pela Transbraçal, com cerca de 100 trólebus Villares. A garagem do Socorro passou a ser operada pela Imperial, que mais tarde viraria a Viação Santo Amaro, com 78 trólebus Mafersa, além dos trólebus articulados Caio 8000. A garagem do Tatuapé passou a ser operada pela Eletrobus, com 284 trólebus Ciferal e Marcopolo e 1 trólebus articulado Marcopolo 8001. Em 1997, a operação do corredor São Mateus-Jabaquara é passada para a iniciativa privada. A Metra, pertencente ao grupo da Eletrobus de SP, passa a operar o corredor Metropolitano do ABC, e adquire 10 trólebus Marcopolo Torino Gv articulado, com chassi Volvo, tração Powertronics. Em 1999 entra em operação o serviço circular central com cerca de 25 trólebus adesivados, circulando pelo centro de S.Paulo, ligando os Terminais Pq. Dom Pedro II, Bandeira e Princesa Isabel, com as linhas 2001, 2002 e 2003, com operação da Eletrobus. Em 2002 a empresa Eletrobus deixa São Paulo e a garagem do Tatuapé passa a ser comandada pela viação cidade Tiradentes, a Transbraçal é passada para a nova empresa Expandir (do grupo da viação Itaim Paulista) e a viação Santo Amaro é passada para a nova Eletrosul. Em agosto de 2003 a prefeitura anunciou que pretendia transformar todos os trólebus em ônibus híbrido (movidos a diesel e a energia elétrica), entrando em operação dois protótipos. No dia 13 de setembro de 2003 a prefeitura de SP decide reformar o corredor 9 de Julho-Santo Amaro, retirando os trólebus desta região. As linhas 637P e 6500 passaram a operar com ônibus a diesel. Os 78 trólebus Mafersa e os 37 trólebus Neobus/Mercedes foram encostados na garagem de Santo Amaro. Em 2003, a Metra começa a substituição dos trólebus Cobrasma por novos trólebus Busscar, com tração Eletra. Nestes novos trólebus são aproveitados alguns componentes dos trólebus Cobrasma, sendo que o controle de tração é modernizado, substituindo-se os interruptores/semicondutores de SCRs para IGBTs (conversor CC-CC, "chopper"). No dia 20 de dezembro de 2003 a prefeitura de SP iniciou obras nas Av. Cidade Jardim e Brigadeiro Faria Lima para a construção de túneis, e, todas as linhas que operavam com trólebus, os quais iam para Pinheiros ou para o Butantã, passaram a operar com ônibus a diesel. Toda a frota de trólebus da garagem do Brás foi encostada na garagem de Santo Amaro

(com exceção dos 37 trólebus Marcopolo/Volvo/Gevisa que foram para a garagem do Tatuapé). Em 2004, a frota da única garagem restante do sistema trólebus de SP, no Tatuapé, é reduzida para 240 trólebus. Os 150 trólebus (reformados e novos) restantes permanecem apodrecendo na garagem de Santo Amaro. Atualmente, a maioria dos trólebus circulam na Área 4 de São Paulo (a operação dos ônibus em São Paulo é dividida em oito áreas), por um consórcio que inclui as empresas Himalaia, Novo Horizonte, e Happy Play Tour. Em dezembro de 2007 um novo contrato foi assinado com estas empresas para a continuidade da operação dos trólebus. Esse contrato tem dez anos de duração e pode ser prorrogado por mais cinco anos [3 - 7].

O trólebus é um veículo urbano destinado ao transporte de passageiros, cuja característica principal é a tração elétrica, alimentado em corrente contínua (linha de 600V em SP) e com controle através de um conversor CC-CC (Chopper), é não poluente e de baixo custo quando comparado ao sistema diesel. O consumo Médio de energia de um trólebus é de cerca de 2,34 kWh/km (controle de tração por contadores) e de cerca de 2,00 kWh/km (controle de tração por chopper/Conversor CC-CC). A aceleração de um trólebus situa-se por volta de 1,3 m/s<sup>2</sup> (superior a de um trem de metrô). Cada ônibus diesel substituído por um trólebus, possibilita uma economia de cerca de 30.000 litros de diesel/ano. Com a substituição de um ônibus diesel por um trólebus, deixam de ser lançadas na atmosfera, por ano, 1 ½ tonelada de monóxido de carbono, uma tonelada de óxidos de nitrogênio, ½ tonelada de óxidos de enxofre e 200 quilos de material particulado. A vida útil de um Trólebus, com uma manutenção adequada, possibilita sua operação por cerca de 20 anos ou mais, enquanto o ônibus a diesel cerca de somente 7 anos, permitindo assim ao empresário um rápido retorno do investimento e grande economia. Portanto, é inadmissível o descaso imposto a tal sistema de transporte trólebus em nosso país. Na Europa, estes sistemas têm evoluído com a implementação de redes aéreas flexíveis, desenvolvimento de alavancas pneumáticas, com carros de tração autônoma, com postes e redes modernas, incorporando-se aspectos de conforto visual e ornamental, etc... Com as técnicas modernas de controle eletrônico para máquinas elétricas, com o desenvolvimento de novas tecnologias de semicondutores interruptores (tais como os IGBTs), tem-se a possibilidade do aumento da eficiência dos sistemas de acionamento, substituindo-se o sistema CC-CC para o controle das máquinas de corrente contínua, pelos sistemas CC-CA (inversores) para controle de

máquinas de corrente alternada para sistemas trólebus. As máquinas de corrente alternada, para a mesma potência, possuem menor peso, volume e custo, inclusive com menores custos de manutenção, maior vida média e eficiência. Neste contexto, uma vantagem adicional para estes sistemas seria a possibilidade de tráfego em quaisquer sistemas de alimentação (em corrente alternada e/ou em corrente contínua), atualmente exclusivamente operados em CC, permitindo-se ampla flexibilidade de deslocamento urbano e redução de custos para a expansão e operação da rede de alimentação [8].

### **1.1 As bases da tecnologia**

A história das tecnologias da engenharia é um estimulante vislumbre, que aguça a compreensão da grande diversidade de equipamentos presentes em nossas vidas. Para tanto, uma breve explanação das origens da eletrônica e do sistema trólebus torna-se interessante para um melhor embasamento das ferramentas utilizadas.

Inerentemente, o homem apresenta melhor capacidade para idealizar equipamentos mecânicos, uma vez que a visualização direta de um fenômeno torna-se bem compreensível. Entretanto, a partir das experiências de Willian Gilbert no século XVI, distinguindo a energia estática da energia elétrica, novos horizontes foram abertos para a ciência elétrica, que teve seus estudos intensificados. Entre alguns fatos históricos importantes nesta área de pesquisa estão o desenvolvimento de acumuladores de energia elétrica em 1745, a descoberta do efeito das pontas e da carga das nuvens através do famoso experimento com a pipa por Benjamin Franklin em 1752, a geração de energia elétrica através de reações químicas promovidas por metais diferentes e um eletrólito apresentada por Alessandro Volta em 1800, a criação da primeira lâmpada a arco por Humphrey Davi em 1809 e o desenvolvimento do primeiro dínamo por Michal Faraday na década de 1820 [9].

Apesar de Faraday ser muito conhecido pela elaboração da lei de indução magnética em 1831, o que o levou ao desenvolvimento do dínamo, outra importante contribuição por parte do cientista foi relatada em 1833, quando observou a característica negativa no coeficiente de temperatura da resistência do sulfato de prata. Desta forma, a descoberta do primeiro semiconductor e seu estranho comportamento com relação à temperatura foi relatada no artigo “Experimental

Researches in Electricity” em 1833 e de alguma forma pode ser considerada a primeira descoberta da história da eletrônica [10].

Entre outros acontecimentos relevantes com relação às bases da história da eletrônica estão a descoberta da propriedade fotovoltaica observada em experiências com eletrodos de cloreto de prata (AgCl) revestido por platina e imersos em solução eletrolítica de ácido nítrico realizada por Edmond Becquerel em 1839 e a observação da mesma propriedade em um semicondutor, o selênio, realizada por Willoughby Smith em 1873 [11].

Com a grande quantidade de descobertas relacionadas ao comportamento da energia elétrica em diversos materiais, uma grande quantidade de pesquisadores se apresentava sedento por um novo fato, o que propiciou o desenvolvimento do primeiro componente eletrônico da história. O desenvolvimento do diodo foi promovido por um conjunto de fatos muito sugestivos no período de 1874 e 1876, levando diversos pesquisadores pertencentes a regiões distintas ao resultado das primeiras junções de semicondutores observadas por Karl Ferdinand Braun, Arthur Schuler e Greenleaf Whittier Pickard em 1874 e Charles Edger Fritts em 1876. Os diodos de Braun, Schuler e Fritts apresentavam basicamente a mesma estrutura de cristais de sulfato de chumbo e sulfato de cobre, já o diodo de Pickard, que posteriormente seria utilizado na recepção de sinais de rádio e conhecido como “bigode de gato”, “cat’s whisker” em sua língua original, apresentava uma estrutura de cristais de silício [11, 12].

Certamente, incentivado pelas mesmas bases que levaram ao desenvolvimento do diodo, W. G. Adams e seu aluno R. E. Day observaram pela primeira vez em 1876 o fenômeno fotovoltaico em uma junção semicondutora constituída de selênio e platina. Charles Edger Fritts, já engajado no estudo das junções semicondutoras desde sua origem, construiu uma célula solar de selênio com eficiência energética menor que 1% em 1883.

A tecnologia de componentes semicondutores não foi utilizada em eletrônica de potência até metade do século XX, entretanto, os famosos “cat’s wisker” eram utilizados na detecção de sinais para tecnologia de telégrafo sem fio, que iniciou sua história a partir dos resultados da pesquisa de Heinrich Rudolf Hertz, caracterizando diversos fenômenos observados em ondas eletromagnéticas, apresentado oficialmente em 1888. Algum tempo depois, um detector de sinais mais eficiente que o “cat’s wisker”, o “coherer” foi desenvolvido pelo indiano Jagadish Chandra Bose e

teve uma história marcada por escândalos e plágio no início das experiências com comunicação intercontinental sem fio através de longas distâncias, desenvolvida pelo italiano Guglielmo Marconi nos três primeiros anos do século XX [10, 11].

Duas décadas antes da descoberta do semicondutor, apresentou-se a história da iluminação artificial, que caminhou de forma paralela à evolução da tecnologia de semicondutores, tornando-se tecnologia de ponta nos primórdios da história da eletrônica de potência. Esse processo de desenvolvimento deu início através de Humphrey Davi, que fez sua primeira demonstração pública apresentando a geração de luz artificial através de uma lâmpada de arcos elétricos em 1809. Cogitou-se então a implantação de um sistema de iluminação artificial, entretanto a viabilidade de geração de energia elétrica em grande quantidade não era razoável naquela época, uma vez que a geração de energia elétrica era feita apenas através das baterias de Alessandro Volta [13].

A partir da invenção do dínamo de Faraday, novos horizontes se abriram e a energia elétrica tornou-se disponível através de geradores na década de 1840 despertando novamente a idéia da iluminação artificial até que em 1858 a primeira instalação prática de sistema de iluminação foi inaugurada no farol de “South Foreland” na Inglaterra.

O principal problema das lâmpadas a arco se encontrava no rápido desgaste das hastes de carbono, e em 1870 o Russo Paul Jablochhoff desenvolveu uma lâmpada a arco com “elevada vida útil” (não mais que 12 horas) ao diminuir a distância das varetas de carbono, onde aconteciam os arcos elétricos [13]. Entretanto a vida útil das lâmpadas a arco realmente ganharam proporção e eficiência consideráveis com a substituição do vácuo, contido nas lâmpadas de descarga de Thomas Alva Edison desenvolvidas em 1883 pelo vapor de mercúrio utilizado por Peter Coper Hewitt na década de 1890 [14, 15].

Além de fazer parte da história da evolução das lâmpadas de descarga, Thomas Alva Edison descobriu que sua lâmpada possuía propriedades adicionais e construiu o primeiro diodo de tubo “thermionic diode” ainda em 1893 [16]. Outra grande invenção do cientista feita antes mesmo do diodo de tubo revolucionou a indústria da iluminação artificial ao desenvolver a lâmpada de filamento, quando procurava uma solução para a desagradável luminosidade produzida pelas lâmpadas a arco aplicadas em ambientes fechados. Edison produziu inicialmente uma lâmpada com filamento de algodão inserido em bulbo de vácuo com o intuito de

aumentar a vida útil do filamento em 1879. Entre testes com diversos materiais, ele conseguiu desenvolver uma lâmpada de 16 W com vida útil de 1500 horas no final de 1880 [1].

Diante de tanto desenvolvimento na área de eletricidade, alguns engenheiros eletricitas engajados em pesquisas decidiram formar uma organização para esta área de pesquisa na década de 1880, pois as tecnologias em telégrafo, telefone, iluminação, motores e outros estavam se tornando complexas e uma melhor iteração a partir da organização dos engenheiros aceleraria o desenvolvimento na área. Foi criado então o Instituto Americano de Engenheiros Eletricitas, ou “American Institute of Electrical Engineers” (AIEE) na primavera de 1884, que hoje é conhecido por “Institute of Electrical and Electronics Engineers” (IEEE) [17].

Com o grande desenvolvimento industrial iniciado por volta de 1880 os conflitos de especificações técnicas, terminologias e testes dos equipamentos tomaram certa proporção em virtude da elevada intensidade de competição no mercado. Desta forma, o AIEE criou um Comitê de Normatização em março de 1898 [17].

As bases do desenvolvimento elétrico da época giravam em torno do condicionamento de energia para transmissão e distribuição utilizadas para alimentar os sistemas de iluminação e o transporte coletivo alimentado por energia elétrica, além do controle de velocidade dos próprios veículos elétricos. Neste contexto, muitos conversores de energia elétrica, os conversores rotativos, foram desenvolvidos no final do século XIX, possibilitando a conversão de energia elétrica com a mesma variedade de situações que se possa imaginar na atualidade, CC-CC, CA-CC, CC-CA e CA-CA com alteração de frequência e tensão. Tais conversores rotativos eram constituídos de motores e geradores, que podiam ser de corrente contínua ou corrente alternada montados no mesmo eixo, dando assim uma flexibilidade de construção para uma grande variedade de conversores [18, 19].

As primeiras aplicações da tecnologia de componentes controladores de corrente, impulsionadas pela Primeira Guerra Mundial (1914 a 1918) foram feitas em radiocomunicação, possibilitando a diminuição da potência nas transmissões das ondas de rádio, uma vez que os sinais recebidos de forma atenuada no receptor pudessem ser amplificados através das recém inventadas válvulas e conseqüentemente transformados em som audível através dos transdutores já dominados. De posse de tecnologias tão instigantes, Edwin Armstrong inventou o

receptor super heteródino em 1918, capaz de sintonizar sinais de rádio em frequências distintas.

Outro grande marco da história da eletrônica foi o desenvolvimento do primeiro dispositivo controlador de corrente de estado sólido, o diodo de óxido de cobre em 1926, relatado em [20]. Os elementos de estado sólido tornaram-se dominantes na tecnologia eletrônica na década de 50.

Outra área importante, que embora de forma tardia aderiu aos componentes eletrônicos, foi a tecnologia de geração de imagens. Apesar das pesquisas em torno de equipamentos capazes de reproduzir imagens transmitidas eletricamente apresentaram seus primeiros resultados na metade do século XIX, a televisão foi revelada publicamente em 1927 pela “Bell Laboratories” e sua composição era baseada em elementos eletromecânicos. Em 1929, Vladimir Zworykin aprimorou o tubo de raios catódicos, primeiramente desenvolvido por Karl Braun em 1897, sendo considerado o inventor da televisão com reprodução de imagens de forma eletrônica, tecnologia que perdurou por quase um século [12, 16].

Tais tecnologias foram responsáveis pelo desenvolvimento de muitos equipamentos durante seu primeiro meio século de existência, estando entre os mais importantes o radar, desenvolvido e utilizado durante a Segunda Guerra Mundial.

O segundo grande marco da história da eletrônica foi o desenvolvimento do transistor de junção Shockley (transistor bipolar) em 1947, constituído de germânio e elaborado pela equipe da “Bell Laboratories”, o que rendeu um prêmio Nobel a William Shockley. Em 1952 o primeiro transistor bipolar foi comercializado como parte integrante de um aparelho auditivo produzido pela “Sonotone”, que utilizava uma bateria com custo 10 vezes menor que as baterias dos dispositivos anteriores constituídos exclusivamente por válvulas. A evolução da tecnologia dos transistores semicondutores estava principalmente nas mãos da “Bell Laboratories”, desta forma, em 1954 Gordon Teal descobriu a possibilidade da construção de transistores compostos unicamente por silício e em 1955 Carl Frosch e Link Derick descobriram que o dióxido de silício poderia agir como uma “máscara de difusão” no processo de dopagem dos elementos N e P e em 1956 foi desenvolvido o tiristor (SCR), marcando a era da eletrônica de potência moderna. A tecnologia de transistores de silício impulsionou o desenvolvimento de novos equipamentos, uma vez que os



novos componentes apresentavam menor custo, sendo produzidos em larga escala e substituindo os semicondutores de germânio ainda na década de 50 [12, 16].

As descobertas da época eram tão excitantes no sentido de diminuição de volume e de consumo de energia, que em 1958, Jack Kilby da “Texas Instruments” e Robert Noyce da “Fairchild Semiconductor” desenvolveram de forma independente, tecnologias de componentes integrados (CIs), utilizando elementos conectados por fios de ouro e tecnologia planar por deposição de vapor de metal respectivamente.

Outra grande descoberta na tecnologia de transistores foi feita por Steven Hofstein e Frederic Heiman em 1962, inventando o “metal oxide semiconductor field effect transistor (MOSFET)”, um dispositivo controlado por tensão, e não por corrente como os bipolares, permitindo um consumo extremamente menor de energia em seu controle, tornando-se desta forma o elemento ativo mais utilizado em circuitos integrados.

A mais recente descoberta na área de transistores foi apresentada em 1998 por pesquisadores da “Bell Labs” e consiste em um material flexível denominado transistor plástico, que apresenta grande potencial na construção de telas flexíveis [12, 16].

## **1.2 Sistemas de Tração Elétrica**

Assistidas pelo desenvolvimento das tecnologias de componentes eletrônicos, as técnicas para o condicionamento de energia apresentavam sua evolução aplicada a inúmeras áreas, sendo a de controle de máquinas rotativas uma das mais importantes no início do século XX. Neste contexto, duas linhas de pesquisa em controle de velocidade se destacavam, utilizando máquinas CC, tradicionalmente controlada através de reatores dissipativos, e, utilizando máquinas CA, que se mostravam atraentes com relação ao menor volume e à necessidade de menor manutenção. Desta forma, embora em 1906, a General Electric em parceria com a Westinghouse tenham desenvolvido uma locomotiva experimental utilizando retificadores de mercúrio a arco não controlados, inovadores dispositivos eletromecânicos eram desenvolvidos para controle de máquinas CA em virtude das limitações dos dispositivos eletrônicos (válvulas a arco) e no intuito de diminuir as elevadas perdas obtidas no tradicional controle de velocidade de máquinas CC através de reostatos.

No início do século XX, dois arranjos eletromecânicos se destacam neste sentido e são apresentados no esquema da Figura 1.1. O primeiro deles é conhecido como sistema de Krämer, apresentado na Alemanha em 1906, que para controlar a velocidade de um motor de indução trifásico de rotor bobinado, utilizava duas máquinas adicionais, uma delas era denominada conversor rotativo e os terminais de seu rotor, também bobinado, eram conectados aos do rotor da máquina principal, a outra máquina era um motor CC, cujo rotor era conectado mecanicamente ao rotor da máquina principal. Este arranjo utilizava uma alimentação alternada trifásica e uma alimentação contínua. O segundo sistema é denominado sistema de Scherbius, apresentado em 1907 também na Alemanha e utiliza um motor comutador CA, com “tap” variável acoplado a um alternador, devolvendo parte da energia ao sistema trifásico no intuito de controlar a velocidade do motor principal. As máquinas de comutação empregadas no sistema de Scherbius, tanto monofásicas como trifásicas, foram muito utilizadas nos sistemas de tração sobre trilhos no início do século XX [21].

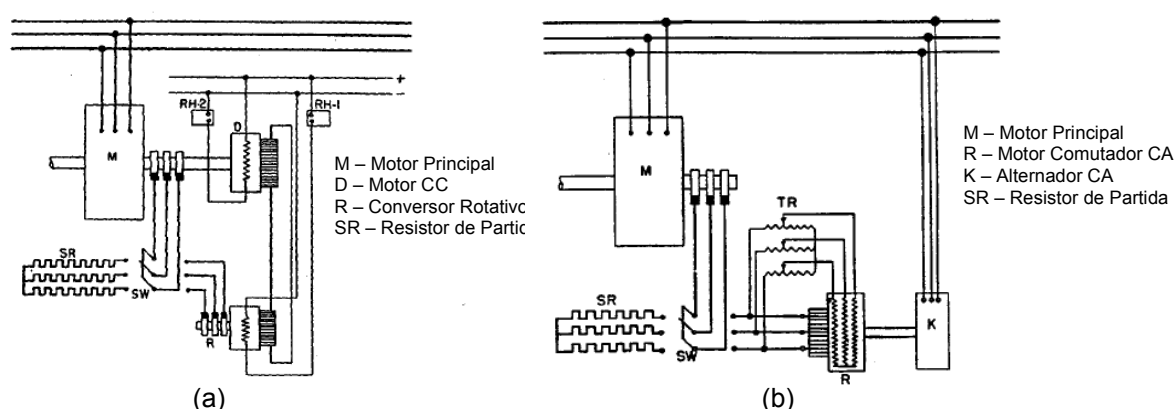


Figura 1.1: Arranjos do início do século XX para controle de máquinas CA.  
(a) Sistema de Krämer. (b) Sistema de Scherbius.

Com o desenvolvimento dos dispositivos eletrônicos, possibilitando o processamento de maiores níveis de corrente, pensava-se em empregá-los na tração elétrica e em 1913, o primeiro retificador controlado, possuindo dois tanques metálicos com válvulas a arco foi utilizado para uma pequena locomotiva experimental com 800HP na estrada de ferro da Pennsylvania. Porém, os dispositivos eletrônicos ainda eram prematuros, e deveriam evoluir muito antes de se apresentarem como uma opção realmente viável para esse tipo de aplicação.

Em 1928 foi desenvolvido o tiratron, uma válvula a arco com atmosfera de mercúrio e capacidade de corrente bem maior que as tecnologias anteriores, mas

em 1930 a General Electric em parceria com a Westinghouse ainda instalou cinco locomotivas alimentadas por linhas em CA, empregando os tradicionais retificadores não controlados “a bordo” e máquinas de CC com controle por “tap” e reatores dissipativos.

Pouco tempo depois, um sistema com dispositivo eletrônico não dissipativo, o motor a tiratron, para o controle de máquinas síncronas em CA foi desenvolvido e instalado experimentalmente por Kern e Brown Boveri em 1931, mesmo ano em que M. Schenkel e I. von Issendorf anunciaram a técnica do cicloconversor assíncrono. Técnica essa cogitada para o controle de tração elétrica, mas que não apresentou grande interesse comercial devido à elevada quantidade de elementos retificadores controlados e controle complexo.

No início da década de 1930, outro componente eletrônico foi desenvolvido, o ignitron, aprimorando o recém chegado tiratron com um revolucionário sistema de disparo que dispensava a necessidade da constante alimentação (“keep-alive”) dos eletrodos. Os ignitrons (primitiva versão a arco do tiristor), empregados em 1936 por Höllental na ferrovia federal eletrificada da Alemanha, eram montados em um tanque metálico, tradicionalmente utilizado como proteção mecânica para os frágeis dispositivos de vidro, formando um retificador controlado. A Figura 1.2 mostra exemplos de um retificador trifásico com bulbo de vidro, um retificador com tanque metálico e uma locomotiva da época.

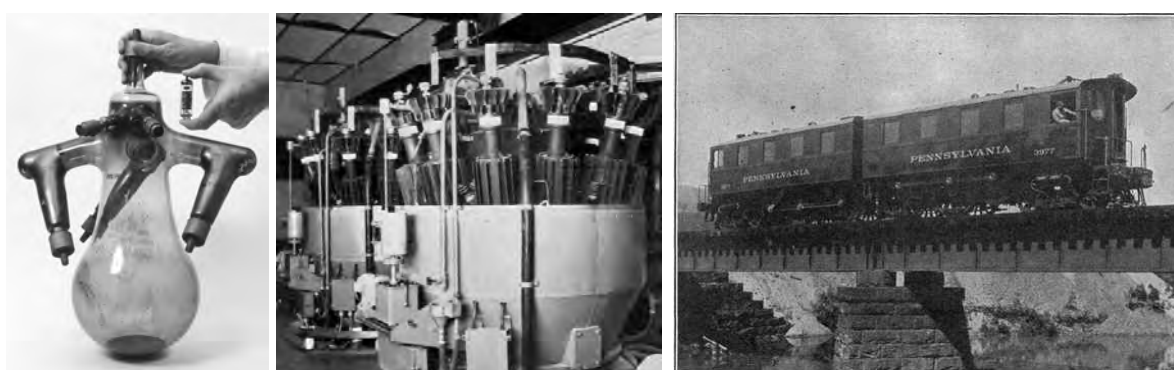


Figura 1.2: Retificador trifásico com bulbo de vidro, retificador de tanque metálico com 12 elementos retificadores e locomotiva elétrica operando na Pennsylvania.

Os cicloconversores foram utilizados na Alemanha em várias locomotivas instaladas pela Siemens, AEG e BBC em 1956 e 1957, utilizando retificadores controlados com tanques de metal, que em 1965 começaram a ser substituídos pelos tiristores de silício, tecnologia de ponta na época.

Descobriu-se a possibilidade de regeneração de energia na frenagem dos veículos elétricos, sendo a locomotiva de Rhein-Braun a primeira a ser colocada em serviço com um conversor estático dispondo de tal novidade em 1956.

Mesmo apresentando soluções tecnológicas em 1929 com o “chooper” (por Hull) e com o circuito fundamental do inversor na década de 1930, a tecnologia de controle para máquinas passaria mais de três décadas utilizando os mesmos dispositivos de controle de velocidade em virtude da falta de tecnologia de componentes eletrônicos compatíveis para esses controladores de elevada potência.

Foi então no ano de 1963 em Nuremberg na Alemanha, que a primeira locomotiva utilizando o “chopper” foi colocada em serviço e no ano de 1965 em Hawk na Inglaterra que outra locomotiva utilizando controle multifase à tiristor foi instalada pela primeira vez [22].

A partir deste momento da história, o desenvolvimento dos controladores de motor avançou muito através da evolução de dispositivos semicondutores, possibilitando o bloqueio comandado da corrente, operação em maiores frequências e baixas perdas em condução.

Desta forma, uma das técnicas de controle mais atuais, o controle por orientação de fluxo de campo, com origens na década de 1920 através de Park e posta em prática por Kovacs e Racz na década de 1950 se tornou viável na década de 1970 e foi largamente empregada na indústria [23].

Atualmente, os dispositivos para tração de veículos elétricos utilizam na maioria dos casos, “chopper” para controle de tração em CC e os denominados inversores, que na verdade são conversores de frequência dotados com a técnica de controle por orientação de fluxo ou vetores espaciais “space vector”, para o controle de tração em CA.

Estes dispositivos mais modernos foram adotados como soluções melhores para o controle de máquinas rotativas, entretanto adicionaram um problema no sistema energético, pois tais “drivers” são alimentados por um barramento em CC que estabelecem limites de ondulação da tensão, tornando necessária a existência de um estágio retificador com armazenagem de energia, já que com raras exceções os sistemas de transmissão e distribuição de energia são feitos em CC. Tais retificadores drenam correntes com elevados níveis de componentes harmônicos das redes CA, causando distorções na forma de onda da tensão e elevando os

valores eficazes de corrente do sistema, limitando sua capacidade de transferência de energia ativa abaixo da ideal [24].

Para resolver esse tipo de problema, técnicas de compensação ativa e passiva com a utilização de transformadores com conexões especiais, como o transformador Scott e o Y-d11 estão sendo propostos para o sistema de transporte tipo bonde e trólebus na China, onde o sistema de transporte coletivo eletrificado apresenta elevada densidade (volume e utilização) [25, 26]. Diversas soluções para a grande quantidade de veículos eletrificados estão sendo estudadas por todo o globo em uma evolução sem previsões, pois por várias vezes as inovações provocam complicações tecnológicas.

### **1.3 O Sistema Trólebus**

Os veículos elétricos por sua vez apresentam uma história à parte iniciada na década de 1840, quando Robert Davidson conseguiu desenvolver uma velocidade de 4 milhas por hora em uma carruagem equipada com motores elétricos e baterias. Desde então, os sistemas de tração elétrica muito evoluíram, incluindo o sistema trólebus, tendo a Inglaterra como o país pioneiro nesse tipo de transporte [1].

A primeira demonstração de um veículo alimentado por cabos elétricos foi feita na exibição industrial de Berlin no ano de 1879 por Werner von Siemens, que adaptou um pequeno vagão de locomotiva com um terceiro trilho, que alimentava seu motor com tensão de 150V. Entusiasmado com o sucesso de seu veículo, Siemens juntamente com Halske, fizeram uma linha de bonde em Lichterfelde no ano de 1881, onde o veículo movido por um dínamo de 5hp e alimentado por 180V, desenvolvia uma velocidade de 38km/h. Os ingleses aderiram à idéia e também montaram linhas de bonde pouco tempo depois, uma em Brighton em 1883 e outra em Blackpool em 1885 [1]. Estes pequenos protótipos foram importantes para o vislumbre do sucesso da idéia, mas foi em 1888 que o sistema de bonde com 17 milhas, projetado por Frank J. Sprague foi adotado como padrão na cidade de Richmond/Virginia nos Estados Unidos, por sua facilidade de reprodução em larga escala e superioridade de operação conforme Figura 1.3. Em menos de 15 anos já existiam mais de 32000 km de trilhos para bondes [17].

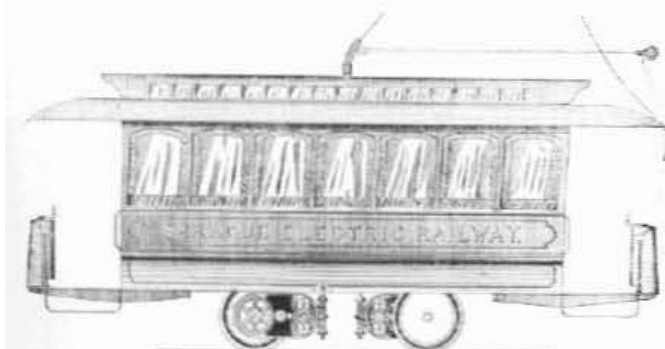


Figura 1.3: Desenho do bonde desenvolvido por Sprague. Ilustração: Smithsonian Institution.

Entretanto, veículos alimentados por fontes fixas de energia elétrica, não devem trafegar necessariamente sobre trilhos uma vez que sua alimentação seja aérea. Dessa forma, um novo conceito em veículo elétrico foi demonstrado por Siemens em 1882, cujo veículo denominado “Eletromote” era constituído por uma charrete alimentada por dois motores de 3hp cada e um carrinho de oito rodas “eight-wheeled trolley” que corria sobre a linha de alimentação de energia elétrica como pode ser visto na Figura 1.4. Nascia então o trólebus, ou “trolleybus” em sua língua original, que recebeu este nome em função da junção de “trolley”, o carrinho coletor de corrente e de “bus”, transporte coletivo sobre rodas de borracha [1].



Figura 1.4: Siemens em seus experimentos em Berlin, Alemanha, em 1882.

Desta forma, o século XIX acumulou grandes descobertas e desenvolveu tecnologia considerável nas áreas da eletrônica, iluminação, geração de energia, veículos elétricos e outras, criando as bases para grande parte da tecnologia que nos cerca na atualidade.

Basicamente, o trólebus atual é uma espécie de ônibus movido à eletricidade. Possui uma estrutura muito similar aos ônibus convencionais, rodando por meio de pneus de borracha e não sobre trilhos, diferentemente do que acontece na maioria

dos veículos elétricos (trens e bondes). A energia elétrica chega através de hastes (coletores) localizadas na parte superior da carroceria do veículo, as quais permanecem em permanente contato com a fiação específica responsável por sua alimentação, que acompanha todo o percurso de deslocamento do veículo. A Figura 1.5 ilustra um trólebus na cidade de São Paulo.

Embora o custo de implantação do transporte coletivo alimentado eletricamente seja elevado, muitos países o possuem, e, apesar de esquecido e menosprezado no passado recente, diversos países estão reinvestindo neste sistema devido às suas vantagens como ausência de ruído, alta velocidade, grande durabilidade, fácil manutenção, baixo custo de operação e movido à eletricidade sem emissão de elementos poluentes [2, 27, 28].



Figura 1.5 – Trólebus do sistema municipal da cidade de São Paulo-SP.

A Figura 1.6 apresenta uma comparação entre várias figuras de mérito para sistemas de transporte coletivo, demonstrando as enormes vantagens do sistema trólebus, quando se comparam emissões poluentes e economia em relação ao combustível utilizado. Portanto, principalmente para grandes centros urbanos, onde a poluição resultante dos sistemas de transporte baseados em derivados do petróleo é extremamente inadequada e inaceitável, torna-se ainda mais importante sistemas de transporte coletivo de baixo impacto poluente.

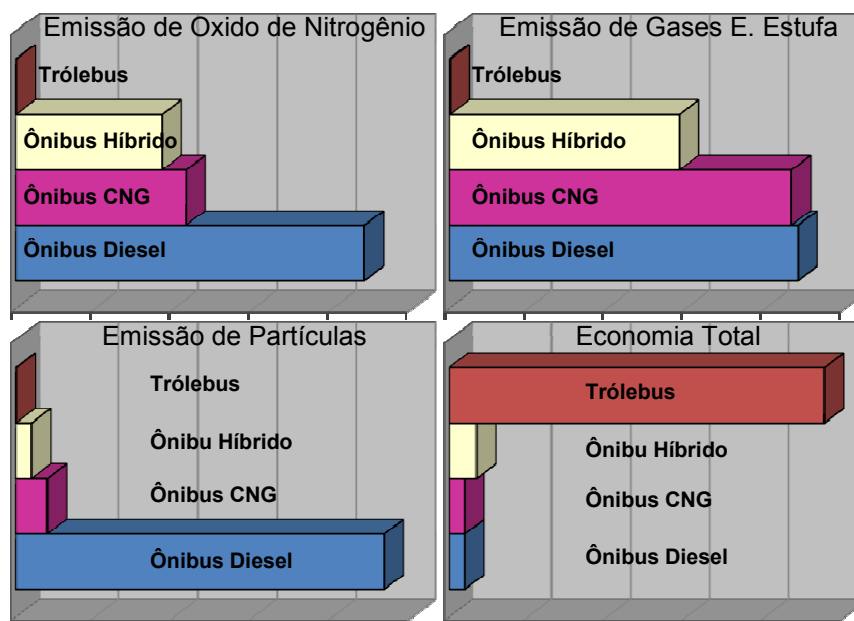


Figura 1.6 – Comparações entre diferentes sistemas de transporte coletivo.

Considerando-se a evolução do sistema de acionamento do trólebus, uma característica importante no desenvolvimento desse sistema está no tipo de motor utilizado. Pela grande facilidade de controle de velocidade, os motores de corrente contínua (CC) imperaram durante o princípio destes sistemas, entretanto, considerando-se as características de custo elevado, problemas com comutadores e manutenções, os mesmos têm sido substituídos por máquinas de corrente alternada (CA), de menor peso, volume e custo, em função da evolução da eletrônica de potência e das modernas técnicas de acionamentos de máquinas CA.

Os sistemas convencionais trólebus ainda são alimentados por linhas CC, que apresentam maiores problemas de queda de tensão ao longo seu comprimento, uma vez que a retificação é centralizada em uma subestação retificadora, que nem sempre atende às normas com relação a fator de potência (FP) e distorções harmônicas de correntes para o dado em CA.

Para resolver o problema da queda de tensão nas linhas CC, existem propostas de compensação de tensão ao longo de redes. Uma delas é baseada em conversores CC-CC dotados de bancos de super-capacitores para suporte de tensão em linhas exclusivas de meios de transporte coletivo movido a energia elétrica [29].

Diversas tecnologias para melhorias nos sistemas de distribuição em CC continuam a ser estudadas. Dentre estes estudos, destacam-se aqueles para a



redução do nível de harmônicas do lado CA na corrente drenada, melhoria do nível da tensão da linha de distribuição, a quantidade de fases do sistema de distribuição e o nível de isolamento dos veículos para se enquadrar em valores seguros de corrente de fuga [30-32].

Entretanto, considerando o caso de alimentação através de uma linha de distribuição em CA, fazem-se necessários estágios retificadores (conversores CA-CC) adicionais na entrada do trólebus, quer seja para sistemas que operam com máquinas CC, ou máquinas de CA [33, 34]. Portanto, isto significaria uma completa substituição de todo o sistema trólebus convencional, incluindo-se sistemas de distribuição e sistemas de acionamento.

Neste contexto, considerando-se as dificuldades operacionais para coletores de corrente em configuração trifásica de corrente alternada para sistema trólebus, uma concepção interessante seria a possibilidade de alimentação através de rede monofásica, preservando-se os atuais sistemas coletores do sistema CC, conforme Figura 1.7.

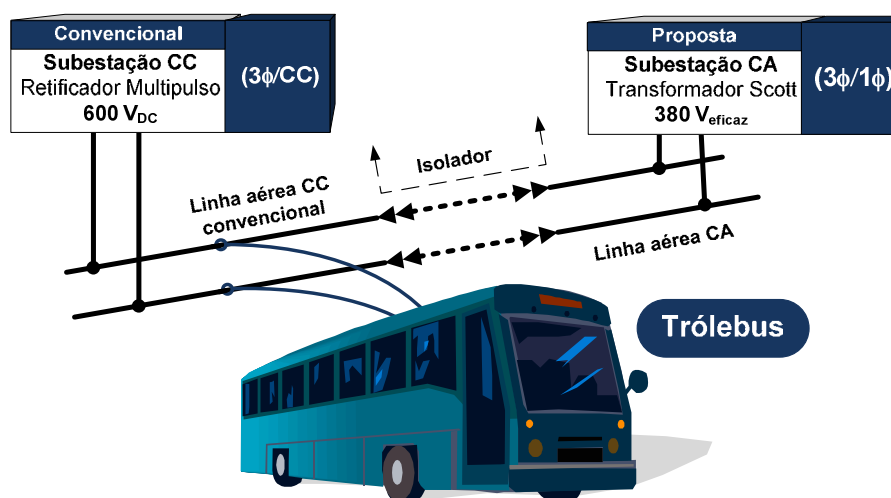


Figura 1.7 – Sistema de alimentação monofásico, CA, para sistema trólebus.

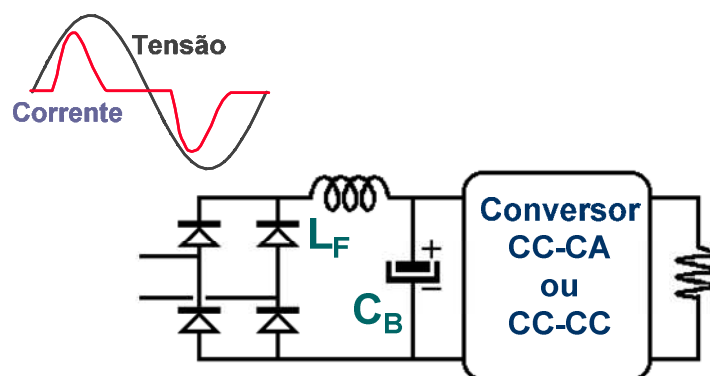
Obviamente, se considerarmos apenas a substituição da rede CC de alimentação, pela rede monofásica em CA, preservando-se o sistema de acionamento baseado em máquinas de corrente contínua (alimentadas por conversores CC-CC) ou máquinas de corrente alternada (alimentadas por conversores CC-CA), torna-se necessária a instalação do estágio retificador (CA-CC) conjugado ao estágio CC-CC ou CC-CA, “on-board”, no trólebus.

Obviamente, a proposta de substituição do tipo de alimentação de CC para CA está associada à possibilidade de redução de custos da implantação e

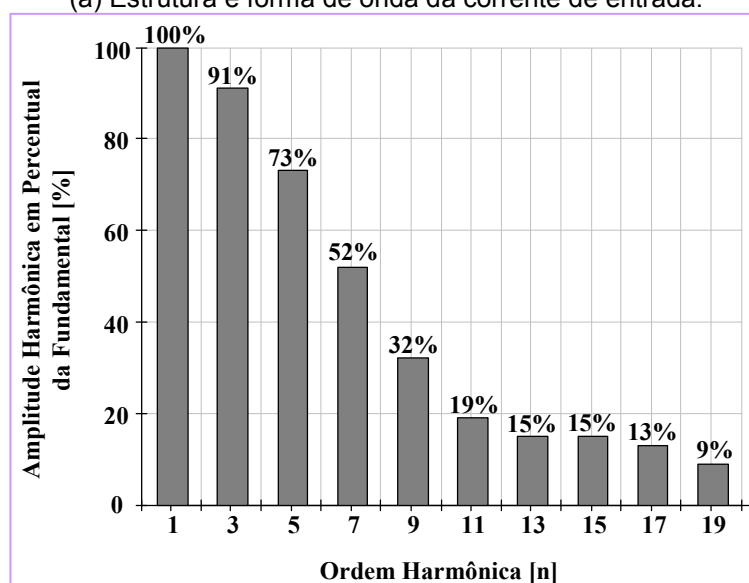
manutenção das subestações de corrente contínua, e, inclusive da necessidade de grandes espaços urbanos para suas instalações, espaços estes cada vez mais caros e raros, principalmente nas áreas centrais de grandes e modernas cidades.

Os retificadores convencionais são baseados em semicondutores de potência controlados (SCR, tiristores), ou, não controlados (diodos), com elevados filtros capacitivos de saída. Considerando-se as versões monofásicas, os mesmos possuem uma forma de onda da corrente de entrada distorcida com um elevado conteúdo harmônico, resultando em fatores de potência normalmente reduzidos, conforme Figuras 1.8(a) e 1.8(b).

Desta forma, tais estruturas são totalmente readequadas para a aplicação em sistemas trólebus, considerando-se suas potências típicas (por volta das centenas de kW) e principalmente, devido aos problemas associados de qualidade de energia (baixo fator de potência e elevadas distorções harmônicas de corrente).



(a) Estrutura e forma de onda da corrente de entrada.



(b) Espectro harmônico, exemplo de caso

Figura 1.8 – Retificador monofásico não controlado com filtro capacitivo.

## 1.4 Correção Ativa do Fator de Potência para Fontes de Alimentação

Diversas técnicas de correção ativa do fator de potência, baseadas em estruturas chaveadas (inserção de conversores CC-CC), foram propostas nos últimos quinze anos, as quais apresentam vantagens significativas em relação às técnicas de correção passivas [24, 35]. Tais estruturas buscam a redução das distorções harmônicas da corrente de entrada drenada do sistema CA e idealmente, a emulação da estrutura retificadora como carga resistiva, resultando em distorções harmônicas da corrente praticamente nula e fator de potência praticamente unitário, conforme Figura 1.9.

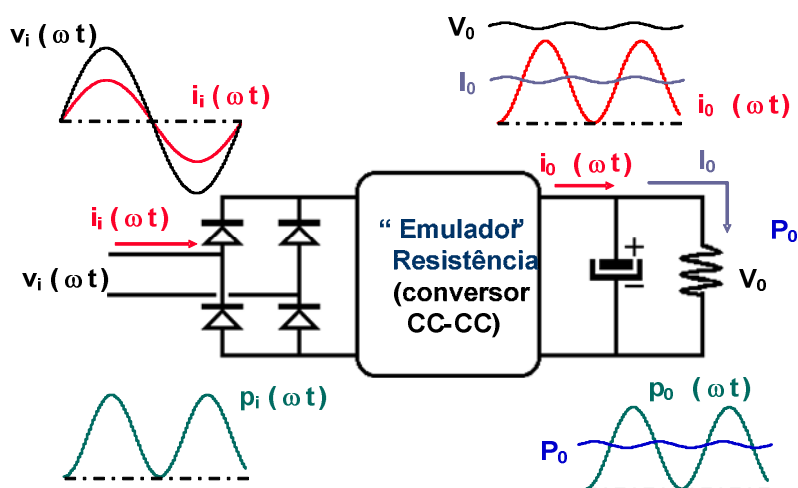


Figura 1.9 – Retificador monofásico com circuito chaveado, conversor CC-CC, operando como “emulador” de resistência.

Portanto, considerando-se os níveis típicos de potência para sistemas trólebus, como conceber um sistema de entrada retificador instalado em conjunto com o sistema CC-CC ou CC-CA de acionamento, que resulte em reduzido peso e volume e imponha reduzidas distorções harmônicas para as correntes drenadas do sistema CA?

Neste contexto, foram analisadas diferentes estruturas retificadoras monofásicas com CFP, impondo-se reduzidas distorções harmônicas para as correntes em CA, de tal forma que possam operar de forma conjugada com os sistemas convencionais de acionamentos em CC ou CA de sistemas trólebus, conforme ilustra a Figura 1.10.

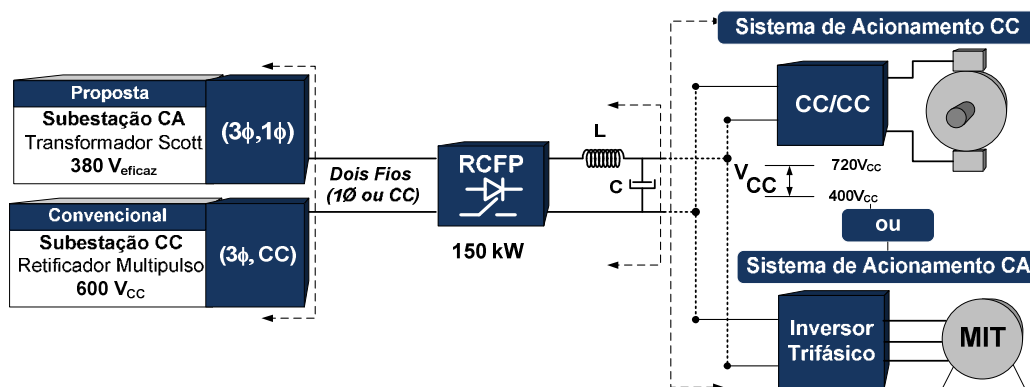


Figura 1.10 – Novo sistema de alimentação monofásico, CA, proposto para sistema trólebus, integrado aos sistemas convencionais de alimentação em CC.

Considerando-se a proposta apresentada na Figura 1.10, os valores eficazes nominais da tensão de alimentação desta nova rede CA monofásica, assim como, seus limites críticos, estarão diretamente vinculados aos níveis críticos de alimentação do sistema CC-CC pré-existente.

Como a correção ativa do fator de potência não é uma aplicação convencional para grandes cargas conectadas a um sistema monofásico, algumas técnicas foram cogitadas, como o retificador híbrido monofásico (associação dos retificadores convencional não controlado e controlado, utilizando o conversor SEPIC) e o retificador pré-regulador com célula “boost” de três estados.

O retificador híbrido monofásico apresentado na Figura 1.11 foi desenvolvido para operação nos modos de condução contínua ou descontínua da corrente drenada na saída do retificador não controlado, tendo a vantagem de processar a maior parte da energia através do retificador não controlado. Entretanto, para o modo contínuo o volume do filtro de saída do retificador não controlado mostrou-se inadequado para os níveis de potência dos sistemas trolebus. Portanto, a melhor solução para a estrutura híbrida seria a operação no modo descontínuo da corrente drenada pelo retificador não controlado. Porém, este modo de operação, apesar de reduzir o volume deste filtro para o retificador não controlado, ainda impõe um volume relativamente elevado para o mesmo, esforços elevados de tensão nos semicondutores do retificador controlado, e, não permite a regulação da tensão de saída. Para compor a corrente drenada da rede de CA um conversor retificador chaveado, em associação paralela com o não controlado, impõe uma forma de onda de corrente pré-programada de entrada, fazendo com que a somatória das correntes (retificadores não controlado e controlado) resulte numa corrente com elevado FP na entrada do retificador híbrido [36, 37]. Esta estrutura foi inspirada no retificador

híbrido multipulsos trifásico utilizando o conversor “boost” ou SEPIC como retificadores chaveados, a qual foi desenvolvida com o intuito de melhorar a qualidade de correntes com elevados níveis de harmônicos típicos dos retificadores trifásicos de seis pulsos convencionais com filtros indutivos, muito comuns em instalações industriais [38].

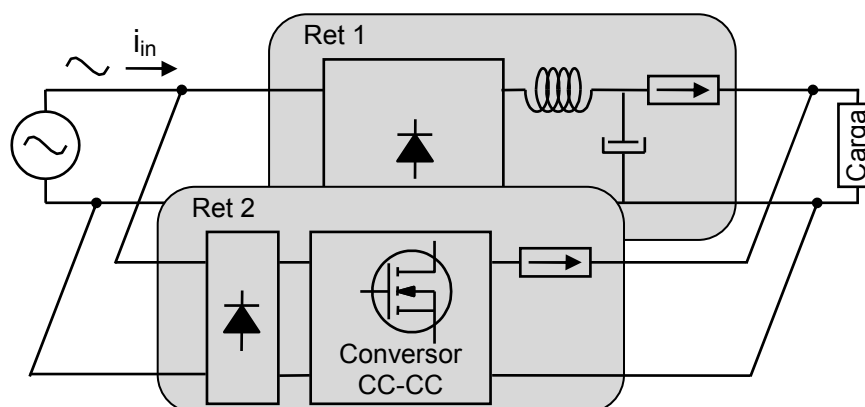


Figura 1.11: Retificador híbrido monofásico.

Já o retificador pré-regulador “boost” com célula de três estados oferece a vantagem de possuir peso e volume menores que o híbrido. Com relação ao retificador pré-regulador “boost” clássico, essa estrutura apresenta como principal vantagem o processamento de apenas metade da potência pelos elementos ativos, uma vez que o transformador se encarrega de transferir a outra metade diretamente para a carga através dos diodos “boost”. Além disso, quando se deseja operar no MCC, o conversor “boost” com célula de três estados é vantajoso por garantir ampla faixa de variação da razão cíclica sem alterar o modo de operação e adicionalmente operar com baixa ondulação da corrente quando comparado à estrutura convencional.

A estrutura do retificador pré-regulador boost com célula de três estados proposta consiste no retificador com pré-regulador em estágio único apresentado na Figura 1.12, minimizando ainda mais as perdas em condução pelos semicondutores. Entretanto, esse tipo de estrutura é ideal para operar em MCC, o que para a potência requerida no sistema trólebus torna-se complicado em função dos níveis de EMI gerados pelo chaveamento dos semicondutores. Além disso, as dinâmicas para o fluxo de potência para o “boost” em MCC são bem mais lentas que as conseguidas no MCD, podendo provocar instabilidades de controle devido à ocorrência da característica de fase não mínima para o MCC.

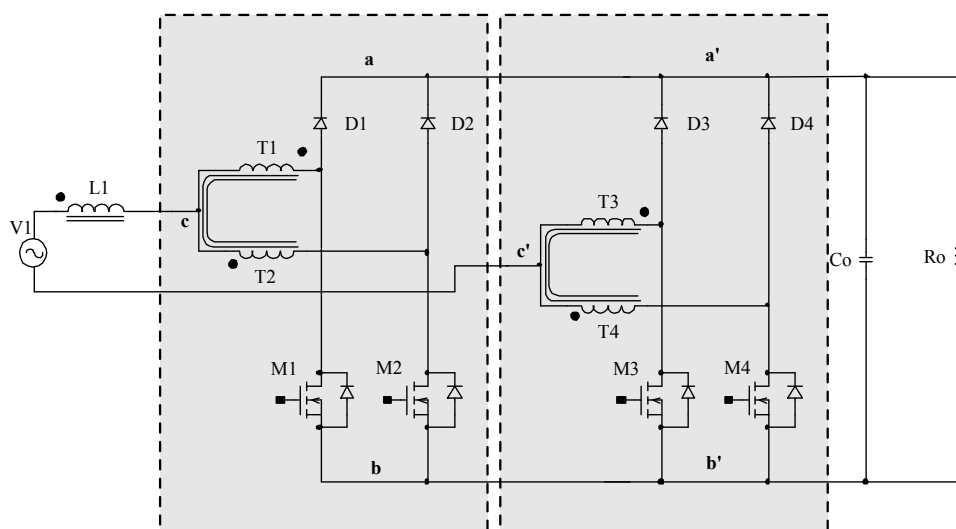


Figura 1.12: Conversor “boost” com célula de três estados.

Desta forma, a estrutura mais indicada para o desenvolvimento da pesquisa incidu sobre o conversor retificador “boost” operando no modo de condução descontínua e com técnica de entrelaçamento (“interleaving”), devido à grande simplicidade operacional e características dinâmicas adequadas para o fluxo de potência exigido pela carga (trólebus).

Os pré-reguladores retificadores com CFP estão sendo largamente implantados nos países onde vigoram as normas internacionais IECs/VDEs, (IEC61000-3-2 e IEC61000-3-4) “*IEC-International Electrotechnical Commission*”, que impõe limites para a injeção de correntes harmônicas nos sistemas de distribuição [39].

Embora sejam considerados os limites mais rígidos da norma IEC61000-3-4 para análise dos níveis das componentes harmônicas de corrente, esta norma não se encontra totalmente adequada aos parâmetros de alimentação do sistema proposto (sistema monofásico alimentado à tensão de 380V). Entretanto, apesar da norma ainda depender das correntes de curto-circuito no ponto de acoplamento de carga (PAC), é clássico na literatura a adoção dos limites mais severos da norma, para uma análise comparativa de performance e/ou atendimento aos limites impostos.

Neste sentido, considerando-se que a estrutura mais utilizada para a correção ativa do fator de potência para sistemas monofásicos é o conversor “boost” funcionando como pré-regulador retificador com CFP, sendo possível sua operação em três modos diferentes com relação à corrente em seu indutor de entrada; Modo

de Condução Contínua (MCC), Modo de Condução Descontínua (MCD) e Modo de Condução Crítica (MCCr), que se encontra na fronteira entre o MCC e o MCD [39], conforme Figura 1.13, a revisão bibliográfica nesta tese ficará restrita a este conversor.

As vantagens do pré-regulador “boost” são: circuito simples, bom aproveitamento dos componentes, custo baixo, conformidade com as normas que impõe limites para as componentes harmônicas e níveis de interferência eletromagnética. Por esse motivo, diversos pesquisadores concentraram grandes esforços em novas técnicas de controle e comutação para aproveitar ainda mais as características desse conversor. Por outro lado, uma desvantagem da estrutura está na necessidade da tensão CC (tensão contínua) do estágio de saída do conversor “boost” ser maior que o valor de pico da tensão de entrada alternada, limitando-o somente para aplicações com características elevadoras de tensão [40, 41].

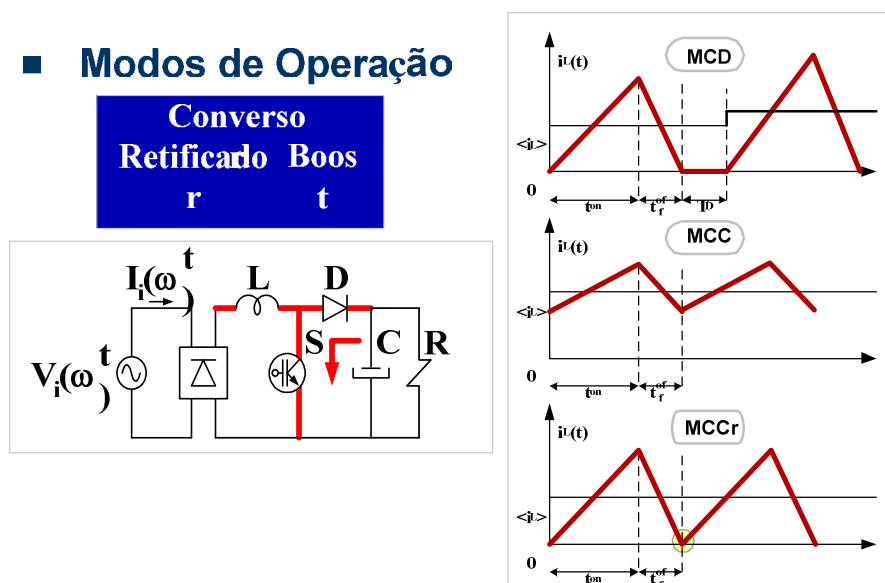


Figura 1.13 – Retificador monofásico “boost” e modos de condução, para operação com CFP.

Devido às elevadas tensões de saída, o conversor “boost” exige um diodo de saída que proporcione uma rápida recuperação e que suporte estas elevadas tensões. Em frequências de chaveamento muito elevadas, estes diodos com rápida recuperação geralmente provocam perdas significativas durante a recuperação reversa quando opera em MCC. Estas perdas podem ser significativamente reduzidas, proporcionando uma elevada eficiência, em elevadas frequências,

utilizando-se técnicas de comutação suaves, como a ZCS (“Zero Current Switching”) e a ZVS (“Zero Voltage Switching”). Na maioria das vezes, estas técnicas consistem na utilização de circuitos de ajuda a comutação (“snubbers”) ativos, para controlar as derivadas de correntes ( $di/dt$ ) e/ou de tensões ( $dv/dt$ ) durante as comutações [41, 42], conforme Figuras 1.14(a) e 1.14(b).

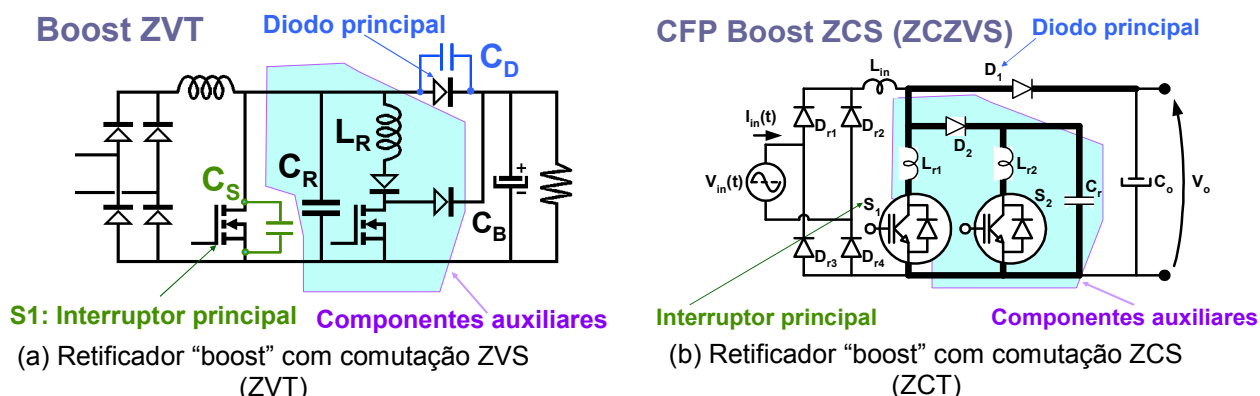


Figura 1.14 – Retificador monofásico “boost” com comutações não dissipativas.

Outro método para alcançar um elevado rendimento em conversores elevadores empregando diodos de elevadas tensões com recuperação rápida, consiste em operar o conversor “boost” na região de modo de condução descontínua (MCD) ou no modo de condução crítica (MCCr), técnicas estas denominadas de “seguidor de tensão”. As perdas devido à recuperação reversa serão minimizadas uma vez que no instante da comutação para entrada em condução do interruptor ativo, não existirá energia circulando no diodo “boost” [39], conforme Figuras 1.15(a) e 1.15(b).

Ainda, como se observa na Figura 1.15, a operação no MCD resulta em circuitagem muito simples, sem a necessidade de amostragem da corrente de entrada. Por outro lado, para impor o MCCr ter-se-á que amostrar a corrente de entrada (ou, a corrente através do interruptor ativo, e/ou, a tensão sobre o indutor “boost” de entrada).

Entretanto, estes modos de operação exigem filtragens adicionais na corrente de entrada e produzem picos de corrente no mínimo duas vezes maiores que a corrente média de entrada, o que é uma característica indesejável nestes tipos de aplicação [41, 43, 44].

No intuito de minimizar os problemas de filtragem, novas metodologias utilizam conversores com arquitetura celular para a construção de conversores



chaveados, que processam grandes potências. Nestes conversores as estruturas são arranjadas em paralelo, formando um conversor equivalente àquele conversor de elevada potência, único e volumoso. A taxa de potência processada por cada célula é escolhida de acordo com certos compromissos, envolvendo custo, volume, taxa de distorção harmônica, interferência eletromagnética, confiabilidade e outros [39, 41, 45].

Uma forma modular muito interessante para o aumento de potência das estruturas é o entrelaçamento, que consiste na associação de conversores em paralelo, apresentada no diagrama esquemático da Figura 1.16, para o aumento da potência processada e sem os problemas de distribuição de corrente que ocorrem na associação de certos semicondutores em paralelo.

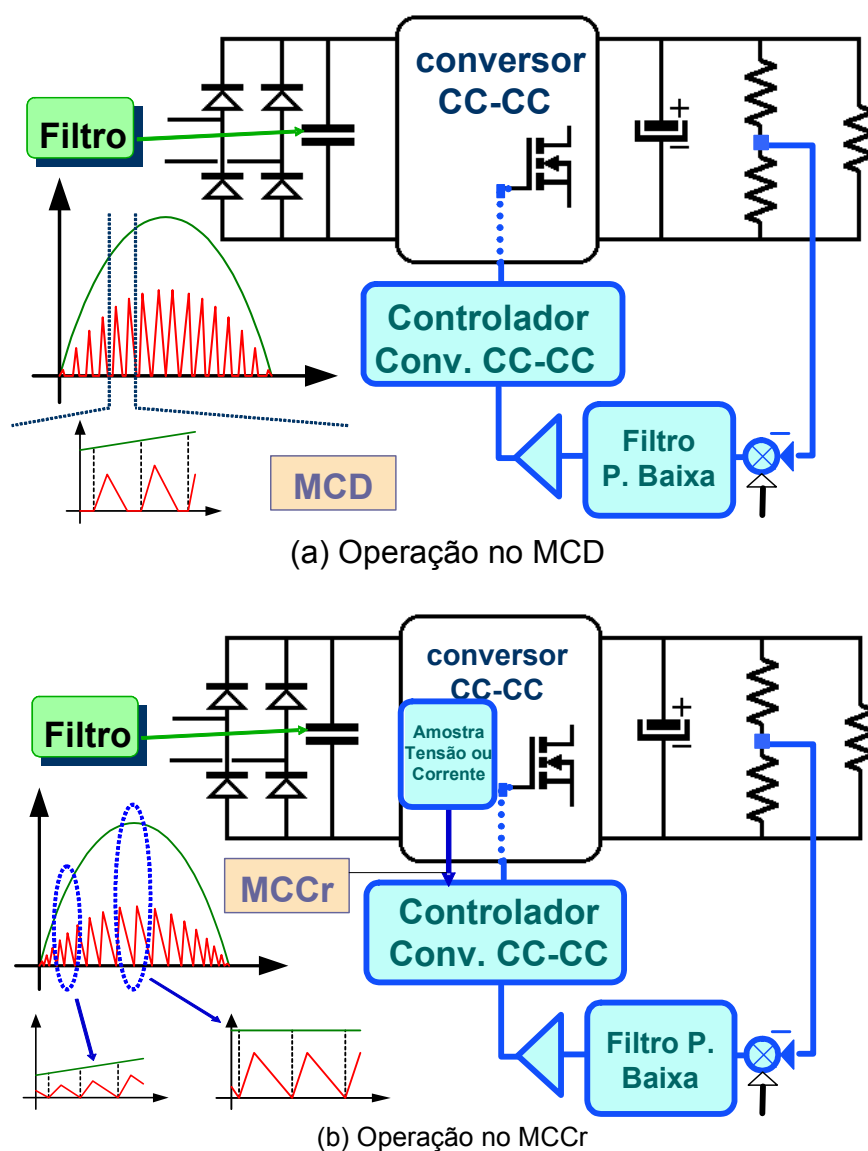


Figura 1.15 – Retificador monofásico "boost", modo seguidor de tensão.

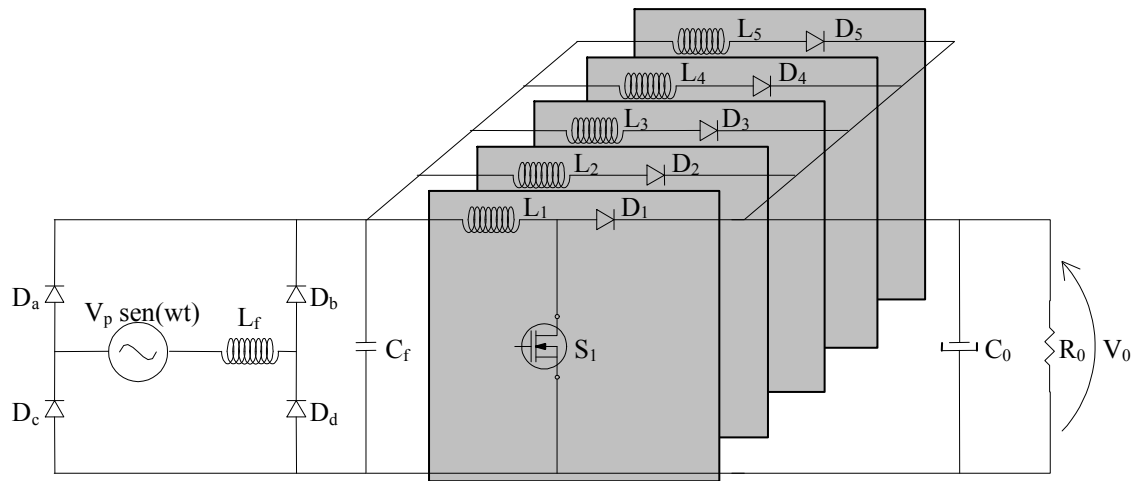


Figura 1.16 – Retificador monofásico “boost”, com técnica de entrelaçamento.

O entrelaçamento das células topológicas reduz a ondulação e o valor de pico da corrente de entrada de cada célula, sem prejudicar seu desempenho, além de não sofrerem o problema de desequilíbrio de potência experimentado no paralelismo de alguns semicondutores ativos.

Com relação à tecnologia de semicondutores interruptores de potência, os dispositivos IGBTs estão ganhando espaço em projetos de conversores de grande potência, entretanto para baixas perdas em condução, ele apresenta coeficiente de variação de resistência em condução negativa com o aumento de temperatura, provocando o desequilíbrio de carga quando são associados em paralelo. Com o paralelismo realizado em nível da célula de comutação na técnica de entrelaçamento, conforme Figura 1.11, não ocorrerão problemas de desequilíbrios entre os IGBTs [46-50].

Para os conversores “boost” com CFP operando no MCCr, a frequência de chaveamento é variável e conseqüentemente requer um circuito de controle complexo [35, 41 - 44, 40-42, 51-53]. Por outro lado, o entrelaçamento dos mesmos conversores operando em MCD não requer uma malha de controle da corrente para a correção do fator de potência, pois opera com largura fixa de pulsos e a corrente tende a seguir a forma de onda da tensão de entrada para as aplicações convencionais, com elevado ganho estático de tensão.

Os conversores “boost” operando em MCD e em MCCr apresentam vantagens com relação às perdas no diodo “boost” e à facilidade de controle, porém quanto mais baixo o ganho estático de tensão, maior se torna a componente de

terceira harmônica no espectro da corrente de entrada. Entretanto, esta distorção pode ser compensada utilizando-se uma técnica de variação dos pulsos ao longo de um semiciclo senoidal de rede.

A conversão de potência empregando estruturas entrelaçadas tem sido explorada em aplicações de elevadas potências, onde o sistema adquire a vantagem da redução de ondulação de corrente e uma distribuição de potência entre as células das topologias conectadas em paralelo. Embora a distribuição de potência processada entre as células seja por si só um importante objetivo, os benefícios proporcionados pela redução de ondulação justificam o aumento da utilização das técnicas de entrelaçamento nas mais diversas aplicações.

Em conversores CC-CC com topologia “boost”, a utilização das técnicas de entrelaçamento torna-se especialmente apropriada, proporcionando uma minimização da necessidade de um filtro volumoso de entrada, devido à eliminação da natureza pulsante da corrente de entrada presente nas estruturas individuais quando operam no modo de condução crítica ou descontínua. Desta forma, os níveis de interferência eletromagnética podem ser reduzidos drasticamente [39, 41, 54, 55].

Com o decréscimo do volume dos componentes reativos, uma vez que a potência processada por uma célula passa a ser dividida entre as células entrelaçadas, dividem-se também as exigências de esforços na operação dos semicondutores, possibilitando a utilização de componentes mais usuais, contribuindo para a redução do custo total da estrutura e aumento da confiabilidade, principalmente para aplicações em elevadas potência.

Além da divisão natural da potência processada pelo semicondutor de potência, a técnica de entrelaçamento aumenta consideravelmente a densidade de potência do conversor através do aumento da frequência dos filtros sem alterar sua eficiência.

Adicionalmente, considerando-se os n-indutores “boost” de entrada na técnica de entrelaçamento, tem-se a possibilidade de operá-los de forma acoplada, magneticamente, resolvendo um problema intrínseco de oscilação entre o indutor e as capacitâncias parasitas do conversor operando em MCD para altas potências. Esta técnica proporciona uma diminuição das perdas no núcleo dos indutores “boost”, melhorando a eficiência do pré-regulador retificador [56-59].

Considerando-se a importância que os pré-reguladores retificadores com técnicas de CFP apresentam no cenário do processamento eletrônico da energia

elétrica nos aspectos da qualidade de energia, diversas pesquisas continuam em desenvolvimento para suas aplicações em grandes potências, considerando-se que para baixas e médias potências suas vantagens já se encontram consolidadas [60-67].

Neste contexto, considerando a proposta de pesquisa para uma aplicação em grande potência para acionamento de um sistema trólebus, este trabalho propõe a análise e implementação de um conversor “boost” retificador entrelaçado de 5 células operando no MCD e processando uma potência nominal de 150kW. Para tanto, apresentam-se as análises qualitativas e quantitativas, uma metodologia de projeto para o desenvolvimento do circuito de potência do conversor, uma metodologia de compensação para a corrente de entrada, garantindo elevado fator de potência e reduzidas componentes harmônicas para a corrente de entrada, além dos principais resultados de simulação e experimentais (em laboratório e no campo), permitindo a avaliação da técnica desenvolvida para operação de um sistema trólebus alimentado por linhas de distribuição em corrente alternada ou corrente contínua.

## Capítulo 2

### ANÁLISES QUALITATIVA E QUANTITATIVA PARA O RETIFICADOR “BOOST” ENTRELAÇADO

Em função da constante necessidade de processamento eletrônico de energia elétrica em potências cada vez mais elevadas, os dispositivos semicondutores (interruptores) têm evoluído muito nas últimas décadas, especialmente na tentativa de superar cada vez mais os níveis de tensão e corrente processados individualmente. Desta forma, em função das limitações para os componentes individuais, uma alternativa praticada pelos fabricantes de semicondutores, é a produção de “módulos de potência” constituídos por associações em série e/ou paralelo de dispositivos individuais [39].

Entretanto, tais “módulos” são normalmente onerosos e de difícil acesso para a elaboração de projetos. Neste contexto, uma prática comum dos engenheiros de projeto é o emprego de componentes discretos consolidados de baixo custo, fácil acesso e confiáveis.

Desta forma, para aplicações em elevadas tensões poderia se adotar a associação série de componentes e, para elevadas correntes, a associação paralela de componentes. Entretanto, estes procedimentos exigem cuidados adicionais e podem se tornar pouco robustos. Alguns problemas comuns nestas associações são: variações bruscas de tensão e/ou correntes nos dispositivos, dificuldades de sincronismo tanto da entrada em condução quanto do bloqueio, instabilidade térmica, etc.

Portanto, para garantir a operação em níveis elevados de tensão e/ou corrente, melhorando-se a confiabilidade do projeto, pode-se recorrer à associação em paralelo ou série de estruturas conversoras e à associação série ou paralela de células de comutação. Estas opções podem garantir um equilíbrio seguro de distribuição de potência e possibilitar o emprego de dispositivos individuais de processamento com menores esforços de tensão e/ou corrente [41-44, 51-52, 67-74].

## 2.1 Associação de Estruturas Conversoras

A associação série ou paralela de conversores pode ser realizada para conversores com entrada em tensão ou corrente. O principal objetivo deste procedimento é a redução de perdas e a melhoria da confiabilidade e estabilidade da estrutura.

Um exemplo de associação série do conversor “boost” é apresentado na Figura 2.1.

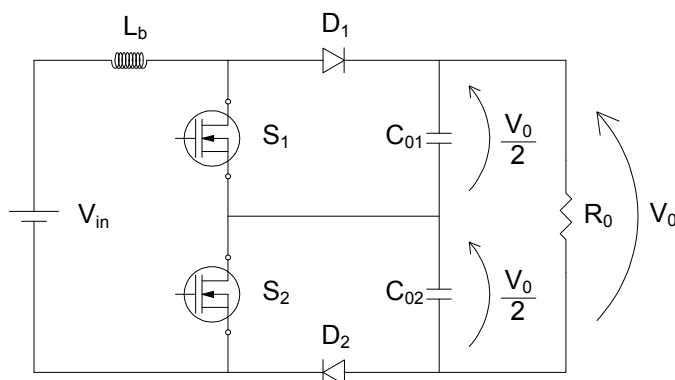


Figura 2.1 – Associação série do conversor “boost” (duplo “boost”).

A estrutura duplo-boost foi analisada em [68] como forma de reduzir o volume total do conversor “boost”, operando com correção do fator de potência, tendo sido originalmente denominado de conversor “boost” três-níveis.

Como se observa na Figura 2.1, obtém-se uma divisão da tensão de saída entre as duas estruturas, reduzindo-se os esforços de tensão em cada interruptor. Entretanto, na prática, a divisão igual de tensão entre as estruturas não é tão simples de ser obtida e problemas de desequilíbrios podem levar à degradação da performance desta associação.

Um exemplo de associação em paralelo do conversor “boost” é apresentado na Figura 2.2.

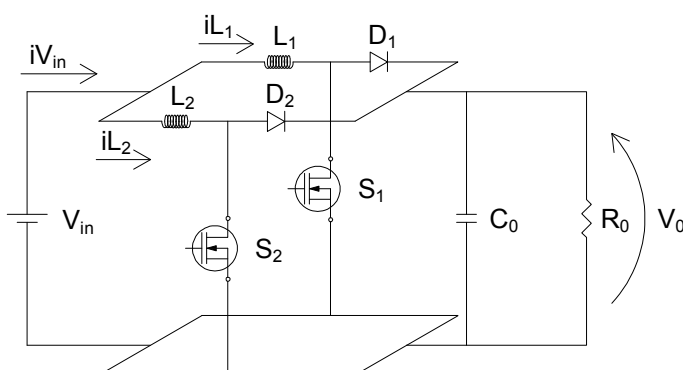


Figura 2.2 – Associação em paralelo de conversores CC-CC “boost”.

A associação em paralelo de estruturas foi proposta originalmente em [69], tendo sido denominada de técnica de entrelaçamento. Mais recentemente esta técnica foi aplicada para correção ativa do fator de potência de fontes de alimentação [41-44, 51, 52, 70-74].

O entrelaçamento de conversores refere-se à interconexão de múltiplos conversores para os quais a frequência de chaveamento é a mesma, contudo, os pulsos de controle são defasados em frações iguais do período de chaveamento. Este fato permite a distribuição de corrente através dos interruptores principais, ativos e passivos, da estrutura.

Logicamente, a técnica pode ser ampliada para um número qualquer de elementos, sincronizando-se todos os pulsos de controle a partir de um único sinal de comando.

Esta associação, em conjunto com a defasagem, diminui a amplitude de ondulação de corrente no estágio de entrada e eleva a frequência de ondulação efetiva global do conversor, sem aumentar as perdas de chaveamento ou os esforços sobre os componentes.

Um sistema entrelaçado pode proporcionar reduções nas exigências de filtragem e armazenagem de energia, resultando em aumento da densidade de conversão de potência, sem sacrificar a eficiência.

Os benefícios do entrelaçamento podem ser entendidos intuitivamente, utilizando-se uma análise gráfica simples. Seja o exemplo da configuração do conversor “boost” mostrado na Figura 2.2, composto por duas células PWM conectadas em paralelo.

Considerando-se a operação síncrona e simultânea, onde os instantes de comutação dos dois interruptores são idênticos, o desempenho do circuito é equivalente àquele do conversor “boost” único com mesma armazenagem de energia e mesma razão cíclica. As correntes através dos indutores referentes a cada célula são representadas pelas linhas contínuas e a corrente drenada da fonte é representada pela linha tracejada, como apresentado na Figura 2.3.

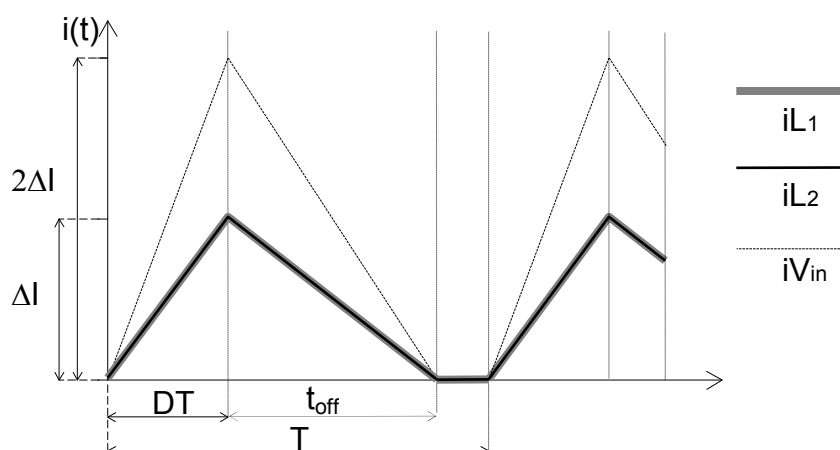


Figura 2.3 – Ondulação das correntes de dois conversores "boost" idênticos e sincronizados em paralelo.

Por outro lado, se as células forem entrelaçadas nesta mesma configuração, fazendo com que os instantes de comutação do segundo interruptor sejam atrasados de meio período de chaveamento  $T$  do primeiro interruptor, a amplitude da ondulação da corrente drenada da fonte será menor que as amplitudes individuais e possuirá frequência fundamental igual ao dobro da frequência de chaveamento. Esta característica reduz as exigências de filtragens quando comparada com o caso da configuração não-entrelaçada e com mesma armazenagem de energia.

As formas de onda de corrente referentes ao conversor "boost" com entrelaçamento de duas células são ilustradas na Figura 2.4. As linhas contínuas referem-se às correntes através dos indutores de entrada dos conversores "boost" e a tracejada à corrente drenada da fonte de alimentação. No desenvolvimento desta ilustração, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  foram considerados idênticos e ideais.

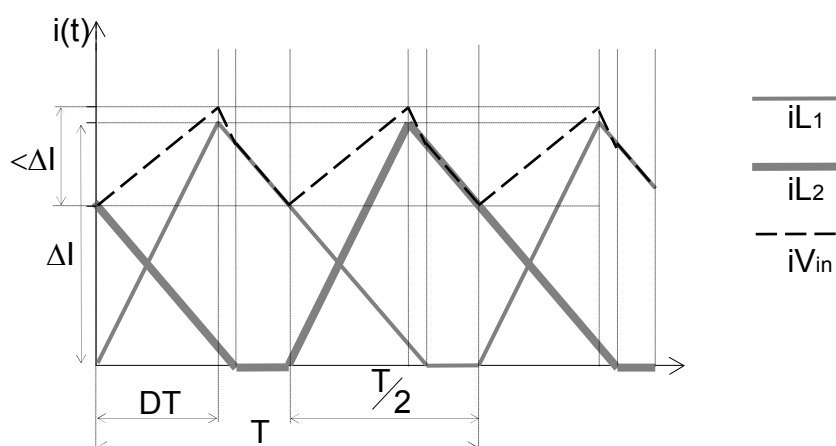


Figura 2.4 – Ondulação das formas de onda do conversor "boost" entrelaçado.



O que torna esta técnica ainda mais interessante é a possibilidade de configurações com maior quantidade de células de forma fácil e a extensão para outras topologias de conversores.

Apesar de simples e de fácil compreensão, a ilustração apresentada na Figura 2.4 é insuficiente como ferramenta para a solução de projetos de circuitos. Um dos métodos já utilizados é a determinação da ondulação das correntes de um único conversor através de equações algébricas. Realiza-se uma superposição de um conjunto de formas de onda obtidas, defasadas no tempo por um valor apropriado, obtendo-se uma forma de onda resultante. As amplitudes das ondulações de pico a pico são extraídas desta forma de onda resultante e tabuladas em função de  $n_c$  (número de células entrelaçadas) [52].

Outro método é baseado na superposição das amplitudes das componentes harmônicas no domínio da frequência, depois de inicialmente se determinar os coeficientes de Fourier das ondulações das formas de onda. Esta técnica é utilizada para reconstruir as amplitudes de pico a pico da ondulação ou estimar as amplitudes das componentes harmônicas individuais.

Considerando o caso onde o espectro de ondulação é dominado por componentes harmônicas de ordem par da frequência de chaveamento fundamental, ao entrelaçar duas células com a usual defasagem de  $180^\circ$ , cancelam-se as componentes de ordem ímpar, enquanto dobram-se as componentes de ordem par (no caso em que não há o entrelaçamento, tanto as componentes de ordem par quanto as componentes de ordem ímpar são dobradas) [53]. A composição resultante das componentes harmônicas é equivalente àquela produzida por um sistema multi-célula com operação síncrona simultânea, com combinação não adequada das componentes sub-harmônicas entre as células. Por outro lado, uma defasagem de  $90^\circ$  entre as células duplicaria somente as componentes harmônicas múltiplas da 4ª ordem (quarta, oitava, etc.), enquanto eliminaria as componentes harmônicas de segunda, sexta e décima ordem, e multiplicaria as harmônicas de ordem ímpar por um fator de raiz de 2 [44].

## 2.2 Equacionamento do conversor “boost” em modo de condução descontínua (MCD)

O conversor “boost” é a estrutura mais utilizada para a correção do fator de potência devido às vantagens em relação aos demais, como menores esforços de tensão sobre os semicondutores e facilidade de controle por possuir característica de fonte de corrente na entrada.

Operando em MCD, seu controle é ainda mais facilitado, pois normalmente dispensa a malha de corrente, uma vez que os picos da corrente de entrada acompanham a forma de onda da tensão de entrada naturalmente. Assim, o controle necessita apenas de uma malha de controle da tensão de saída com apenas um pólo, que é controlada via modulação PWM.

Além disso, a operação em MCD evita problemas com a recuperação reversa do diodo “boost”, pois seu bloqueio ocorre com corrente nula, evitando perdas consideráveis no chaveamento e redução de interferências eletromagnéticas.

Entre as desvantagens da estrutura está a dificuldade de inserção de proteção contra curto circuito devido à posição do transistor e a uma taxa relativamente alta de 3ª harmônica para os casos de aplicações com ganhos estáticos baixos de tensão.

O desenvolvimento da modelagem do pré-regulador “boost” entrelaçado é feito em três etapas. Inicia-se com a modelagem do conversor CC-CC que é adaptada para a alimentação em CA, desenvolvendo-se os modelos matemáticos pertinentes e por último são determinados os modelos matemáticos para  $n_c$  conversores entrelaçados.

O conversor CC-CC “boost” em MCD mostrado na Figura 2.5, apresenta três etapas de funcionamento. Para a modelagem de cada etapa consideram-se todos os componentes ideais, sendo que a tensão de saída  $V_0$  é considerada constante.

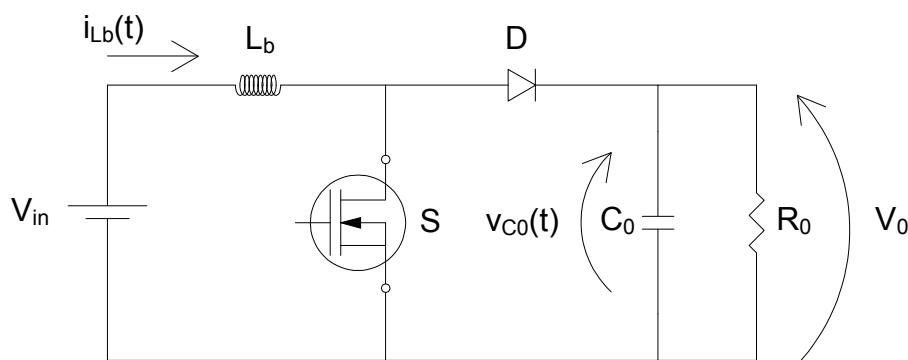


Figura 2.5: Conversor CC-CC “boost”.

### 1ª Etapa de Funcionamento $\Delta t_1 = (t_0 - t_1)$

Adota-se inicialmente que o indutor  $L_b$  de entrada está totalmente descarregado e o capacitor  $C_0$  de saída está carregado com tensão  $V_0$ .

No instante  $t_0$  o transistor  $S$  entra em condução, iniciando a magnetização do indutor  $L_b$  através de uma corrente  $i_{L_b}(t)$  que cresce linearmente em função da tensão de entrada  $V_{in}$  e da indutância de entrada  $L_b$ .

Ao mesmo tempo, o capacitor de saída  $C_0$  supre a energia requisitada pela carga  $R_0$  como mostra a Figura 2.6.

Condições iniciais:  $i_{L_b}(t_0) = 0$  e  $v_{C_0} = V_0$

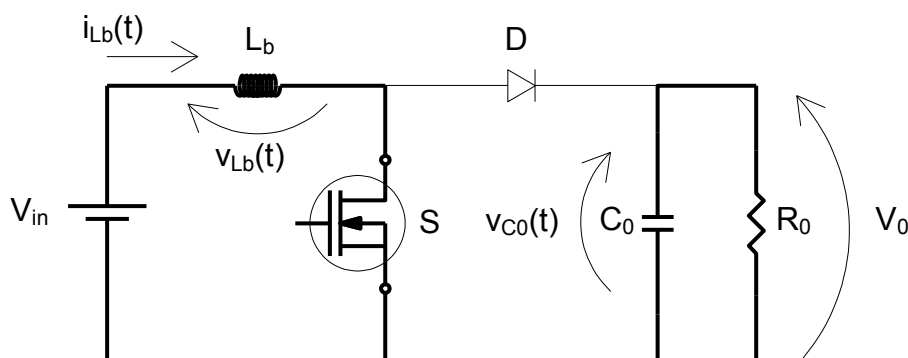


Figura 2.6: Primeira etapa de funcionamento do conversor CC-CC “boost” em MCD.

$$i_{L_b}(t) = \frac{V_{in}}{L_b} \cdot t \quad (2.1)$$

### 2.2.1 2ª Etapa de Funcionamento $\Delta t_2 = (t_1 - t_2)$

Nesta etapa, o indutor  $L_b$  de entrada está carregado com  $I_p$  e o capacitor  $C_0$  de saída está carregado com  $V_0$ .

No instante  $t_1$  o transistor  $S$  é bloqueado, iniciando a desmagnetização do indutor  $L_b$  através de uma corrente  $i_{L_b}(t)$  que decresce linearmente em função das tensões de entrada  $V_{in}$ , de saída  $V_0$  e a indutância de entrada  $L_b$ .

O fluxo de corrente através do indutor faz com que o diodo  $D$  entre em condução, assim toda a energia armazenada no indutor é transferida para o estágio de saída do conversor como mostra a Figura 2.7.

Condições iniciais:  $i_{L_b}(t_1) = I_p$  e  $v_{C_0} = V_0$

$$i_{L_b}(t) = I_p - \frac{V_0 - V_{in}}{L_b} \cdot t \quad (2.2)$$

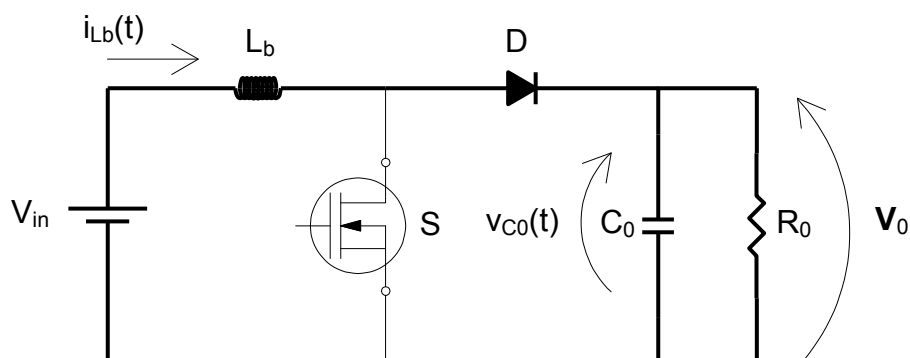


Figura 2.7: Segunda etapa de funcionamento do conversor CC-CC “boost” em MCD.

### 2.2.2 3ª Etapa de Funcionamento $\Delta t_3 = (t_2 - t_3)$

A corrente no indutor  $L_b$  se anula estabelecendo o bloqueio do diodo  $D$  e inicia-se esta etapa de funcionamento. O capacitor  $C_0$  de saída continua carregado com tensão  $V_0$ , ou seja, no instante  $t_2$  o diodo  $D$  é bloqueado com corrente nula e o capacitor de saída  $C_0$  supre a energia requisitada pela carga  $R_0$  como mostra a Figura 2.8.

Condições iniciais:  $i_{L_b}(t_1) = 0$  e  $v_{C_0} = V_0$

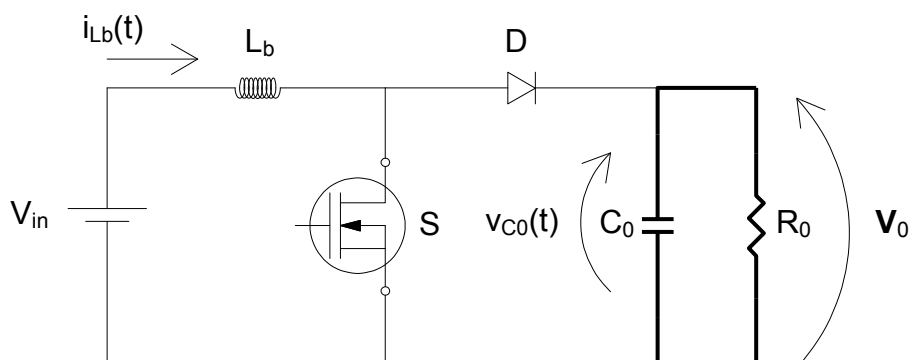


Figura 2.8: Terceira etapa de funcionamento do conversor CC-CC “boost” em MCD.

$$i_{L_b}(t) = 0 \quad (2.3)$$

### 2.2.3 Ganho estático de tensão

Utilizando as equações das correntes de cada etapa de funcionamento do conversor “boost” CC-CC no MCD, determinam-se os tempos envolvidos em cada etapa de acordo com (2.4), (2.5) e (2.6).

$$\Delta t_1 = \frac{L_b \cdot I_p}{V_{in}} \quad (2.4)$$

$$\Delta t_2 = \frac{L_b \cdot I_p}{V_0 - V_{in}} \quad (2.5)$$

$$\Delta t_3 = T - L_b \cdot I_p \cdot \frac{V_0}{V_{in} \cdot (V_0 - V_{in})} \quad (2.6)$$

Através das equações de corrente e dos tempos envolvidos em cada etapa, determina-se a corrente média na carga, que é a mesma através do diodo e está representada em (2.7).

$$I_{mdD} = \frac{T \cdot V_{in}^2}{2 \cdot L_b \cdot (V_0 - V_{in})} \cdot D^2 \quad (2.7)$$

Definindo o ganho estático para conversores CC/CC (G) e a razão cíclica (D) por (2.8) e (2.9), determina-se a equação da corrente normalizada ( $\lambda$ ) em função do ganho estático e da razão cíclica como mostrado em (2.10 e 2.11).

$$G = \frac{V_0}{V_{in}} \quad (2.8)$$

$$D = \frac{\Delta t_1}{T} \quad (2.9)$$

$$\lambda = \frac{D^2}{G - 1} \quad (2.10)$$

Sendo  $\lambda$  a corrente normalizada na carga definida por (2.11).

$$\lambda = \frac{2 \cdot L_b \cdot I_{\text{méd}} \cdot D}{T \cdot V_{\text{in}}} \quad (2.11)$$

Desta forma, pode-se manipular (2.11) para se determinar (2.12), que relaciona o ganho estático em função da corrente normalizada na carga e da razão cíclica. Esta expressão possibilita uma análise gráfica importante para a avaliação do ponto de operação do conversor “boost”.

$$G = \frac{\lambda + D^2}{\lambda} \quad (2.12)$$

A Figura 2.9 mostra o gráfico de ganho estático em função da corrente normalizada na carga para diferentes valores de razão cíclica, para todos os modos de operação, envolvendo a condução descontínua, condução crítica e condução contínua.

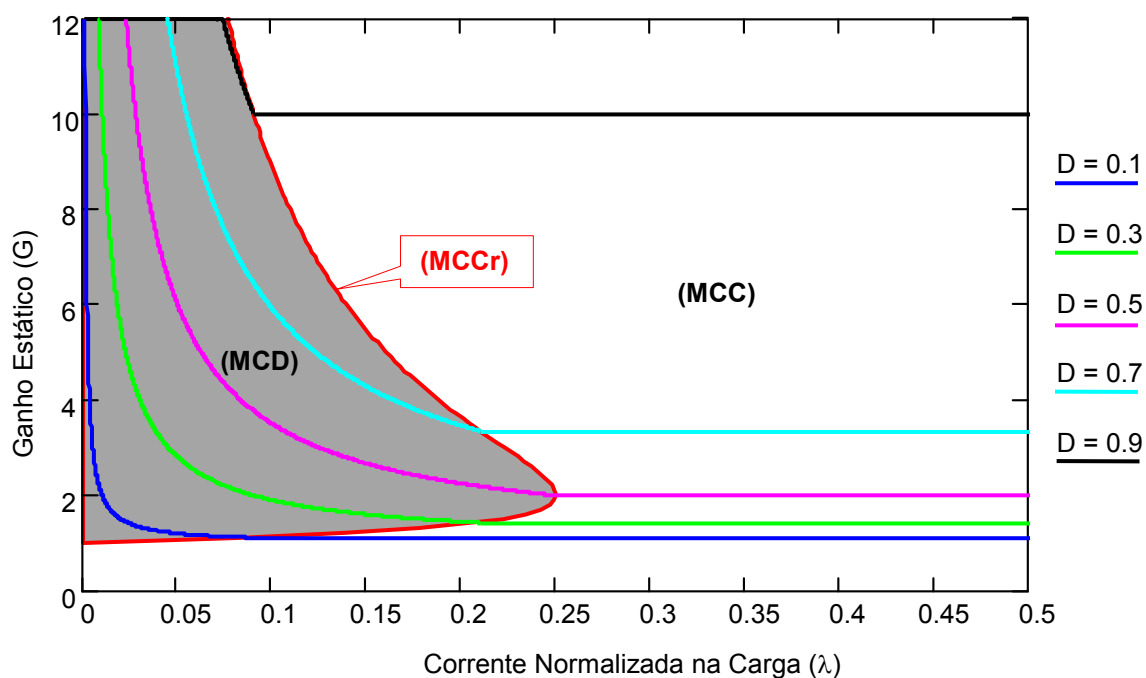


Figura 2.9: Ganho Estático em função da corrente normalizada na carga.

#### 2.2.4 Principais formas de onda

As formas de onda de corrente e tensão envolvidas em um conversor ajudam a avaliar os esforços a que cada componente está sujeito. Dessa forma, a Figura

2.10 mostra as tensões e correntes sobre e através do indutor de entrada  $L_b$  e dos semicondutores  $T$  e  $D$ .

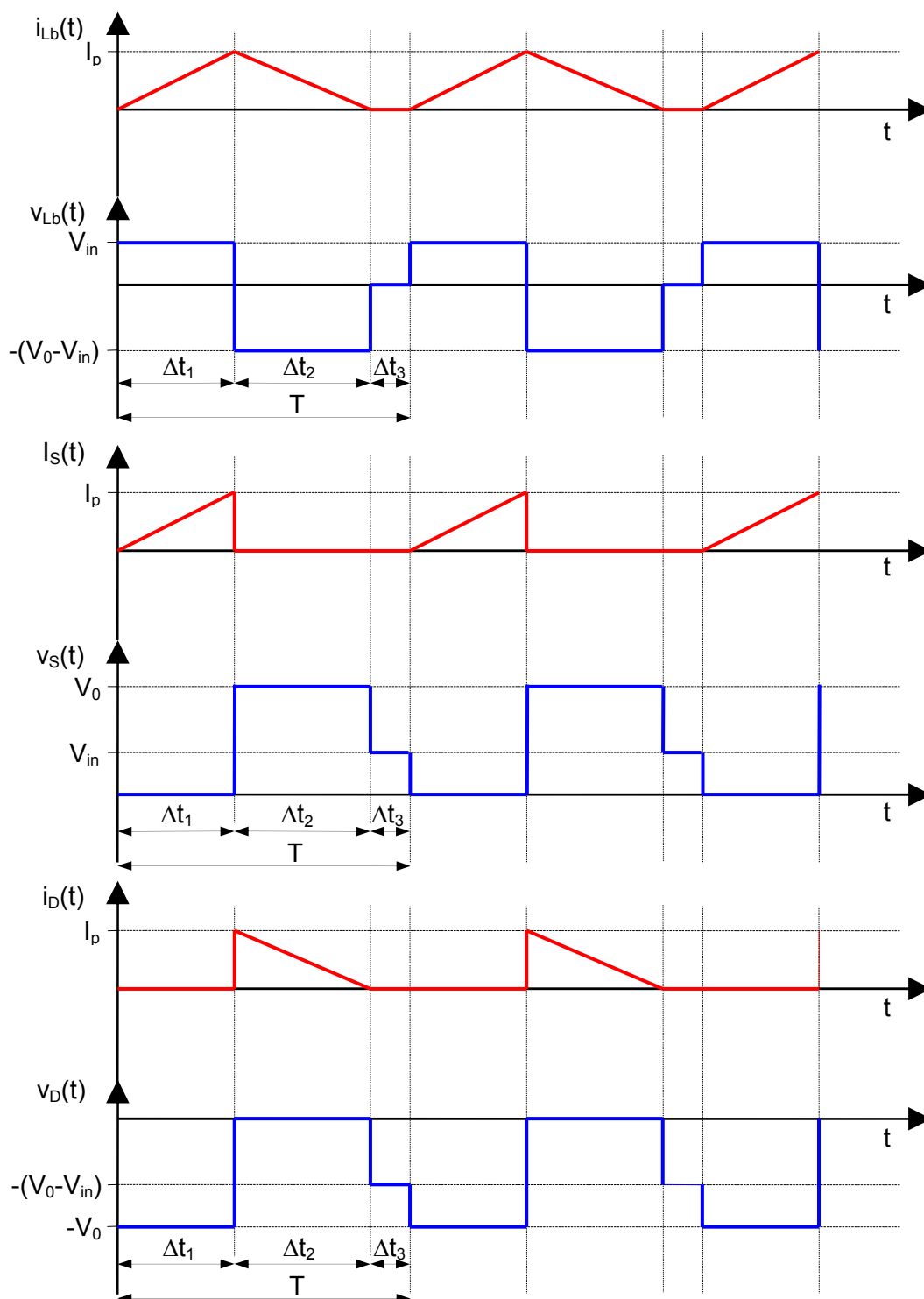


Figura 2.10: Principais formas de onda de corrente e tensão no conversor “boost” MCD.

O conversor “boost” operando em MCD apresenta os mesmos valores de corrente de pico através dos semicondutores e o valor de tensões máximas sobre

eles em condições ideais (sem contar com overshoots) é exatamente o da tensão de saída do conversor.

Um fato muito importante neste conversor operando em MCD é o bloqueio do diodo ocorrer com corrente nula (ZCS), como apresenta a Figura 2.10 através de  $i_D(t)$  e  $v_D(t)$ .

Os problemas de bloqueio do transistor devem ser tratados com técnicas suplementares ou através de componentes com características próximas às ideais na frequência de operação do conversor.

### 2.2.5 Equacionamento do pré-regulador retificador “boost” em MCD

Para que o conversor CC-CC “boost” funcione como um pré-regulador retificador é necessário que em primeira instância se substitua a fonte de alimentação de tensão CC por uma fonte CA, associando um retificador não controlado (a diodos) ao pré-regulador, como mostra a Figura 2.11 para o caso monofásico.

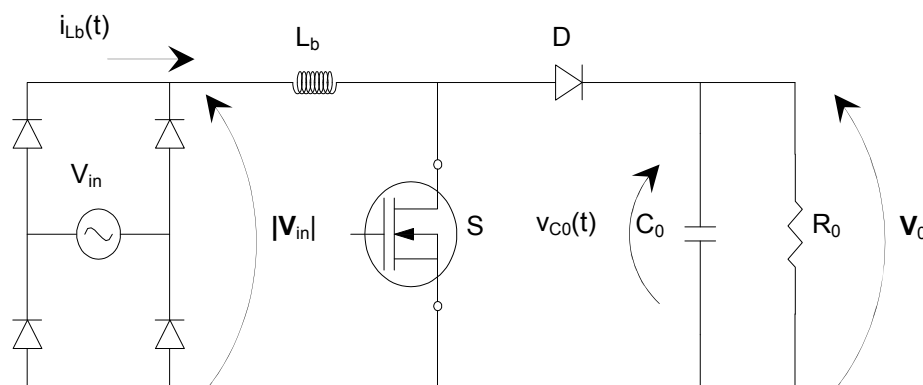


Figura 2.11: Pré-regulador retificador “boost” monofásico.

Desta forma, o equacionamento matemático do conversor “boost” CC-CC desenvolvido de antemão pode ser integralmente empregado, contendo as devidas adaptações para a operação como retificador “boost”.

Substituindo a fonte CC de alimentação do conversor CC-CC “boost” por uma fonte senoidal retificada ( $|V_{in}|$ ) como mostra a Figura 2.11, obtém-se uma corrente de entrada com formato aproximadamente triangular de alta frequência e com uma envoltória em formato senoidal como é apresentado na Figura 2.12.



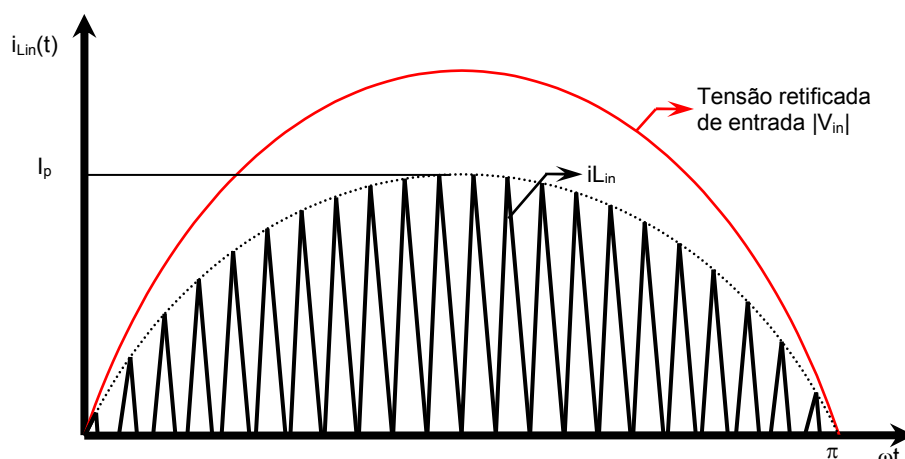


Figura 2.12: Corrente pulsada de entrada do pré-regulador retificador “boost” em MCD.

Com esta substituição de fonte de alimentação, pode-se utilizar a discretização da corrente de entrada considerando o período de chaveamento. Desta forma, existirão  $n$  pontos, calculados de acordo com (2.13) no período de tempo  $t$  correspondente a meio período de rede.

$$n = \frac{f_s}{2 \cdot f_{rede}} \quad (2.13)$$

Sendo:

$n$ : Índice para cada subdivisão do semiciclo discretizado;  
 $f_s$ : Frequência de chaveamento.

Considerando a envoltória da corrente de entrada do retificador “boost” como puramente senoidal, pode-se dizer que os picos da corrente através do indutor tocam os  $n$  pontos da corrente de entrada de acordo com a Figura 2.13, descrevendo o comportamento de (2.14).

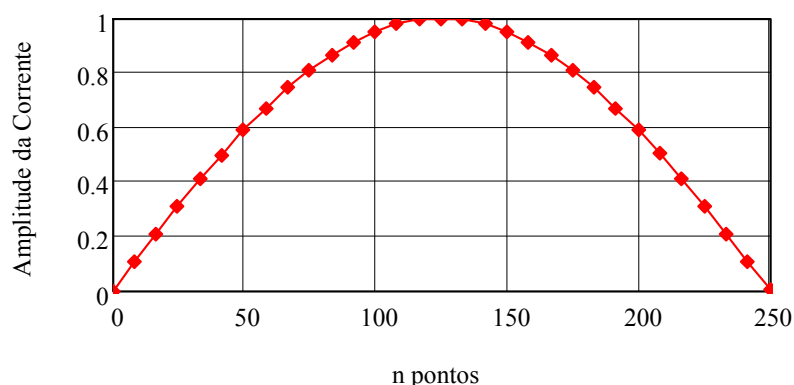


Figura 2.13: Representação dos pontos correspondentes aos picos de corrente no indutor “boost” durante meio período da rede CA.

$$\text{sen}\left(\frac{\omega}{f_s} \cdot n\right) \quad (2.14)$$

Sendo:  $\text{sen}\left(\frac{\omega}{f_s} \cdot n\right) = \text{sen}(\omega \cdot t)$  para  $0 \leq t \leq \frac{1}{2 \cdot f_{rede}}$ .

O equacionamento desenvolvido para determinar os pontos de pico das correntes de alta frequência possibilita a representação dos valores médios das correntes chaveadas nos elementos semicondutores e na entrada do conversor, que serão chamadas de correntes médias instantâneas. Desta forma, a corrente média instantânea de entrada varia ao longo do semiciclo da rede.

Utilizando este artifício, calcula-se respectivamente a corrente média no transistor, no diodo e na entrada do retificador pré-regulador boost em MCD ao levar o período de chaveamento em consideração, como mostram (2.15) a (2.17).

$$I_{mdS} = k \cdot \frac{\beta}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) \quad (2.15)$$

$$I_{mdD} = k \cdot \frac{\beta^2}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\text{sen}(\omega \cdot t)^2}{1 - \beta \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)} \cdot d(\omega \cdot t) \quad (2.16)$$

$$I_{md} = \frac{k}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\beta \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{1 - \beta \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)} \cdot d(\omega \cdot t) \quad (2.17)$$

Sendo:  $k = \frac{V_0 \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L}$ ;  
 $\beta = \frac{1}{\alpha}$   
 $\alpha = \frac{V_0}{V_p}$ : Ganho estático para retificador pré-regulador (considera o pico da tensão de entrada);  
 $V_0$ : Tensão de saída do pré-regulador retificador;  
 $V_p$ : Tensão de pico na entrada do pré-regulador retificador.

A representação gráfica da variação das médias instantâneas das correntes é conseguida pela substituição da variável tempo, que se torna o número de pontos dividido pela frequência de chaveamento como em (2.14).

As expressões (2.18) a (2.20) são obtidas pela substituição do tempo pelo parâmetro de discretização, como é apresentado em (2.15) a (2.17).

$$I_{mdS}(n) = k \cdot \beta \cdot \text{sen}\left(\frac{\omega}{f_s} \cdot n\right) \quad (2.18)$$

$$I_{mdD}(n) = k \cdot \beta^2 \cdot \frac{\text{sen}\left(\frac{\omega}{f_s} \cdot n\right)^2}{1 - \beta \cdot \text{sen}\left(\frac{\omega}{f_s} \cdot n\right)} \quad (2.19)$$

$$I_{md}(n) = k \cdot \frac{\beta \cdot \text{sen}\left(\frac{\omega}{f_s} \cdot n\right)}{1 - \beta \cdot \text{sen}\left(\frac{\omega}{f_s} \cdot n\right)} \quad (2.20)$$

Percebe-se que a média instantânea discretizada das correntes que circulam no retificador “boost” com CFP em MCD apresentam formatos distintos, e que apenas (2.18) é senoidal. Desta forma a corrente de entrada desse tipo de retificador apresenta uma envoltória não senoidal, como é mostrado em (2.20).

Determinando a equação da variação do tempo de descida da corrente no indutor boost, segunda etapa ( $\Delta t_2$ ), observa-se que a variação de  $\Delta t_2$  ao longo do semiciclo (2.21) obedece o mesmo formato da corrente de entrada do retificador pré-regulador “boost” com CFP em MCD (2.20). Portanto, as distorções de baixa ordem na corrente de entrada desse dispositivo são causadas pelo comportamento de  $\Delta t_2$ , como se pode observar na Figura 2.14.

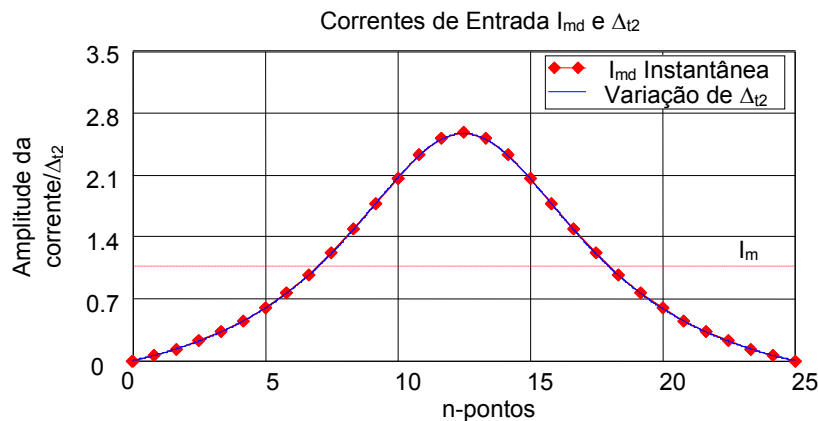


Figura 2.14: Comparação do formato da corrente instantânea de entrada com o da variação do tempo de descida da corrente no indutor “boost” quando o conversor opera em MCD.

$$\Delta t_2(n) = D \cdot T \cdot \frac{\beta \cdot \text{sen}\left(\frac{\omega}{f_s} \cdot n\right)}{1 - \beta \cdot \text{sen}\left(\frac{\omega}{f_s} \cdot n\right)} \quad (2.21)$$

Nota-se também, que o formato escarpado da corrente de entrada torna-se menos proeminente ao passo que o ganho estático torna-se mais elevado, o que se pode verificar com alguns exemplos de ganhos estáticos distintos na Figura 2.15. A justificativa para a influência do ganho estático na deformação da corrente de entrada é encontrada na expressão que determina  $\Delta t_2$  em função das tensões de entrada e de saída. Considerando uma tensão de entrada fixa, observa-se em (2.5) que ao aumentar a tensão de saída, ou seja, o ganho estático de tensão,  $\Delta t_2$  diminui porque a derivada da corrente neste caso se dá na subtração da tensão de saída pela de entrada. Supondo então que a tensão de saída é muito maior que a tensão de entrada, a derivada da corrente neste caso se torna praticamente constante e muito elevada, tornando  $\Delta t_2$  muito pequeno e com variações insignificantes ao longo do semiciclo da senoide. Assim, a forma de onda da corrente de entrada fica praticamente em função exclusiva da tensão de entrada, uma vez que com razão cíclica constante, a média da corrente de entrada depende apenas da própria tensão de entrada de acordo com (2.18).

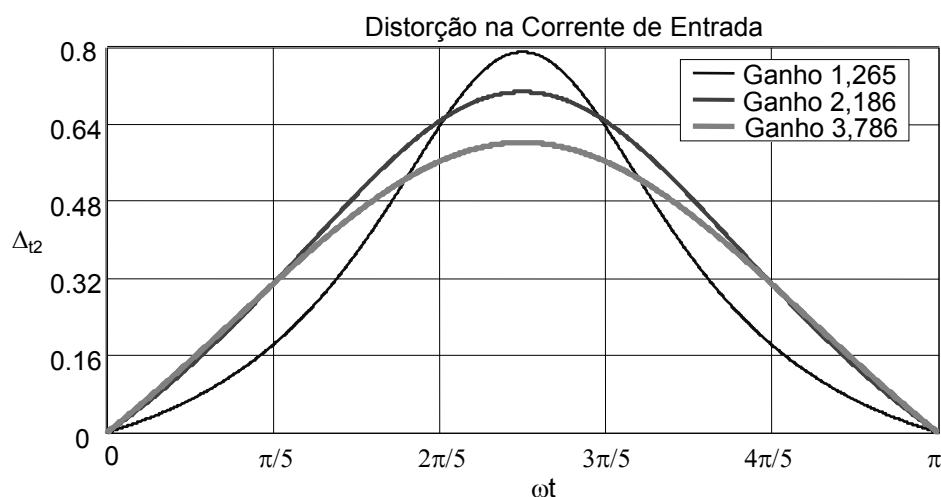


Figura 2.15: Variação do tempo de descida da corrente no indutor "boost" operando em MCD.

Para solucionar tal problema de distorção como apresentado na Figura 2.15, deve-se alterar a função de controle de forma que a razão cíclica para tensões mais

baixas na entrada, referentes às tensões instantâneas da senoide, seja maior que a razão cíclica de referência, determinada pela malha de controle de tensão. Assim, como representado na Figura 2.16, o primeiro quarto do ciclo da tensão senoidal de entrada é iniciada com um valor mais alto de razão cíclica ( $D_1$ ) diminuindo gradativamente até chegar ao pico da senoide ( $D_2$ ). Após esse ponto, a razão cíclica volta a aumentar de forma simétrica à descrita no primeiro quarto da senoide até terminar o primeiro semiciclo com o mesmo valor que o iniciou.

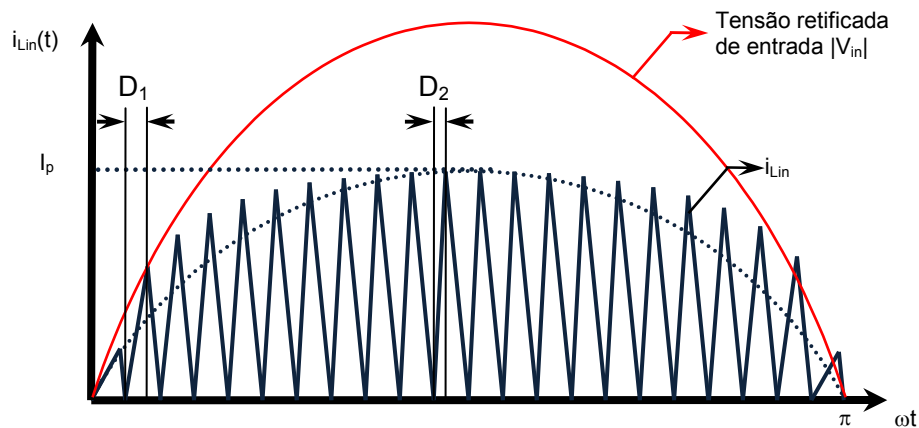


Figura 2.16: Compensação da razão cíclica para um semiciclo da tensão senoidal de entrada do retificador “boost” com CFP em MCD.

Desta forma, integrando a corrente média na carga para meio período da rede de CA representada por (2.16) determina-se (2.22).

$$I_{mD} = \frac{T \cdot V_p}{2 \cdot \pi \cdot L_b} D^2 \cdot \lambda(\beta) \quad (2.22)$$

Sendo:

$$\lambda(\beta) = \frac{2}{\beta \cdot \sqrt{1-\beta^2}} \cdot \left( \frac{\pi}{2} + \arctg\left( \frac{\beta}{\sqrt{1-\beta^2}} \right) \right) - 2 - \frac{\pi}{\beta}$$

### 2.3 Metodologia de Projeto

Para que o desenvolvimento do projeto físico do pré-regulador retificador seja viabilizado, necessita-se dos cálculos dos elementos armazenadores de energia, das correntes e tensões sobre os semicondutores e análises de suas proteções de sobretensão e sobrecorrente.

### 2.3.1 Cálculo da variação na tensão de entrada

Considerando-se a possibilidade da variação da tensão de alimentação, em valores eficazes e/ou de pico, tem-se que estabelecer a máxima variação de tensão de entrada permitida a partir da variação da tensão de saída do retificador, considerando-se os limites de alimentação do estágio de acionamento do sistema trólebus quando o pré-regulador retificador opera em malha aberta e com carga nominal. Nestas condições, além das variações da tensão CC de saída que decorrem das variações da tensão de entrada, acontecem ondulações na tensão de saída do conversor com o dobro da frequência da rede, características desse tipo de estrutura. Desta forma, a soma das variações na tensão de saída do pré-regulador retificador deve satisfazer as especificações de projeto para a faixa de tensão no barramento CC, restringindo a variação da tensão eficaz de entrada em função do volume do filtro capacitivo estabelecido no projeto, o que culmina em um compromisso de volume e variação da tensão de entrada.

A expressão (2.23) determina a máxima variação da tensão de pico na entrada, o que reflete no mesmo valor percentual para a variação da tensão eficaz na entrada, considerando-se as possíveis variações máximas da tensão de saída CC.

$$\Delta V_p = 2 \cdot \frac{(V_{0m\acute{a}x} - V_{0m\grave{m}n})}{(V_{0m\acute{a}x} + V_{0m\grave{m}n})} \cdot 100\% \quad (2.23)$$

Sendo:

$V_{0m\acute{a}x}$  : Tensão média máxima permitida para o barramento CC;

$V_{0m\grave{m}n}$  : Tensão média mínima permitida para o barramento CC;

Portanto, considerando-se as máximas variações possíveis do barramento CC do estágio do sistema de acionamento trólebus (quer seja com máquinas CC, ou, CA), ficam impostas as máximas variações de pico, ou, de valores eficazes da tensão de entrada em CA.

### 2.3.2 Cálculo dos elementos de filtro do pré-regulador retificador

A determinação da indutância “boost”  $L_b$  do projeto, decorre de (2.22), fazendo com que a razão cíclica seja a mesma utilizada no modo de condução crítica para o instante em que a tensão de entrada é a tensão de pico, ou seja, no centro do semiciclo da senóide, sendo que (2.24) representa essa condição.

$$D = 1 - \beta \quad (2.24)$$

$$\text{Sendo: } \beta = \frac{V_p}{V_0}$$

Dessa forma, a indutância “boost”  $L_b$  para o retificador “boost” é calculada por (2.25).

$$L_b = \frac{T \cdot V_p \cdot V_0}{2 \cdot \pi \cdot P_0} \cdot (1 - \beta)^2 \cdot \gamma(\beta) \quad (2.25)$$

$$\text{Sendo: } P_0 = V_0 \cdot I_{mdD}$$

Para o cálculo do filtro capacitivo de saída, considera-se a frequência da rede de alimentação retificada, pois, a ondulação na tensão de saída apresenta uma grande influência da frequência de alimentação. De (2.26), define-se o cálculo de  $C_0$ .

$$C_0 = \frac{P_0}{4 \cdot V_0 \cdot \Delta V_0 \cdot f_{rede}} \quad (2.26)$$

Sendo:

$P_0$ : Potência ativa processada pelo retificador “boost”;

$\Delta V_0$ : Ondulação admissível na tensão de saída;

$f_{rede}$ : Frequência da fonte de alimentação.

Para o cálculo do filtro LC de entrada do retificador “boost” considera-se uma frequência de corte suficientemente distante das frequências da fonte de alimentação e de chaveamento da seguinte forma:

$$\text{Frequência de corte } (f_c): 50 \cdot f_{rede} < f_c < 0,1 \cdot f_s$$

As equações (2.27) e (2.28) determinam o cálculo dos elementos do filtro de entrada.

$$C_f = \frac{D}{4 \cdot \pi \cdot f_c \cdot \xi \cdot L_b \cdot f_s} \quad (2.27)$$

Sendo:

$\xi$ : Coeficiente de amortecimento do filtro.

$$L_f = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_c)^2 \cdot C_f} \quad (2.28)$$

### 2.3.3 Cálculo das Correntes

Utilizando-se o mesmo critério de determinação de (2.22), determinam-se as demais equações de correntes médias e eficazes nos semicondutores, no indutor “boost” e na entrada do retificador “boost” entrelaçado, que é composta pela corrente das  $n_c$  células do conversor. São elas:

Corrente eficaz no diodo:

$$I_{\text{efD}} = \frac{V_p}{f_s \cdot L_b} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3 \cdot \pi}} \cdot \sqrt{\frac{\lambda(\beta)}{\beta} - \frac{\pi}{2}} \quad (2.29)$$

Corrente média no transistor:

$$I_{\text{mdS}} = \frac{V_p}{\pi \cdot f_s \cdot L_b} \cdot D^2 \quad (2.30)$$

Corrente eficaz no transistor:

$$I_{\text{efS}} = \frac{V_p}{f_s \cdot L_b} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{6}} \quad (2.31)$$

A corrente média no indutor “boost” é a soma das correntes médias dos semicondutores (diodo e transistor) e a corrente eficaz no mesmo indutor é a raiz quadrada da soma quadrática das correntes eficazes nos semicondutores, considerando que uma seja o complemento da outra em um ciclo de chaveamento.



$$I_{\text{mdL}} = \frac{T_s \cdot V_p}{2 \cdot \pi \cdot L_b} \cdot D^2 \cdot [\lambda(\beta) + 2] \quad (2.32)$$

$$I_{\text{efL}} = \sqrt{I_{\text{efD}}^2 + I_{\text{efS}}^2} \quad (2.33)$$

Além das correntes média e eficaz, deve-se calcular a corrente de pico máxima no indutor através de (2.34), que ocorre para a condição de operação com tensão eficaz mínima de entrada. Este valor máximo da corrente de entrada depende da flexibilidade do projeto para variação de tensão de entrada calculado com o auxílio de (2.23).

$$I_{\text{pL}} = \frac{V_{\text{pmin}} \cdot D}{L_b \cdot f_s} \quad (2.34)$$

Todos os cálculos apresentados até o momento estão adequados ao pré-regulador retificador “boost” com CFP como célula única, ou seja, sem entrelaçamento.

A adequação dos cálculos para o entrelaçamento consiste na divisão da potência processada entre as  $n_c$  células do retificador “boost” em parcelas iguais. Essa modificação afeta apenas a expressão do cálculo do indutor “boost”, que por sua vez influencia as demais. Portanto, com exceção de (2.35), as expressões de corrente permanecem as mesmas.

A corrente eficaz de entrada também depende do número de células do pré-regulador entrelaçado e se faz necessária para calcular a ponte retificadora e os filtros de entrada. O cálculo do indutor “boost” é rerepresentado em função de  $n_c$  por (2.35) e a o cálculo da corrente de entrada é apresentado em (2.36).

$$L_b = \frac{n_c \cdot T_s \cdot V_p \cdot V_0}{2 \cdot \pi \cdot P_0} \cdot D^2 \cdot \gamma(\beta) \quad (2.35)$$

$$I_{\text{ef}} = \frac{n_c \cdot T_s \cdot V_0 \cdot \sqrt{\beta}}{2 \cdot \sqrt{\pi} \cdot L_b} \cdot D^2 \cdot \sqrt{\frac{[2 \cdot \gamma(\beta) - 4] \cdot \beta^2 - \gamma(\beta) + \pi \cdot \beta}{1 - \beta^2}} \quad (2.36)$$

Utilizando-se o equacionamento apresentado até agora, é possível calcular os índices de qualidade de energia para o pré-regulador. Esses índices de qualidade são o FP e a DHT, que serão apresentados no item 2.3.4.

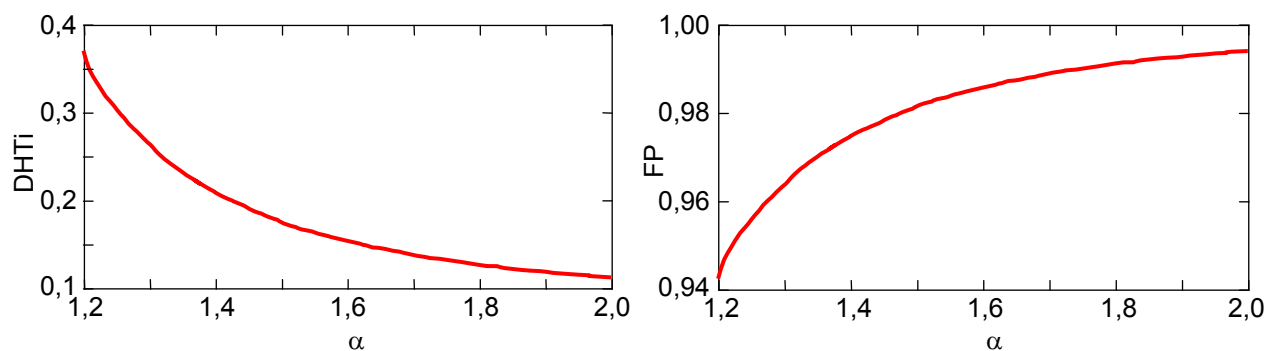
### 2.3.4 Distorção Harmônica Total da Corrente (DHTi) e Fator de Potência

O pré-regulador retificador “boost” com CFP em MCD apresenta uma relação entre o ganho estático e o nível de distorção harmônica da corrente de entrada, sendo que a DHTi diminui com o aumento do ganho estático. O FP por sua vez, está diretamente relacionado com a DHTi, dessa forma, também ocorre uma melhora no FP com o aumento do ganho estático.

As Figuras 2.17(a) e 2.17(b) apresentam os gráficos destes índices de qualidade, que podem ser calculados por (2.37) e (2.38) respectivamente para o FP e a DHTi considerados ao pré-regulador retificador “boost” entrelaçado com CFP e operando no MCD.

$$FP = \frac{\sqrt{2} \cdot P_0}{V_p \cdot I_{ef}} \quad (2.37)$$

$$DHTi = \sqrt{\frac{\cos(\varphi)^2}{FP^2} - 1} \quad (2.38)$$



(a) Variação da taxa de distorção harmônica da corrente em função de  $\alpha$ .

(b) Variação do fator de potência em função de  $\alpha$ .

Figura 2.17: Índices de qualidade para o pré-regulador retificador “boost” com CFP, no MCD.

### 2.3.5 Metodologia para o projeto dos indutores

Em função do desenvolvimento de dois protótipos, um em escala reduzida e outro em escala nominal, foram utilizados dois tipos diferentes de núcleo na confecção dos indutores “boost”. Desta forma é apresentada uma metodologia de projeto de indutor “boost” com a utilização de núcleo EE de ferrite e outra com a utilização de núcleo toroidal de “iron powder” [75].

Nos casos onde a unidade de medida não é especificada, adota-se um sistema de unidades qualquer, possibilitando comodidade e flexibilidade ao leitor.

#### 2.3.5.1 Indutor do tipo EE

A primeira etapa para o desenvolvimento do projeto de um indutor é o cálculo do núcleo, através de um parâmetro que leva em consideração a janela do núcleo e a área da perna central. A expressão (2.39) resulta no produto destas áreas e quando confrontado com dados físicos de núcleos, possibilita seu correto dimensionamento, considerando-se núcleos de ferrite com configuração física EE.

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_b \cdot I_p \cdot I_{efL}}{B_{m\acute{a}x} \cdot J_{m\acute{a}x} \cdot k_w} \quad (2.39)$$

Sendo:

$A_e$ : Área da perna central do núcleo tipo EE;

$A_w$ : Área da janela do núcleo;

$B_{m\acute{a}x}$ : Densidade magnética máxima, ( Para o ferrite:  $B_{m\acute{a}x} = 0,3T$  );

$J_{m\acute{a}x}$ : Densidade de corrente máxima no enrolamento; adota-se

$$\left( J_{m\acute{a}x} = 450 \frac{A}{cm^2} \right);$$

$k_w$ : Fator de acomodação do enrolamento no núcleo.

Uma vez escolhido o núcleo, calcula-se o número de espiras  $n_L$  através de (2.40), utilizando-se a indução magnética máxima permitida para evitar a saturação do núcleo de ferrite.

$$n_L = \frac{L_b \cdot I_p}{B_{m\acute{a}x} \cdot A_e} \quad (2.40)$$

Sendo:  $n_L$ : Número de espiras necessárias no núcleo.

Para evitar a saturação do núcleo, calcula-se um entreferro ( $l_{ar}$ ) através de (2.41), o que diminui o fluxo magnético através do material ferromagnético para um valor adequado e garantindo que a indução magnética máxima não exceda seu valor limite. Além de ser um parâmetro para o ajuste da indutância do elemento magnético, o entreferro torna o indutor praticamente insensível às variações da permeabilidade do núcleo, a qual varia em função da temperatura. Observa-se que a variação da permeabilidade do núcleo, sem um entreferro, provoca variações na indutância do elemento magnético.

$$l_{ar} = \frac{n_L^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{2 \cdot L_b} \quad (2.41)$$

Sendo:  $\mu_0$ : Permeabilidade do vácuo:  $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \left[ \frac{H}{m} \right]$

Deve-se então calcular a área da secção transversal do enrolamento de cobre utilizando a densidade de corrente máxima  $J_{m\acute{a}x}$ .

Esse cálculo define a espessura do condutor, entretanto, quando se trabalha com frequências elevadas, a espessura do condutor deve ser restrita a um determinado valor devido ao efeito pelicular da corrente. Com isso, deve-se fazer o enrolamento com um cabo Litz (vários cabos isolados e entrelaçados) ou com lâmina fina de cobre.

A expressão (2.42) determina o diâmetro máximo do condutor de acordo com a frequência e (2.43) determina a área da secção transversal do enrolamento.

$$\delta_{cu} = 2 \cdot \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} \text{ [cm]} \quad (2.42)$$

$$A_{cu} = \frac{I_{efL}}{J_{m\acute{a}x}} \quad (2.43)$$

A última etapa do projeto do indutor consiste na verificação da total acomodação do enrolamento no interior da janela do núcleo, comparando a área transversal ocupada pelas  $n_L$  voltas com a área da janela do núcleo. Caso  $A_w$  seja insuficiente, deve-se escolher um núcleo maior e refazer o projeto completamente.

### 2.3.5.2 Indutor Toroidal

A etapa inicial do projeto de um indutor do tipo toroidal se dá pelo cálculo do coeficiente geométrico do núcleo ( $K_g$ ), que utiliza a energia máxima que circula pelo indutor, a variação máxima da densidade magnética e alguns coeficientes como é apresentado em (2.44).

$$K_g = \frac{W_L^2}{K_e \cdot \alpha} \quad (2.44)$$

Sendo:

$$W_L = \frac{L_b \cdot I_p^2}{2}$$

$$K_e = 0,145 \cdot P_0 \cdot (\Delta B_m)^2 \cdot 10^{-4}$$

$W_L$ : Energia máxima que circula pelo indutor, dada em [J];

$K_e$ : Condição elétrica.

Com o coeficiente geométrico do núcleo, determina-se seu modelo e desta forma pode-se calcular o número de espiras necessárias, a densidade de corrente, a variação da permeabilidade e a densidade de fluxo através de (2.45), (2.46), (2.47) e (2.48) respectivamente.

$$n_L = \sqrt{\frac{L_b}{AL}} \quad (2.45)$$

$$J_{m\acute{a}x} = \frac{n_L \cdot I_{efL}}{W_a \cdot K_u} \quad (2.46)$$

$$\Delta\mu = \frac{B_m \cdot MPL \cdot 10^4}{0,4 \cdot \pi \cdot A_w \cdot J_{m\acute{a}x} \cdot K_u} \quad (2.47)$$

$$B_{ca} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot I_p \cdot \mu_{AP} \cdot 10^4}{2 \cdot MPL} \quad (2.48)$$

Sendo:

AL: Indutância em nH por número de espiras ao quadrado (tabelado);

$K_u$ : Fator de utilização;

$B_m$ : Densidade de fluxo de operação;

MPL: Comprimento do caminho magnético;

$B_{ca}$ : Densidade de fluxo da parcela alternada;

$\mu_{AP}$ : Permeabilidade magnética do núcleo composto por "iron powder".

A área de cobre a ser utilizada nos enrolamentos e o diâmetro máximo de cada fio para formar o cabo Litz é calculado da mesma forma adotada no item 2.3.5.1.

De forma distinta do núcleo de ferrite, o núcleo toroidal de "iron powder" apresenta o entreferro distribuído em sua estrutura de pó de ferro prensado e por

esse motivo, o cálculo de saturação do núcleo deve ser feito em função de parâmetros do núcleo fornecidos no catálogo e da corrente de pico, como é apresentado em (2.48).

Os valores de AL fornecido pelos fabricantes de núcleos, apresentam precisão aceitável até certo ponto, uma vez que para densidades magnéticas mais elevadas, o valor de AL torna-se inferior ao apresentado no catálogo. Dessa forma, um cálculo mais adequado para o indutor quando se tem variações muito grandes de corrente como em conversores operando em MCD, é conveniente que se utilize o programa de cálculo do próprio fabricante.

O cálculo do fio ou cabo Litz utilizado é exatamente o mesmo apresentado no item 2.3.5.1, uma vez que a escolha da espessura de cada fio depende apenas do efeito pelicular, determinado pela frequência de operação e pela densidade de corrente escolhida.

### **2.3.6 Cálculo dos “Snubbers” e dos Grampeadores para os Semicondutores**

Todo conversor chaveado contém não idealidades resultantes de elementos parasitas não desejados, os quais podem provocar oscilações de tensões e/ou correntes de grande intensidade nos circuitos. Essas oscilações são fontes de interferências eletromagnéticas em aparelhos eletrônicos de maneira geral e muitas vezes podem provocar a destruição dos semicondutores do próprio conversor se não forem devidamente controladas.

Tipicamente, os elementos parasitas aparecem como capacitâncias e indutâncias dos semicondutores e transformadores, mas também podem ser encontradas nas trilhas do circuito eletrônico do conversor.

Uma forma de controlar essas oscilações consiste na inserção de filtros, “snubbers” e grampeadores, que dissipam essa energia oscilatória de forma a amortecê-la.

No pré-regulador retificador “boost”, pode-se inserir um “snubber” em cada semicondutor e um grampeador de tensão sobre o transistor. A metodologia de projeto para esses elementos é apresentada no próximo tópico.

### 2.3.6.1 “Snubber” RC

Para um bom projeto de “snubber”, é preciso conhecer bem os elementos parasitas do circuito, o que pode ser difícil em certas ocasiões. Entretanto, pode-se partir de uma sugestão inicial, que normalmente é calculada a partir da indutância de dispersão dos indutores e transformadores.

No conversor “boost” em MCD, o ponto mais crítico das oscilações acontece no bloqueio do transistor, quando inicia-se a transferência de potência da energia armazenada no indutor para o estágio de saída do conversor, conforme o item 2.2.1.

Nesta etapa de funcionamento, a indutância de dispersão do circuito é composta quase que totalmente pela indutância “boost”  $L_b$ , e a capacitância parasita é composta, em sua quase totalidade, pela capacitância de saída do transistor, uma vez que a capacitância do diodo é muito menor que a do transistor e a capacitância entre o semiconductor e o dissipador é desprezada nesta metodologia.

Assim, consegue-se realizar um cálculo aproximado da frequência de ressonância dos elementos parasitas através de (2.49).

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_b \cdot C_{oes}}} \quad (2.49)$$

Sendo:

$f_r$ : Frequência de ressonância entre os elementos parasitas do circuito;  
 $C_{oes}$ : Capacitância de saída do transistor

Um valor apropriado de resistência para o “snubber” é determinado pela impedância característica de oscilação do circuito de acordo com (2.50).

$$R_{sn} = \sqrt{\frac{L_b}{C_{Oes}}} \quad (2.50)$$

O cálculo do capacitor também parte da frequência de ressonância da oscilação como mostra (2.51), e, como a única oscilação desse circuito é provocada pela capacitância de saída do transistor.

$$C_{sn} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot L_b} \quad (2.51)$$

A potência dissipada por esse dispositivo de proteção de sobretensões pode ser calculada por (2.52).

$$P_{sn} = \frac{1}{2} \cdot C_{sn} \cdot V_0^2 \cdot f_s \quad (2.52)$$

### 2.3.6.2 “Snubber” RCD Grampeador

Para o cálculo do grampeador, utiliza-se um capacitor de valor suficientemente grande, garantindo a manutenção da tensão constante durante a absorção da energia ressonante.

A energia consumida pelo grampeador depende da resistência do dispositivo, uma vez que toda a energia absorvida é dissipada por ela. Uma forma simplificada de cálculo para a resistência do grampeador é apresentada em (2.53).

$$P_{gr} = \frac{V_{gr}^2}{R_{gr}} \quad (2.53)$$

Para isso, deve-se estimar qual a potência presente na ressonância, o que é muito difícil de obter-se teoricamente, pois ela também depende de variáveis do “layout” do circuito. Neste projeto, utilizar-se-á o mesmo valor de potência consumida pelo “snubber” RC e a capacitância do grampeador será cem vezes maior que a capacitância de saída do IGBT, como apresentado em (2.54).

$$C_{gr} = 100 \cdot C_{oes} \quad (2.54)$$

### 2.3.7 Perdas e Rendimento no Conversor

As principais fontes de perdas em um conversor chaveado estão nos semicondutores em conjunto com os “snubbers”, aparecendo em segundo lugar as perdas no cobre e nos elementos magnéticos.



### 2.3.7.1 Perdas nos semicondutores

Em geral, as perdas nos semicondutores acontecem de duas maneiras distintas, por comutação e por condução. Para o conversor “boost” operando em MCD, as perdas no transistor acontecem de ambas as formas, entretanto, somente ocorrem perdas por condução no diodo “boost”, uma vez que o bloqueio do semicondutor não controlado acontece com corrente nula.

#### 2.3.7.1.1 Perdas no transistor

Para um caso genérico, as perdas do transistor são apresentadas respectivamente por (2.55) e (2.56).

$$P_{\text{comutT}} = \frac{V_{S(\text{off})} \cdot I_{\text{efS}}}{2} \cdot (t_f + t_{d(\text{off})}) \cdot f_s \quad (2.55)$$

$$P_{\text{condS}} = V_{(\text{on})\text{Sat}} \cdot I_{\text{mdS}} + R_{(\text{on})\text{Sat}} \cdot I_{\text{efS}}^2 \quad (2.56)$$

Sendo:

$P_{\text{comutS}}$ : Potência dissipada no transistor durante a comutação;

$P_{\text{condS}}$ : Potência dissipada no transistor por condução;

$V_{S(\text{off})}$ : Tensão sobre o transistor quando bloqueado;

$t_f$ : Tempo de queda da corrente;

$t_{d(\text{off})}$ : Atraso para o bloqueio do transistor;

$V_{\text{on}(\text{Sat})}$ : Tensão direta de condução do transistor na saturação;

$R_{\text{on}(\text{Sat})}$ : Resistência em condução do transistor na saturação.

Mesmo que a resistência em condução seja relativamente pequena para o IGBT, esse parâmetro é levado em consideração.

#### 2.3.7.1.2 Perdas no diodo “boost”

Genericamente, o diodo “boost” apresenta perdas de comutação, devido à corrente reversa apresentada no bloqueio de corrente através do semicondutor não controlado, e perdas de condução, devido à tensão e à resistência em condução do componente. Entretanto, no caso do conversor “boost” operando em MCD, o bloqueio da corrente no diodo acontece de forma “suave”, ou seja, com corrente nula, levando o tempo de recuperação reversa a valores insignificantes. Desta

forma, as perdas totais no diodo “boost” para o conversor operando em MCD são apresentadas em (2.57).

$$P_D = V_F \cdot I_{\text{médD}} + r_T \cdot I_{\text{efD}}^2 \quad (2.57)$$

Sendo:

$P_D$ : Potência total dissipada pelo diodo;  
 $V_F$ : Tensão direta de condução diodo;  
 $r_T$ : Resistência em condução do diodo.

### 2.3.7.2 Perdas nos Indutores

Dois fatores contribuem para as perdas totais em um indutor. O primeiro surge em função da histerese magnética e de correntes parasitas que circulam através do núcleo ferromagnético. O segundo aparece por efeito joule no condutor que compõe o enrolamento. A seguir, são apresentadas as metodologias de cálculo das perdas em núcleos do tipo EE e em núcleos toroidais.

O cálculo das perdas no cobre é o mesmo para ambos os casos como é apresentado em (2.58), entretanto, as perdas em cada tipo de núcleo são calculadas de forma distinta [75].

$$P_{\text{cu}} = R_{\text{cu}} \cdot I_{\text{efL}}^2 \quad (2.58)$$

Sendo:

$$R_{\text{cu}} = \frac{\rho_{\text{cu}} \cdot l_{\text{esp}} \cdot n_L}{A_{\text{cu}}}: \text{Resistência total do enrolamento de cobre};$$

$\rho_{\text{cu}}$ : Resistividade do cobre;

$l_{\text{esp}}$ : Comprimento médio das espiras;

$A_{\text{cu}}$ : Área da secção transversal do enrolamento.

### Perdas no núcleo tipo EE

Para o núcleo do tipo EE, as perdas são calculadas de acordo com (2.59).

$$P_{\text{EE}} = \Delta B^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_{\text{core}} \quad (2.59)$$

Sendo:

$P_{EE}$ : Perdas de potência no núcleo do tipo EE;  
 $\Delta B$ : Variação da indução magnética;  
 $K_h$ : Coeficiente de perdas por histerese  
 $K_f$ : Coeficiente de perdas por correntes parasitas  
 $V_{core}$ : Volume do núcleo

#### 2.3.7.2.1 Perdas no núcleo toroidal

Para o núcleo toroidal, as perdas são calculadas a partir da densidade de perdas, apresentado em (2.60) e pela massa do núcleo como se verifica em (2.61).

$$WK = 0,0131 \cdot f_s^{1,36} \cdot (B_{ca})^{2,03} \quad (2.60)$$

$$P_{TOR} = WK \cdot W_{tfe} \quad (2.61)$$

Sendo:

$WK$ : Densidade de perdas no núcleo [W/kg];  
 $P_{TOR}$ : Perdas de potência no núcleo do tipo EE [W];  
 $W_{tfe}$ : Massa do núcleo [kg].

#### 2.3.7.3 Perdas no Capacitor

As perdas no capacitor dependem da corrente eficaz drenada por ele, que por sua vez depende da ondulação da corrente no diodo “boost”. Para o conversor retificador “boost” no MCD com entrelaçamento, quanto maior o número de células, mais a corrente eficaz sobre o capacitor se aproxima da corrente média de saída na carga. Para o pré-regulador retificador com 5 células, as correntes são praticamente idênticas. Dessa forma, as perdas no capacitor são calculadas pela multiplicação entre a resistência série do capacitor (RSE) e o quadrado de sua corrente eficaz como mostra em (2.62).

$$P_{C0} = I_{C0}^2 \cdot RSE \quad (2.62)$$

#### 2.3.7.4 Perdas Totais

As perdas totais são uma composição de todas as perdas observadas no circuito, entre as perdas nos semicondutores com “snubbers”, nos elementos

magnéticos, nas trilhas, nos circuitos auxiliares e qualquer outro consumo de energia que não seja canalizado para a saída do pré-regulador, e, conseqüentemente, para a carga.

As perdas totais serão calculadas apenas como as perdas nos semicondutores, nos “snubbers”, nos indutores e nos capacitores, como mostra (2.63), as quais são as mais relevantes no circuito de potência. Além disso, as perdas de comutação no diodo “boost” não são consideradas, uma vez que o conversor opera em MCD.

$$P_{Tot} = \eta_c \cdot (P_{comT} + P_{condT} + P_{condD} + P_{sn} + P_{gr} + P_{core} + P_{cu}) + P_{CO} \quad (2.63)$$

Sendo:

É válido observar que outras perdas adicionais precisam ser acrescentadas à (2.63) para que a modelagem se aproxime ainda mais do circuito real.

#### 2.3.7.5 *Rendimento*

O rendimento de um dispositivo qualquer, baseia-se na diferença entre a potência média de entrada e a potência média de saída. A subtração dessas duas potências converge para as perdas totais envolvidas no processo.

Dessa forma, o rendimento do pré-regulador retificador “boost” com CFP no MCD pode ser determinado por (2.64).

$$\eta = \frac{P - P_{Tot}}{P} \quad (2.64)$$

#### 2.3.7.6 *Cálculo do dissipador*

O dissipador de calor é um dispositivo necessário nos conversores chaveados, pois, normalmente, os semicondutores apresentam uma dissipação térmica muito grande e não conseguem por si só trocar calor de forma eficiente com o ambiente para que sua integridade seja mantida em função da máxima temperatura de junção admissível.

Os parâmetros necessários para o cálculo do dissipador são dados pelo fabricante do componente. A expressão (2.65) possibilita o cálculo da resistência térmica necessária entre o dissipador e o ambiente, para que a junção do componente não exceda a temperatura máxima de junção especificada.

$$R_{thDA} = \frac{T_j - T_a}{P_{perdas}} - R_{thJC} - R_{thCD} \quad (2.65)$$

Sendo:

- $R_{thJC}$  : Resistência térmica junção cápsula [ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ];
- $R_{thCD}$ : Resistência térmica cápsula dissipador [ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ];
- $R_{thDA}$ : Resistência térmica dissipador ambiente [ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ];
- $T_j$ : Máxima temperatura da junção [ $^{\circ}\text{C}$ ];
- $T_a$ : Máxima temperatura ambiente (adotado,  $T_a = 40^{\circ}\text{C}$ );
- $P_{perdas}$ : Perdas no semicondutor utilizado.

Uma vez determinada a resistência térmica entre o dissipador e o ambiente, deve-se escolher um dissipador que apresente uma resistência térmica menor que a calculada, ou seja, o valor de  $R_{thDA}$  do dissipador escolhido deve ser menor que o valor calculado em através de (2.65).

### 2.3.8 Discussões para Operação em CC ou CA

O projeto do retificador “boost” com 5 células entrelaçadas foi elaborado para uma alimentação CA de 380V. Entretanto, devido à necessidade da flexibilidade operacional para alimentação em CC, foi realizada uma análise preliminar do comportamento do conversor nessas condições.

A alimentação do retificador “boost” proposto através de um barramento CC de 600V (nominal) não é um problema, pois esta estrutura pode operar com alimentação em corrente contínua, entretanto considerando-se que apenas dois diodos da ponte retificadora estarão conduzindo e com capacidade especificada para sustentar a corrente média do estágio “boost” entrelaçado.

O principal problema dessa alteração no modo de alimentação encontra-se no ganho de tensão imposto para o conversor “boost”, já que a tensão do barramento CC não seria equivalente àquela do barramento CA, em valores eficazes. Porém, considerando-se a faixa de variação possível do barramento CC do estágio de

acionamento (400V – 720V), existe certa facilidade em prover tal faixa limite de tensão na saída do conversor, com o mesmo desativado (semicondutores ativos desabilitados), ou mesmo, operando ativado e como pré-regulador da tensão CC de entrada, se desejado.

O procedimento seria muito simples. Uma vez detectada a alimentação CC, os interruptores ativos deixariam de comutar, inibindo-se os pulsos de comando dos mesmos. Dessa forma, os indutores seriam equivalentes a curto-circuitos e os diodos “boost” estariam sempre em condução, transferindo a tensão de entrada para a saída.

O único problema desse procedimento se encontra na capacidade de condução de corrente de cada elemento do circuito. Entretanto, uma vez pré-dimensionados, e, considerando-se que todos suportam as correntes solicitadas pela carga nessas condições de funcionamento, não haverá qualquer problema operacional.

## **2.4 Conclusões**

O conversor “boost” funcionando como retificador com correção ativa de fator de potência é uma solução que apresenta vantagens consideráveis com relação ao fator de potência resultante e à densidade de potência, principalmente para operação em elevadas frequências.

Operando no MCD, duas vantagens adicionais devem ser ressaltadas. A primeira consiste na ausência de corrente de recuperação reversa no diodo “boost”, o que também ocorre quando o conversor opera no MCCr. A segunda vantagem supera as vantagens do MCCr, dispensando a necessidade de uma malha de controle da corrente de entrada, o que elimina a necessidade do sensor de corrente.

Outra vantagem do MCD sobre o MCCr, é o tipo de modulação. Ao passo que o MCCr utiliza modulação em frequência (FM), o MCD utiliza modulação PWM, com frequência fixa, facilitando o projeto dos filtros de EMI.

Embora apresente vantagens, o MCD também apresenta desvantagens em relação aos demais modos de operação. O mais significativo deles é a incapacidade de mitigar as harmônicas ímpares de baixa ordem (principalmente 3ª e 5ª), quando operam com ganho estático muito baixo (próximos de 1). O formato escarpado da corrente de entrada revela a presença de um forte conteúdo de terceira harmônica

causado pelas descontinuidades na corrente de entrada do conversor nos instantes em que a tensão CA de entrada apresenta valores inferiores à metade da tensão de pico.

O nível elevado de 3ª harmônica promove um aumento do pico da corrente drenada da fonte, podendo ocasionar achatamentos de tensão, ou seja, distorções harmônicas na tensão do barramento em CA.

Entretanto, uma técnica de compensação da corrente de entrada será apresentada no tópico de modelação e controle, agindo-se na razão cíclica ao longo de meio ciclo da tensão da rede de corrente alternada de forma a minimizar as grandes descontinuidades nos intervalos onde a tensão de entrada é menor do que a metade da tensão de pico, podendo-se diminuir consideravelmente a contribuição das harmônicas ímpares de baixa ordem na composição da corrente drenada da fonte em CA.

Pode ocorrer diferença de fase entre a tensão e a corrente de entrada, fato relacionado à impedância entre os elementos armazenadores de energia da entrada e da saída do pré-regulador retificador. Dessa forma, um ajuste do filtro capacitivo de saída pode ser necessário para que o deslocamento de fase fique próximo de zero.

Como demonstrado, a técnica de entrelaçamento não diminui o conteúdo das harmônicas de baixa frequência, entretanto a corrente torna-se contínua, e através desta técnica, os elementos de filtro de entrada diminuem consideravelmente, pois, a frequência de ondulação multiplica-se à medida que se adicionam células em entrelaçamento. Além disso, os esforços de corrente nos componentes do conversor são divididos entre várias células, sem a preocupação com problemas de divisão de potência, como aqueles nas técnicas de paralelismo de semicondutores.

Finalmente, foram apresentadas as formulações para o projeto dos principais elementos do estágio de potência da estrutura proposta, incluindo-se semicondutores de potência, filtros indutivos e capacitivos, “snubbers”, grampeadores e dissipadores, estimando-se as perdas totais para a estrutura projetada e seu rendimento.

## Capítulo 3

### DESENVOLVIMENTO DAS LEIS DE CONTROLE

Topologias conversoras operando no modo de condução descontínuo como estruturas pré-reguladoras retificadoras conseguem proporcionar um elevado fator de potência sem necessariamente existir uma atuação direta de controle envolvendo a corrente de entrada dos mesmos. Estas metodologias de correção ativa do fator de potência propiciam uma “imposição automática de corrente”. [76 - 84]

Uma característica dos conversores com imposição automática de corrente é a determinação da corrente de entrada média durante o período da rede de alimentação alternada em função apenas dos seguintes parâmetros: razão cíclica, tensão de entrada e em alguns casos da tensão de saída. Além disso, tais parâmetros se modificam de maneira lenta em baixa frequência quando comparados com a frequência de operação do conversor e da rede.

Considerando controle por razão cíclica constante e modo de operação descontínuo, algumas topologias são capazes de proporcionar fator de potência naturalmente unitário, enquanto outras, como a topologia “boost”, apesar de ser capaz de apresentar elevado fator de potência, não conseguem alcançar o valor unitário considerando-se sua operação com reduzidas distorções na corrente de entrada.

Usualmente, estes retificadores possuem um laço de realimentação para regular a tensão de saída, uma vez que a operação é extremamente dependente da característica de carga neste modo de operação (MCD). Assim, o ganho do laço de realimentação deve ser especificado de maneira adequada para evitar a distorção da corrente de entrada.

Para analisar o laço de realimentação de tensão, o desenvolvimento da função de transferência (FT) relacionando controle e tensão de saída é necessária. A dedução desta FT é um processo complexo devido a tensão de entrada ser uma forma de onda senoidal retificada, o que impossibilita a utilização das FT determinadas para os conversores CC-CC operando no modo de condução descontínuo.

Desta maneira, a determinação de FT lineares em pequenos sinais, que sejam válidas para frequências bem abaixo do dobro da frequência da rede, são



itens importantes para o projeto de controle da estrutura pré-reguladora retificador “boost” operando no modo descontinuo da corrente de entrada.

No processo de desenvolvimento, constatou-se que a função de transferência relacionando a tensão de saída e o parâmetro de controle é influenciada diretamente pelo tipo de carga. Desta maneira, com o objetivo de abranger situações genéricas, o modelo de carga utilizado nas análises realizadas consiste de uma combinação paralela de uma carga apresentando potência constante e uma carga com característica puramente resistiva. Assim, a carga de potência constante pode simular o efeito do acoplamento em cascata com outras estruturas, como por exemplo, o acoplamento de outra topologia chaveada.

### 3.1 Equilíbrio de Potência

O estudo do pré-regulador retificador “boost” consiste da análise discreta da operação de conversores CC-CC operando no modo de condução descontinuo, mas em diferentes pontos de operação de acordo com a posição angular da forma de onda da tensão de entrada, com um capacitor de grande armazenamento de energia conectado aos terminais de saída.

Portanto, nas deduções este componente foi considerado como um elemento externo discreto, ou seja, não pertence ao conversor. O conversor proporciona a interface entre a fonte de tensão alternada e a tensão de saída contínua consistindo de um capacitor de armazenamento de energia, uma carga com potência constante e uma carga resistiva, como ilustra a Figura 3.1.

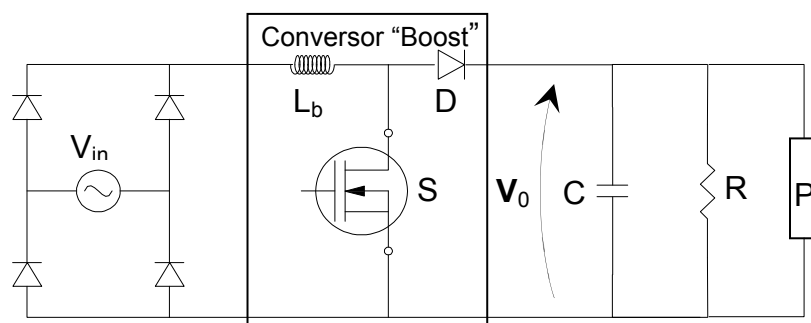


Figura 3.1 – Estrutura do Pré-regulador retificador “boost”.

Basicamente, os conversores operando no modo de condução descontinua armazenam energia durante uma parte do período de chaveamento, e transferem toda esta energia para a carga antes de iniciar o próximo período de operação. Assim, a quantidade de energia que entra no conversor deve ser a mesma energia

que sai do mesmo, exceto por um tempo de atraso menor que o período de chaveamento.

Considerando uma base de tempo com frequências muito menores que a frequência de chaveamento, é razoável assumir que a potência média que flui para o conversor e a potência média que deixa o mesmo são iguais.

Com o objetivo de desenvolvimento das deduções, o valor médio especificado durante o período de chaveamento, expresso pelos caracteres “<>” nas equações é definido através de (3.1).

$$\langle x(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\sigma) d\sigma \quad (3.1)$$

Sendo:  $\sigma$ : parâmetro genérico utilizado na expressão de exemplo.

Considerando as hipóteses anteriores, pode-se definir a equação do equilíbrio de potência, dada por (3.2).

$$\langle p_{in}(t) \rangle = \langle P_C(t) + P_R(t) + P_{NL} \rangle \quad (3.2)$$

Sendo:

$P_{in}(t)$ : Potência fornecida pela fonte;

$P_C(t)$ : Potência consumida pelo capacitor;

$P_R(t)$ : Potência consumida pela carga resistiva;

$P_{NL}$ : Potência de carga não linear.

O lado esquerdo da equação é diretamente dependente da topologia do conversor empregado, enquanto o lado direito é independente. Analisando o lado esquerdo, considerando que a tensão de entrada é essencialmente constante durante o intervalo de tempo correspondente ao período de chaveamento, a potência média durante este intervalo pode ser expressa por (3.3).

$$\langle P_{in}(t) \rangle = \langle i_{in}(t) \cdot v_{in}(t) \rangle \cong \langle i_{in}(t) \rangle \cdot v_{in}(t) \quad (3.3)$$

Analisando o lado direito de (3.2), o capacitor é especificado para atenuar o ondulação da frequência da rede. O ondulação na frequência de chaveamento na tensão de saída é extremamente pequeno quando comparado com a tensão do

barramento CC, e como consequência do processo de efetuação da média deste sinal ocorre uma atenuação das amplitudes deste pequeno ondulação.

A tensão de saída pode ser considerada constante na base de tempo relacionada com o período de chaveamento, e desta maneira a equação do balanço de potência se torna (3.4).

$$\langle i_{in}(t) \rangle \cdot v_{in}(t) = \frac{d \left[ \frac{1}{2} \cdot C \cdot v_o^2(t) \right]}{dt} + \frac{v_o^2(t)}{R} + P_{NL} \quad (3.4)$$

Para o projeto do sistema de controle, um dos itens requeridos consiste no desenvolvimento de um modelo que possa ser descrito por valores médios com sinais em baixa frequência, e que seja válido para valores de frequência abaixo do dobro da frequência da rede de alimentação CA.

Desta maneira, (3.4) é novamente submetida ao processo de determinação do seu comportamento por valores médios, mas agora considerando a média durante meio período de operação da rede de alimentação retificada (120 Hz), restando apenas o comportamento referente à informação de baixa frequência destes sinais.

Novamente, a definição dos valores médios das variáveis considerando a base de tempo como sendo o período da rede é realizada através da sintaxe do sinal barrado, e a sua determinação através de (3.5).

$$\overline{m(t)} = \frac{2}{T_{rede}} \int_{t-T_{rede}}^t m(\sigma) d\sigma \quad (3.5)$$

Sendo:  $T_{rede}$  é o período da forma de onda de tensão alternada, senoidal com frequência de 60Hz.

Considerando o lado direito de (3.4), e que a largura de banda do laço de tensão é limitada em frequências muito menores que o dobro da frequência da rede CA, a tensão de saída consiste da composição de um grande valor CC mais uma componente de baixa frequência inerente da operação da estrutura, localizada no dobro do valor da frequência da rede CA, podendo ser expressa por (3.6).

$$v_o(t) \cong \tilde{v}_o(t) + v_{2L}(t) \quad (3.6)$$

Sendo:

$\tilde{v}_o(t)$ : Tensão de saída do conversor composta pelo valor CC e as oscilações na frequência de chaveamento;

$v_{2L}(t)$ : Oscilação da tensão de saída com o dobro da frequência da rede.

A tensão de saída média considerando o intervalo da frequência da rede pode ser expressa por (3.7).

$$\overline{v_o(t)} \cong \overline{\tilde{v}_o(t)} \cong \tilde{v}_o(t) \quad (3.7)$$

De maneira análoga, caso a mesma operação seja efetuada em (3.6), mas agora considerando os lados elevados ao quadrado, determina-se (3.9).

$$v_o^2(t) \cong (\tilde{v}_o(t))^2 + 2 \cdot \tilde{v}_o(t) \cdot v_{2L}(t) + (v_{2L}(t))^2 \quad (3.8)$$

$$\overline{v_o^2(t)} \cong \overline{(\tilde{v}_o(t))^2} = \overline{(\tilde{v}_o(t))^2} = (\tilde{v}_o(t))^2 \quad (3.9)$$

Uma vez que o processo de determinação dos valores médios possui característica do tipo linear, a ordem da operação pode ser alterada com a operação de diferenciação. Aplicando estes passos à (3.4), determina-se a equação média considerando o período da rede CA.

$$\overline{\langle i_m(t) \rangle \cdot v_m(t)} = C \cdot \tilde{v}_o^2(t) + \frac{d[\tilde{v}_o(t)]}{dt} + \frac{\tilde{v}_o^2(t)}{R} + P_{NL} \quad (3.10)$$

Se a fonte de corrente é perturbada, a conseqüente influência na forma de perturbação também aparece na tensão de saída, como mostra (3.11).

$$\langle \tilde{i}_m(t) \rangle = \langle I_m + \tilde{i}_m(t) \rangle \Rightarrow \tilde{v}_o(t) = V_o + \tilde{v}_o(t) \quad (3.11)$$

Desta maneira, a equação do equilíbrio de potência (3.10) pode ser dividida em duas partes, a primeira referente a uma parcela da expressão que descreve a operação em regime permanente em um ponto de operação determinado conforme (3.12).

$$\overline{\langle P_{in}(t) \rangle} = v_{in}(t) \cdot \langle i_{in}(t) \rangle = \frac{V_o^2}{R} + P \quad (3.12)$$

Assim, uma segunda parcela relacionada com a equação dinâmica pode ser expressa por (3.13).

$$\overline{\langle \hat{P}_{in}(t) \rangle} = \overline{v_{in}(t) \cdot \langle \hat{i}_{in}(t) \rangle} = C \cdot V_o + \frac{d[\hat{v}_o(t)]}{dt} + \frac{2 \cdot V_o}{R} \cdot \hat{v}_o(t) \quad (3.13)$$

Portanto, a análise da topologia em particular pode ser realizada utilizando as duas parcelas. A primeira parcela referente à expressão em regime permanente é utilizada para a determinação do ponto de operação, e a segunda parcela referente a equação dinâmica é utilizada para a determinação do comportamento em pequenos sinais, contemplando transitórios em torno do ponto de operação.

No desenvolvimento matemático, considerou-se que a fonte de tensão de entrada possa ser expressa por uma fonte possuindo uma forma de onda puramente senoidal e retificada, dada por (3.14).

$$v_{in}(\theta) = V_p \cdot |\text{sen}(\theta)| \quad \theta = \omega \cdot t = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t \quad (3.14)$$

Conseqüentemente, a expressão que descreve a corrente média equivalente durante um período de chaveamento pode ser representada por (3.15), e seu formato contemplando perturbações em pequenos sinais (3.16).

$$\langle i_{in} \rangle = \langle i_{in} \rangle(d, v_o, v_{in}(\theta)) \quad (3.15)$$

$$\langle I_{in} + \hat{i}_{in} \rangle = \langle i_{in} \rangle(D + \hat{d}, V_o + \hat{v}_o, v_{in}(\theta)) \quad (3.16)$$

Sendo:

D: Razão cíclica no ponto quiescente;

$\hat{d}$ : Oscilação de pequenos sinais da razão cíclica.

Onde os caracteres maiúsculos nas expressões denotam valores constantes relacionados com o regime permanente, e os caracteres com acento circunflexo expressam valores em pequenos sinais referentes a perturbação em baixa frequência.

Assim, o comportamento da corrente em regime permanente, pode ser determinado fazendo-se todos os termos da expressão relacionados com perturbação em pequenos sinais iguais a zero, resultando na equação em regime permanente (3.17).

$$\langle I_{in} \rangle = \langle i_{in} \rangle (D, V_o, v_{in}(\theta)) \quad (3.17)$$

Por fim, a equação dinâmica pode ser encontrada aplicando-se a propriedade diferencial em (3.15), e igualando-se no ponto de operação (Q), como mostra (3.18).

$$\langle \hat{i}_{in} \rangle = \left. \frac{\delta \langle i_{in} \rangle}{\delta d} \right|_Q \hat{d} + \left. \frac{\delta \langle i_{in} \rangle}{\delta v_o} \right|_Q \hat{v}_o \quad (3.18)$$

### 3.2 Lei de Controle Convencional – Razão Cíclica Constante

As formas de onda idealizadas para a operação do conversor “boost” operando no modo de condução descontínuo são apresentadas na Figura 3.2.

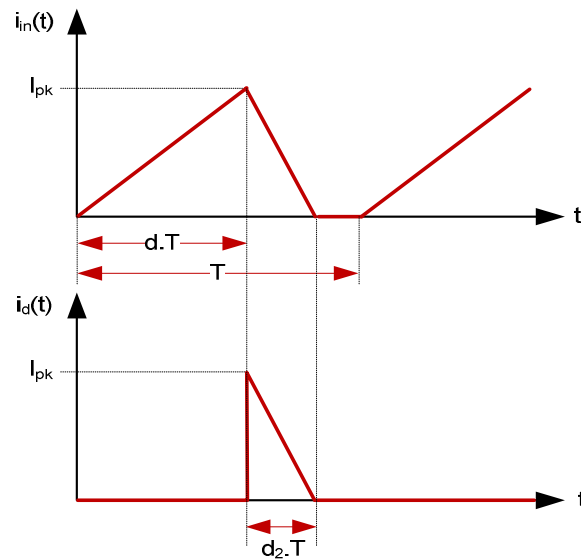


Figura 3.2: Formas de Onda Idealizadas para Operação do Conversor “boost” no Modo descontínuo.

A expressão que descreve o comportamento da corrente média de entrada relacionada na base de tempo do período de funcionamento, (3.19), pode ser determinada em função da razão cíclica, da tensão de entrada e da tensão de saída.

$$\langle i_{in} \rangle = \frac{d \cdot (d + d_2) \cdot T}{2 \cdot L} \cdot v_{in} \quad (3.19)$$

Aplicando a equação de equilíbrio de energia nos indutores (a tensão média deve ser nula), o tempo de descarga da corrente, etapa em que o diodo está conduzindo, pode ser expresso em termos da razão cíclica e das tensões de entrada e saída, de acordo com (3.20).

$$d_2 = \frac{v_{in}}{v_o - v_{in}} \quad (3.20)$$

Nos desenvolvimentos seguintes, assume-se que todas essas variáveis se modificam lentamente com relação ao período de chaveamento. Assim, substituindo (3.20) em (3.19), chega-se a (3.21).

$$\langle i_{in} \rangle = \frac{d^2 \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \frac{v_o}{v_o - v_{in}} \cdot v_{in} \quad (3.21)$$

Analisando (3.21) nota-se claramente que quando a razão cíclica é constante, o valor da fonte de corrente média não é proporcional apenas à tensão de entrada. Comprova-se também que para valores de tensão de saída muito superiores aos de tensões de entrada, a corrente torna-se aproximadamente proporcional, uma vez que a relação  $\left( \frac{V_{in}}{V_o} \right)$  aproxima-se de zero.

Desta maneira, este fator de distorção depende basicamente da relação entre as tensões de entrada e de saída da estrutura conversora. A distorção da corrente de entrada decresce à medida que a diferença entre a tensão de saída e o valor de pico da tensão de entrada aumenta, ou seja, à medida que a relação de conversão se eleva. Portanto, a condição máxima de distorção da corrente de entrada ocorre no valor máximo da forma de onda de tensão de entrada.

Caso os níveis de distorção de corrente se tornem inadequados para os valores de tensões de entrada e saída requeridos na operação, este fator pode ser corrigido adicionando um laço de realimentação de corrente, ou utilizando a metodologia de controle de correção de corrente em malha aberta que torne a fonte de corrente média de entrada proporcional somente à tensão de entrada.

Considerando o modelo para a corrente média de entrada em regime permanente, seu comportamento pode ser expresso por (3.22).

$$\langle I_{in} \rangle = \frac{D^2 \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \frac{V_o \cdot v_{in}(\theta)}{V_o - v_{in}(\theta)} \quad (3.22)$$

A expressão da potência ativa de entrada considerando operação em regime permanente para o conversor “boost” operando no modo MCD, e controle por razão cíclica é dada por (3.23).

$$\overline{\langle P_{in} \rangle} = \overline{v_{in}(t) \cdot \langle I_{in} \rangle} = \frac{D^2 \cdot T \cdot V_p^2}{2 \cdot L} \cdot \bar{f} = \frac{V_o^2}{R} + P_{NL} = \frac{V_o^2}{R_{eq}} \quad (3.23)$$

Sendo:

$$f(\alpha, \theta) = \frac{\text{sen}^2(\theta)}{1 - \frac{1}{\alpha} |\text{sen}(\theta)|}$$

A equação dinâmica pode ser expressa por (3.24).

$$\overline{\langle \hat{P}_{in} \rangle} = \overline{v_{in}(t) \cdot \langle \hat{i}_{in} \rangle} = \frac{D^2 \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \left[ \frac{2}{D} \cdot V_p^2 \cdot \bar{f} \cdot \hat{d} + \frac{V_p^3}{V_o^2} \cdot \bar{h} \cdot \hat{v}_o \right] = CV_o \frac{d\hat{v}_o}{dt} + \frac{2 \cdot V_o}{R} \cdot \hat{v}_o \quad (3.24)$$

Sendo:

$$h(\alpha, \theta) = \frac{|\text{sen}(\theta)|^3}{\left[ 1 - \frac{1}{\alpha} |\text{sen}(\theta)| \right]^2}$$

As grandezas médias durante o período da rede,  $\bar{f}$ ,  $\bar{g}$  e  $\bar{h}$  são determinadas considerando as médias das funções em metade do período, como mostra (3.25).

$$\bar{f}, \bar{g}, \bar{h}(\alpha) = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi f, g, h(\alpha, \theta) d\theta \quad (3.25)$$

$$\text{Sendo: } g(\alpha, \theta) = \frac{\text{sen}^2(\theta)}{\left[ 1 - \frac{1}{\alpha} |\text{sen}(\theta)| \right]^2}$$

As integrais descritas em (3.25) possuem soluções na forma fechada, sendo apresentadas em (3.26), (3.27) e (3.28).



$$\bar{f} = \frac{\alpha^3}{\sqrt{\alpha^2 - 1}} \cdot \left[ 1 + \frac{2}{\pi} \cdot \arcsen(\alpha^{-1}) \right] - \alpha^2 - \frac{2}{\pi} \alpha \quad (3.26)$$

$$\bar{g}(\alpha) = \alpha^2 + \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\alpha^3}{\alpha^2 - 1} - \frac{\alpha^5 - 2 \cdot \alpha^3}{(\alpha^2 - 1)^{3/2}} \left[ 1 + \frac{2}{\pi} \cdot \arcsen(\alpha^{-1}) \right] \quad (3.27)$$

$$\bar{h}(\alpha) = \frac{2}{\pi} \cdot \alpha^2 + 2 \cdot \alpha^3 + \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\alpha^4}{\alpha^2 - 1} - \frac{2 \cdot \alpha^6 - 3 \cdot \alpha^4}{(\alpha^2 - 1)^{3/2}} \left[ 1 + \frac{2}{\pi} \cdot \arcsen(\alpha^{-1}) \right] \quad (3.28)$$

O ponto de operação em regime permanente da razão cíclica pode ser encontrado através de (3.23) em função da relação de conversão pelo valor de pico, dado por (3.29).

$$D = \alpha \sqrt{\frac{K_{eq}}{f(\alpha)}}; \quad K_{eq} = \frac{2 \cdot L}{R_{eq} \cdot T_S}; \quad R_{eq} = R // R_P. \quad (3.29)$$

Definindo a resistência equivalente  $R_T$  como sendo (3.30).

$$R_T \equiv R \left\| \frac{2 \cdot \alpha \cdot \bar{f}}{\bar{h}} \cdot R_{eq} \right. \quad (3.30)$$

Efetuada-se a transformada de Laplace em (3.24), pode-se determinar a função de transferência para pequenos sinais da relação controle-saída, dada por (3.31) para o controle por razão cíclica.

$$\frac{\hat{v}_O}{\hat{d}}(s) = V_P \cdot \sqrt{\frac{\bar{f}}{K_{eq}}} \frac{R_T}{R_{eq}} \frac{1}{1 + s/\omega_T} \quad (3.31)$$

$$\text{Sendo:} \quad \omega_T = \frac{2}{R_T \cdot C}$$

A expressão genérica (3.31) pode ser simplificada considerando o caso específico da operação somente com carga do tipo puramente resistiva, como mostra (3.32).

$$\frac{\hat{v}_O}{\hat{d}}(s) \Big|_{R_P \rightarrow \infty} = V_P \cdot \sqrt{\frac{\bar{f}}{K_{eq}}} \cdot \frac{2 \cdot \alpha \cdot \bar{f}}{\bar{h} + 2 \cdot \alpha \cdot \bar{f}} \cdot \frac{1}{1 + s/\omega_R} \quad (3.32)$$

$$\text{Sendo:} \quad \omega_R = \left[ \frac{\bar{h} + 2 \cdot \alpha \cdot \bar{f}}{2 \cdot \alpha \cdot \bar{f}} \right] \frac{2}{R \cdot C}; \quad K_{eq} = \frac{2 \cdot L}{R \cdot T}$$

De maneira análoga, a expressão genérica pode ser simplificada para o caso considerando operação com carga possuindo característica de potência constante, como mostra (3.33).

$$\left. \frac{\hat{v}_O}{\hat{d}}(s) \right|_{R \rightarrow \infty} = V_P \cdot \sqrt{\frac{\bar{f}}{K_{eq}}} \cdot \frac{2 \cdot \alpha \cdot \bar{f}}{\bar{h}} \cdot \frac{1}{1 + s/\omega_p} \quad (3.33)$$

$$\text{Sendo:} \quad \omega_p = \left[ \frac{\bar{h}}{2 \cdot \alpha \cdot \bar{f}} \right] \frac{2}{R_p \cdot C}; \quad K_{eq} = \frac{2 \cdot L}{R_p \cdot T}.$$

### 3.3 Lei de Controle - Correção da Corrente de Entrada

Como analisado anteriormente o retificador pré-regulador “boost” operando no modo MCD, possuindo lógica de controle por razão cíclica constante apresenta fator de potência menor que o unitário em função da distorção na forma de onda da corrente de entrada para ganhos estáticos (considerando tensão de pico da entrada) próximos do unitário. Este fator negativo pode ser melhorado através da utilização de um laço de controle em malha aberta envolvendo a razão cíclica.

Basicamente este laço de controle em malha aberta modifica a função de transferência referente à relação controle tensão saída, tornando-a diferente do caso usual considerando apenas razão cíclica constante.

Considerando a expressão (3.21) deduzida para o modelo da corrente de entrada do conversor “boost”, em valores médios e durante o período de chaveamento, que a razão cíclica deve ser controlada de tal maneira que (3.34) seja satisfeita, considerando o parâmetro B constante.

$$B = d^2 \frac{v_{in}}{v_O - v_{in}} \quad (3.34)$$

Resolvendo (3.34) para a determinação da razão cíclica chegamos a (3.35).

$$d = \sqrt{B} \cdot \sqrt{1 - \frac{v_{in}}{v_O}} \quad (3.35)$$

Em função da característica do conversor retificador “boost”, o modelo da tensão de entrada na estrutura “boost” apresenta valores sempre positivos em função da retificação, e sempre menores que os da tensão de saída. Assim, tem-se

que o valor máximo que a razão cíclica pode assumir em (3.35) é dado pelo termo raiz quadrada de B, como mostra (3.36).

$$d_{\max} = \sqrt{B} \Rightarrow d = d_{\max} \cdot \sqrt{1 - \frac{v_{in}}{v_O}} \quad (3.36)$$

Substituindo (3.36) em (3.21) tem-se a expressão (3.37) da corrente de entrada média durante o período de chaveamento considerando a metodologia de controle analisada.

$$\langle i_{in} \rangle = \frac{d_{\max}^2 \cdot T}{2 \cdot L} \cdot v_{in} \quad (3.37)$$

Analisando (3.37), demonstra-se que através da inserção da lei de controle a corrente de entrada torna-se proporcional apenas à variável da tensão de entrada.

A implementação da lei de controle descrita em (3.36) requer apenas a utilização de uma operação de divisão, uma subtração, uma multiplicação e uma raiz quadrada. Considerando os custos de implementação digital, a subtração pode ser implementada de maneira fácil, entretanto as outras operações requerem custo adicional de processamento.

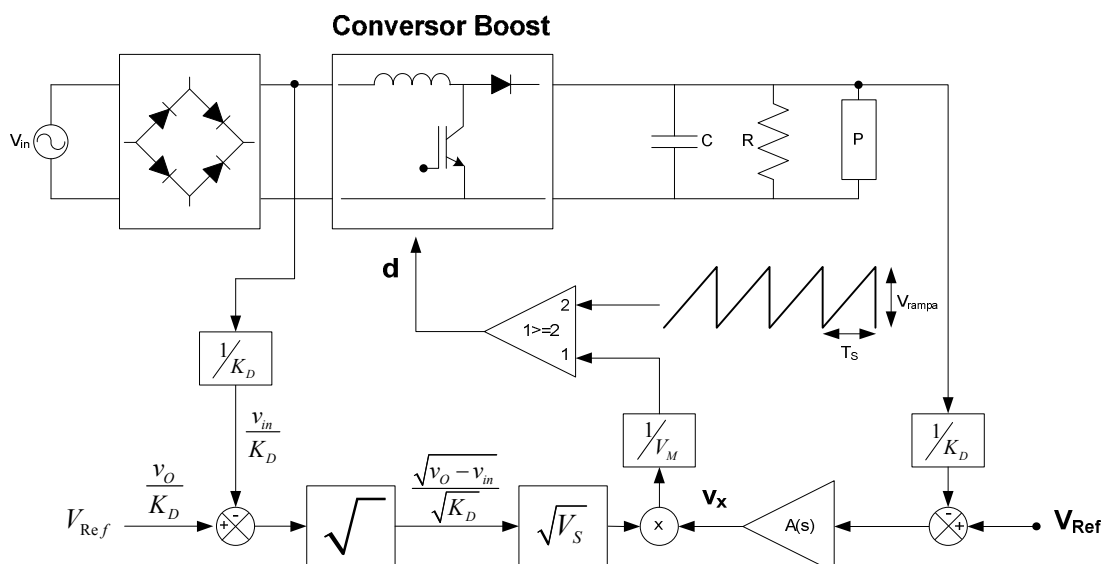


Figura 3.3: Lei de Controle (Regulação e Correção da Corrente de Entrada).

Considerando que a lei de controle da Figura 3.3, onde o valor da tensão de saída empregado nas leis de controle consiste de um valor proporcional ao valor

real, tem-se (3.38). Esta expressão requer apenas as operações de multiplicação e raiz quadrada, sem divisões para a determinação da razão cíclica.

$$d = \frac{v_+}{v_{rampa}} = \frac{\sqrt{V_S} \cdot v_x}{V_{rampa} \cdot V_M \cdot \sqrt{K_D}} \sqrt{v_O - v_{in}} \quad (3.38)$$

$$d = \frac{v_+}{v_{rampa}} = \frac{\sqrt{V_S}}{V_{rampa} \cdot V_M} \sqrt{\frac{v_O}{K_D}} \cdot v_x \cdot \sqrt{1 - \frac{v_{in}}{v_O}} \quad (3.39)$$

Sendo:  $V_M$ : Valor de pico de  $V_{rampa}$ ;

$V_S$ : Ganho de sinal “feed forward”;

$K_D$ : Ganho do sensor de tensão;

$V_{rampa}$ : Onda de tensão dente de serra utilizada no modulador PWM.

Uma vez que a tensão de saída é um valor CC muito elevado, (3.39) é uma aproximação válida para (3.36), e sua implementação utiliza menos uma operação de divisão.

Conforme Figura 3.3, outra alternativa utiliza o valor de referência da tensão de saída para representar o valor da tensão de saída no estágio de correção da corrente. A razão cíclica para este caso pode ser expressa por (3.40). Desta maneira (3.40) é também uma aproximação válida para (3.36).

$$d = \frac{v_+}{v_{rampa}} = \frac{\sqrt{V_S} \cdot V_{ref}}{V_{rampa} \cdot V_M} \cdot v_x \cdot \sqrt{1 - \frac{v_{in}}{v_O}} \quad (3.40)$$

As duas opções disponíveis para a lei de controle (3.39) e (3.40) são válidas, entretanto o modelo em pequenos sinais para cada caso é diferente. A análise e o processo de desenvolvimento devem ser efetuados da mesma maneira que a dedução das funções de transferência para o caso usual do controle através de razão cíclica constante, entretanto agora a variável de controle não é mais a razão cíclica e sim um valor  $v_x$  como mostra (3.41).

$$\langle \dot{i}_{in} \rangle = \langle \dot{i}_{in} \rangle (v_x, v_O, v_{in}(\theta)) \quad (3.41)$$

Assim, a perturbação em pequenos sinais é efetuada através das expressões (3.42) e (3.43).

$$v_x = V_x + \hat{v}_x \quad (3.42)$$

$$v_o = V_o + \hat{v}_o \quad (3.43)$$

O comportamento em regime permanente do modelo da corrente média pode ser expresso por (3.44), e o processo de análise em pequenos sinais para perturbação por (3.45).

$$\langle I_{in} \rangle = \langle i_{in} \rangle (V_x, V_o, v_{in}(\theta)) \quad (3.44)$$

$$\langle \hat{i}_{in} \rangle = \left. \frac{\delta \langle i_{in} \rangle}{\delta v_x} \right|_Q \hat{v}_x + \left. \frac{\delta \langle i_{in} \rangle}{\delta \hat{v}_o} \right|_Q \hat{v}_o \quad (3.45)$$

### 3.3.1 Lei de Controle – Tensão de Saída (Vo) no Laço de Correção

Considerando inicialmente a metodologia de utilização da tensão de saída amostrada na lei de controle de correção de corrente. Substituindo a lei de controle (3.39) no modelo da corrente média durante o período de funcionamento (3.21), chega-se a (3.46).

$$\langle i_{in} \rangle = \left( \frac{\sqrt{V_S}}{V_{rampa} \cdot V_M} \sqrt{\frac{v_o}{K_D}} \cdot v_x \right)^2 \frac{T}{2 \cdot L} \cdot v_{in} \quad (3.46)$$

Para o projeto do laço de realimentação de tensão a função de transferência em pequenos sinais da relação entre a tensão de saída e a variável de controle, (3.47), deve ser determinada.

$$H(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_x(s)} \quad (3.47)$$

A partir de (3.44), o comportamento da corrente média durante o período de chaveamento pode ser dado por .

$$\langle I_{in} \rangle = \left[ \frac{V_x}{V_{mod}} \right]^2 \frac{T}{2 \cdot L} \cdot v_{in}(\theta) \quad (3.48)$$

$$\text{Sendo: } \frac{1}{V_{\text{mod}}} = \frac{\sqrt{V_s \cdot V_{\text{ref}}}}{V_m \cdot V_{\text{rampa}}}$$

Analisando (3.48), temos que o valor entre colchetes está relacionado com o valor máximo em regime permanente da razão cíclica ( $D_{\text{máx}}$ ). Assim, a expressão referente ao equilíbrio em regime permanente, (3.12), pode ser solucionada conforme (3.49).

$$\overline{\langle P_{in}(t) \rangle} = \overline{v_{in}(t) \cdot \langle i_{in}(t) \rangle} = \frac{D_{\text{máx}}^2 \cdot T}{2 \cdot L} \overline{v_{in}^2(t)} = \frac{V_O^2}{R} + P_{NL} = \frac{V_O^2}{R_{eq}} \quad (3.49)$$

Desta maneira, a razão cíclica máxima em regime permanente pode ser expressa por (3.50).

$$D_{\text{máx}} = M_p \sqrt{2K_{eq}} = \frac{V_{in}}{V_{\text{mod}}} \quad (3.50)$$

$$\text{Sendo: } K_{eq} = \frac{2 \cdot L}{R_{eq} \cdot T}$$

Com o ponto de operação determinado, a equação dinâmica em pequenos sinais pode ser solucionada conforme (3.51).

$$\overline{\langle \hat{p}_{in} \rangle} = \overline{v_{in}(t) \cdot \langle \hat{i}_{in} \rangle} = \frac{V_O^2}{R_{eq}} \left[ 2 \frac{\hat{v}_x}{V_x} + \frac{\hat{v}_O}{V_O} \right] = CV_O \frac{d\hat{v}_O}{dt} + \frac{2 \cdot V_O}{R} \cdot \hat{v}_O \quad (3.51)$$

Através da utilização da transformada de Laplace, a função de transferência em pequenos sinais da relação variável de controle – tensão de saída pode ser expressa por (3.52).

$$\frac{\hat{v}_O}{\hat{v}_x}(s) = \frac{V_p}{V_{\text{mod}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2 \cdot K_{eq}}} \frac{R_T}{R_{eq}} \frac{1}{1 + s/\omega_T} \quad (3.52)$$

Sendo:

$$\begin{aligned} \omega_T &= \frac{2}{R_T \cdot C} \\ R_T &= R // -2 \cdot R_p \\ R_{eq} &= R // R_p \\ K_{eq} &= \frac{2 \cdot L}{R_{eq} \cdot T} \end{aligned}$$

Considerando a hipótese de carga puramente resistiva, (3.52) se reduz a (3.53).

$$\left. \frac{\hat{v}_O}{\hat{v}_x}(s) \right|_{R_p \rightarrow \infty} = \frac{V_p}{V_{\text{mod}}} \cdot \sqrt{\frac{2}{K}} \frac{1}{1 + s/\omega_R} \quad (3.53)$$

Sendo:

$$\omega_R = \frac{2}{R \cdot C}$$

$$K = \frac{2 \cdot L}{R \cdot T}$$

De maneira análoga, considerando apenas a hipótese de carga apresentando potência constante, tem-se (3.54).

$$\left. \frac{\hat{v}_O}{\hat{v}_x}(s) \right|_{R \rightarrow \infty} = (-1) \cdot \frac{V_p}{V_{\text{mod}}} \cdot \sqrt{\frac{2}{K_p}} \frac{1}{1 + s/\omega_p} \quad (3.54)$$

Sendo:

$$\omega_p = \frac{2}{R_p \cdot C}$$

$$K_p = \frac{2 \cdot L}{R_p \cdot T}$$

A função de transferência em malha aberta da relação variável de controle e tensão de saída possui o sinal invertido (passa a ser negativo) e também um pólo localizado no semi-plano direito (PSMD) para o caso considerando apenas carga com potência constante. Este pólo localizado no semi-plano direito torna a planta instável em malha aberta, entretanto este laço pode se tornar estável através da utilização de uma realimentação adequada.

### 3.3.2 Lei de Controle – Valor da Tensão de Referência no Laço de Correção

Considera-se a utilização da tensão de referência no laço de correção de corrente, ao invés do valor de tensão amostrado da tensão de saída como no caso anterior.

Em regime permanente, o valor proporcional da tensão de saída amostrada e o valor adotado como referência se tornam iguais. Entretanto, o ponto de operação é o mesmo definido para o caso anterior, dado por (3.49) e (3.50).

Através da substituição da lei de controle na expressão deduzida para modelar a corrente média, obtém-se a equação dinâmica relacionada a lei de controle imposta, dada por (3.55).

$$\langle I_{in} \rangle = \left[ \frac{V_x}{V_{mod}} \right]^2 \frac{T}{2 \cdot L} \cdot \left[ 1 - \frac{v_{in}(\theta)}{V_o} \right] \cdot \left[ \frac{v_o \cdot v_{in}(\theta)}{v_o - v_{in}(\theta)} \right] \quad (3.55)$$

Efetuada a operação de derivação parcial, obtém-se a expressão referente à perturbação em pequenos sinais, dada por (3.56), e conseqüentemente a equação dinâmica (3.57).

$$\langle \hat{i}_{in} \rangle = 2 \frac{\langle I_{in} \rangle}{V_x} \cdot \hat{v}_x + \left[ \frac{V_x}{V_{mod}} \right]^2 \cdot \frac{T}{2 \cdot L} \cdot \frac{-v_{in}^2(\theta)}{V_o^2 \cdot \left( 1 - \frac{v_{in}(\theta)}{V_o} \right)} \cdot \hat{v}_o \quad (3.56)$$

$$\overline{\langle \hat{p}_{in} \rangle} = \overline{v_{in}(t) \cdot \langle \hat{i}_{in} \rangle} = \frac{V_o^2}{R_{eq}} \left[ 2 \frac{\hat{v}_x}{V_x} + (1 - 2\bar{f}) \frac{\hat{v}_o}{V_o} \right] = C \cdot V_o \frac{d\hat{v}_o}{dt} + \frac{2 \cdot V_o}{R} \cdot \hat{v}_o \quad (3.57)$$

De maneira análoga, através da transformada de Laplace a função de transferência para pequenos sinais da relação variável de controle – tensão de saída pode ser expressa por (3.58).

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_x}(s) = \frac{V_p}{V_{mod}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2 \cdot K_{eq}}} \frac{R_T}{R_{eq}} \frac{1}{1 + s/\omega_T} \quad (3.58)$$

Sendo:

$$\begin{aligned} \omega_T &= \frac{2}{R_T \cdot C} \\ R_T &= R // \frac{2}{2 \cdot f - 1} \cdot R_{eq} \\ R_{eq} &= R // R_p \\ K_{eq} &= \frac{2 \cdot L}{R_{eq} \cdot T} \end{aligned}$$



Considerando a hipótese de carga puramente resistiva, (3.58) se reduz a (3.59).

$$\left. \frac{\hat{v}_O}{\hat{v}_x}(s) \right|_{R_p \rightarrow \infty} = \frac{V_p}{V_{\text{mod}}} \cdot \sqrt{\frac{2}{K}} \left[ \frac{1}{2\bar{f}+1} \right] \frac{1}{1+s/\omega_R} \quad (3.59)$$

Onde:

$$\omega_R = \frac{2\bar{f}+1}{R \cdot C}$$

$$K = \frac{2 \cdot L}{R \cdot T}$$

Considerando apenas a hipótese de carga apresentando potência constante, temos (3.60).

$$\left. \frac{\hat{v}_O}{\hat{v}_x}(s) \right|_{R \rightarrow \infty} = \frac{V_p}{V_{\text{mod}}} \cdot \sqrt{\frac{2}{K_p}} \left[ \frac{1}{2\bar{f}-1} \right] \frac{1}{1+s/\omega_p} \quad (3.60)$$

Sendo:

$$\omega_p = \frac{2\bar{f}-1}{R_p \cdot C}$$

$$K_p = \frac{2 \cdot L}{R_p \cdot T}$$

Analisando (3.60), tem-se que o termo  $(2\bar{f}-1)$  apresenta sempre valores positivos, e, portanto, o ganho de pequenos sinais é sempre positivo, fazendo com que o pólo esteja sempre localizado no semi-plano esquerdo para qualquer tipo de combinação de carga (resistiva pura e carga com potência constante).

Neste sentido, para o desenvolvimento do projeto do compensador para a regulação de tensão, a função de transferência desenvolvida neste caso foi eleita.

### 3.4 Projeto do Laço de Realimentação

Especificando a lei de controle, considerando a tensão de referência no laço de correção da corrente de entrada, a função de transferência controle-saída (3.60) pode ser expressa em notação no domínio da frequência por  $H(s)$  em (3.61).

$$H(s) = \frac{\hat{v}_O(s)}{\hat{v}_x(s)} = \frac{\omega_x}{s} \frac{1}{1 + s/\omega_p} \frac{V_p}{V_{\text{mod}}} \cdot \sqrt{\frac{2}{K_p}} \left[ \frac{1}{2\bar{f}-1} \right] \quad (3.61)$$

$$\text{Sendo: } \omega_x = \frac{V_p}{V_{\text{mod}}} \cdot \sqrt{\frac{T}{L}} \cdot \frac{1}{\sqrt{R_p C}}; \quad \omega_p = \frac{2\bar{f}-1}{R_p \cdot C}$$

Claramente, a variação da carga afeta  $H(s)$  de maneira considerável. Usualmente, a estratégia de controle consiste em projetar o controlador  $A(s)$  considerando o valor máximo da tensão de entrada e toda a variação de carga, e depois avaliar o comportamento considerando o valor mínimo da tensão de entrada.

O ganho de laço  $Tv(s)$  pode ser expresso por (3.62).

$$Tv(s) = \frac{1}{K_D} A(s)H(s) \quad (3.62)$$

Nos projetos do laço de realimentação para fontes de alimentação chaveadas é desejada a obtenção de uma largura de banda de  $Tv(s)$  o maior possível mantendo-se uma margem de fase adequada sobre os valores de entrada e de carga.

Entretanto, para o caso da lei de controle de correção da corrente existe uma restrição adicional. Para manter a qualidade da forma de onda de corrente, o laço de realimentação não deve responder à componente de tensão alternada presente na tensão de saída (120Hz – duas vezes a frequência da tensão de alimentação), uma vez que a técnica de imposição automática da forma de onda de corrente requer que o sinal de controle seja mantido constante durante todo o período da rede.

Desta maneira é importante que o cruzamento por zero do ganho de laço ocorra em frequências bem abaixo da frequência da rede de alimentação, em 6 Hz por exemplo, de acordo com (3.63).

$$\omega_\infty \leq 2\pi \cdot 6 [Hz] \quad (3.63)$$

### 3.4.1 Implementação do Controle Digital

A Figura 3.4 ilustra o diagrama simplificado da metodologia de controle digital para o pré-regulador retificador “boost” operando no modo de condução

descontínuo, considerando regulação de tensão e laço da correção de corrente de entrada.

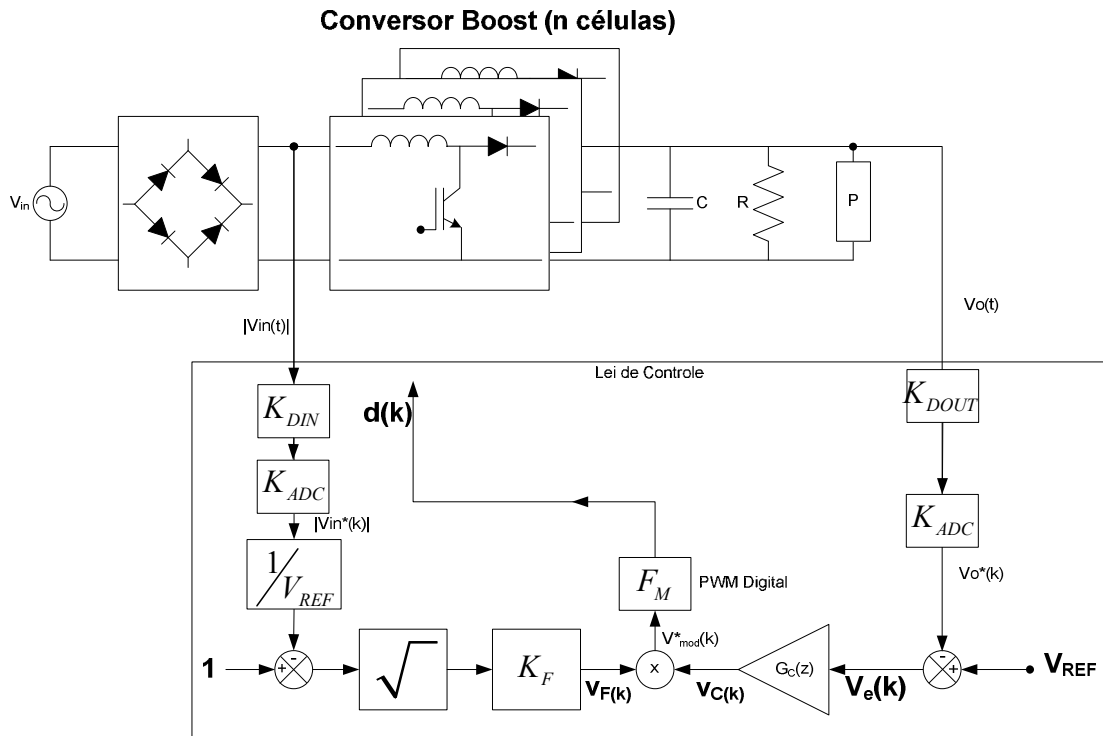


Figura 3.4: Diagrama simplificado da implementação digital da lei de controle proposta.

Como pode ser constatado através da Figura 3.4, para a implementação da lei de controle com razão cíclica variável são necessárias as informações relacionadas com as formas de onda de tensão de entrada e saída. As tensões são monitoradas através de sinais proporcionais de menores amplitudes, amostradas e quantizadas através de conversores analógico-digital (ADCs)

A tensão de entrada proporcional quantizada é processada para a obtenção do sinal “feed-forward”  $v_F(k)$ , conforme (3.64). Da mesma maneira, o valor proporcional quantizado da tensão de saída é processado através de um amplificador de erro no laço de controle para gerar o sinal de controle de tensão  $v_C(k)$ . Finalmente, o sinal “feed-forward”  $v_F(k)$  e o sinal de controle de tensão  $v_C(k)$  são multiplicados e o sinal resultante  $v_{MOD}^*(k)$  é utilizado como informação de entrada para o modulador PWM digital com um ganho ( $F_M$ ) para obter-se o valor desejado de razão cíclica.

$$v_F = K_F \sqrt{1 - \frac{v_{in-adc}[k]}{V_{REF}}} = K_F \sqrt{1 - \frac{K_{DIN} \cdot K_{ADC} \cdot v_{in}[k]}{V_{REF}}} \quad (3.64)$$

Sendo:  $K_F$  é o ganho do sinal “feed-forward”;  
 $V_{REF}$  é o valor de referência de tensão;  
 $K_{DIN}$  é o ganho aplicado pelo sensor de tensão à tensão retificada da rede (ganho do divisor resistivo, ou do sensor Hall de tensão);  
 $K_{ADC}$  é o ganho propiciado pelo conversor A/D.

Considerando que para um sistema de controle projetado de maneira adequada, o valor de referência de tensão se torna equivalente ao valor da tensão de saída em regime permanente, tem-se (3.65).

$$V_{REF} \approx v_O^*(k) = (K_{DOUT} \cdot K_{ADC} \cdot v_O(t)) \quad (3.65)$$

Sendo:  $K_{DOUT}$  é o ganho do sensor de tensão de saída;

$$v_F = K_F \sqrt{1 - \frac{v_{in}(t)}{v_O(t)}};$$

$$v_F = K_F \sqrt{1 - \frac{(K_{DIN} \cdot K_{ADC} \cdot v_{in}(t))}{(K_{DOUT} \cdot K_{ADC} \cdot v_O(t))}}.$$

Considerando os ganhos  $K_{DIN}$  e  $K_{DOUT}$  iguais, pode-se simplificar a expressão e chegar a (3.66).

$$v_F = K_F \sqrt{1 - \frac{v_{in}^*(k)}{v_O^*(k)}} \quad (3.66)$$

Assim, a razão cíclica pode ser obtida através de implementação digital da lei de controle dada por (3.67).

$$d(k) = v_F \cdot v_C(k) \cdot F_M = K_F \cdot \sqrt{1 - \frac{v_{in}^*(k)}{v_O^*(k)}} \cdot v_C(k) \cdot F_M \quad (3.67)$$

Assim:

$$d(k) = K_F \cdot v_C(k) \cdot F_M \cdot \sqrt{1 - \frac{v_{in}^*(k)}{v_O^*(k)}} \quad (3.68)$$

Analisando (3.68), e fazendo analogia com a (3.35) tem-se a representação da mesma lei de controle para quando  $K_F \cdot v_C \cdot F_M$  é mantido constante durante metade do semiciclo da rede, de acordo com (3.69).

$$\sqrt{B} = K_F \cdot v_C(k) \cdot F_M = \text{constante} \quad (3.69)$$

Para manter o produto de (3.69) constante, o sinal de controle de tensão  $v_C(k)$  deve ser mantido constante. Este sinal de controle de tensão pode ser mantido aproximadamente constante se a largura de banda do laço de controle for mantida bem abaixo da frequência fundamental da forma de onda retificada da rede (120 Hz).

Adicionalmente, um fator a ser ressaltado é a existência de uma componente alternada na tensão de saída possuindo a frequência da onda retificada, este fator torna menos precisa a aproximação adotada relacionando o valor da tensão de saída digitalizada com o valor da tensão de referência, à medida que a amplitude desta componente se eleva.

Se a frequência de amostragem do controlador digital é selecionada para ser muito mais elevada que a largura de banda do laço de controle, o projeto do controlador digital pode ser efetuado no domínio analógico (plano  $s$ ) e convertido para o plano digital (plano  $z$ ).

Esta metodologia, conhecida como emulação digital foi adotada no desenvolvimento do projeto do controlador digital, pois a frequência de amostragem escolhida (20 kHz) é muito superior à largura de banda do laço de controle da tensão de saída, que deve estar localizado em frequências bem inferiores a 120Hz.

Com a frequência de amostragem possuindo um valor superior correspondente a décadas do valor da largura de banda do laço de controle, a metodologia de emulação digital pode ser aplicada com boa precisão.

O diagrama de blocos no domínio da frequência (plano  $s$ ) do pré-regulador retificador “boost” operando no modo MCD é apresentado na Figura 3.5. Nesta figura, o bloco  $G_{VC}(s)$  representa a função de transferência controle-saída em pequenos sinais do pré-regulador retificador “boost” operando com frequência constante com laço “feed-forward” fechado para correção da corrente.

Adicionalmente, os efeitos do tempo demandado para conversão analógico-digital e do tempo demandado para a computação dos cálculos são desprezados na margem de fase do laço de controle, pois representam tempos de atraso muito inferiores ao período de amostragem, não contribuindo com atraso de fase no cruzamento por zero para frequências abaixo de 120 Hz.

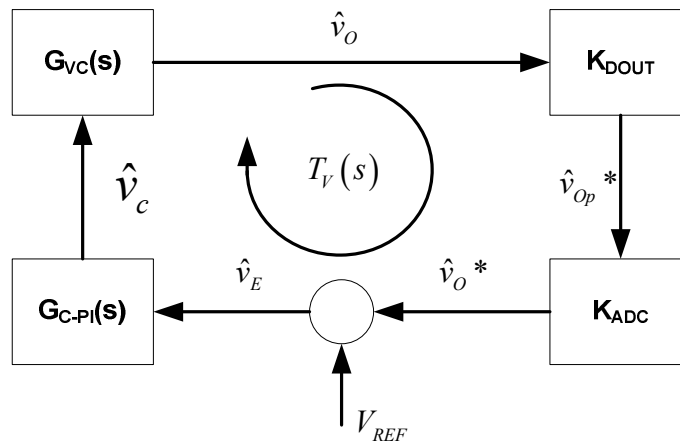


Figura 3.5: Diagrama de Blocos Simplificado da Lei de Controle Considerando Correção da Corrente de Entrada.

Da Figura 3.5 o ganho de laço  $T_V(s)$  pode ser expresso por (3.70).

$$T_V(s) = K_{DOUT} \cdot K_{ADC} \cdot G_C(s) \cdot G_{VC}(s) \quad (3.70)$$

Para o projeto do compensador  $G_C(S)$ , a utilização da função de transferência em pequenos sinais da relação controle-saída e dos valores dos ganhos  $K_{DOUT}$  e  $K_{ADC}$  tornam-se necessárias.

### 3.4.2 Função de Transferência em Pequenos Sinais $G_{VC}(s)$

A função de transferência em pequenos sinais para o controle-saída  $G_{VC}(s)$ , considerando controle por razão cíclica variável e frequência constante para o Pré-regulador retificador “boost” operando no modo MCD, para carga puramente resistiva e com potência constante, são dadas por (3.59) e (3.60). Reescrevendo a função para o caso de potência constante, tem-se (3.71).

$$G_{VC}(s) = K_{VC} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_R}} \quad (3.71)$$

$$\text{Sendo: } K_{VC} = \frac{V_p \cdot K_F \cdot F_M}{2 \cdot \bar{f} + 1} \cdot \sqrt{\frac{R}{L \cdot f_S}}$$

$$\omega_R = 2\pi \cdot f_R = \frac{2 \cdot \bar{f} + 1}{C \cdot R}$$

O parâmetro  $V_p$  é o valor de pico da forma de onda de tensão de entrada,  $f_S$  é a frequência de chaveamento,  $L$  é o valor da indutância do indutor “boost”, e  $R$  é a

resistência de carga equivalente. Desta maneira, o ganho CC  $K_{VC}$  e a localização do pólo na frequência  $\omega_R$  da função de transferência  $G_{VC}(s)$  são dependentes da tensão de alimentação alternada e da corrente de carga.

Para a determinação do ganho  $K_{VC}$ , o ganho  $F_M$  do modulador PWM digital deve ser solucionado.

### 3.4.3 Ganho do Modulador Digital ( $F_M$ )

Neste desenvolvimento, a metodologia empregada utiliza um contador e um comparador digital para programar o modulador PWM digital. O modulador PWM digital fornece a razão cíclica  $D$  através da contagem de períodos de relógio  $T_{CLK}$  do hardware digital, e da comparação desta quantidade registrada com a representação binária do sinal de controle  $V^*_{MOD}(k)$ .

No início de cada período de funcionamento ( $T_S$ ) o contador é inicializado com valor nulo, e o sinal de saída do comparador é mantido com nível lógico alto enquanto o sinal de controle  $V^*_{MOD}(k)$  se mantiver maior que o valor registrado pelo contador. Quando o contador alcançar o número binário que representa o sinal de controle  $V^*_{MOD}(k)$ , a saída do comparador digital modifica seu estado lógico para nível baixo.

Assim, o ganho do modulador PWM digital  $F_M$  pode ser dado por (3.72).

$$F_M = \frac{\hat{d}}{\hat{v}_{MOD}} = \frac{1}{N_{PER}} \quad (3.72)$$

Sendo:  $N_{PER}$  é o valor máximo permitido pelo contador.

Considerando que o valor de  $N_{PER}$  é determinado pelo período de chaveamento ( $T_S$ ) e pelo período de relógio utilizado como base de tempo ( $T_{CLK}$ ), de acordo com (3.73), o ganho do modulador pode ser determinado por (3.74).

$$T_S = N_{PER} \cdot T_{CLK} \quad (3.73)$$

$$F_M = \frac{1}{N_{PER}} = \frac{f_S}{f_{CLK}} \quad (3.74)$$

Sendo:  $f_{CLK}$ : Frequência de operação do dispositivo digital aplicado para o controle.

### 3.4.4 Ganho do sensor de tensão de saída ( $K_{DOUT}$ )

Para garantir que a magnitude adequada seja aplicada ao conversor analógico-digital, a tensão de saída deve ser monitorada através de valores proporcionais. O ganho do sensor de tensão de saída  $K_{DOUT}$  pode ser dado por (3.75).

$$K_{DOUT} = \frac{v_{Op}^*}{v_O} \quad (3.75)$$

Para maximizar a precisão da conversão analógica-digital deve-se utilizar toda a escala disponível pelo conversor A/D. Geralmente, o aproveitamento total do canal de saída do A/D é obtido quando o sinal de entrada do A/D é igual à tensão de referência ( $V_R$ ) do A/D. Desta maneira, o ganho do sensor de tensão de saída  $K_{DOUT}$  deve ser determinado tal que a forma de onda de tensão analógica proporcional à tensão de saída ( $V_{Op}^*$ ) alcance o valor máximo de fundo de escala  $V_R$  quando a tensão de saída  $V_O$  apresentar seu valor máximo.

Assumindo uma proteção para contemplar possíveis níveis de sobre-tensão de 25% acima do valor nominal  $V_O$ , o ganho do sensor pode ser calculado por (3.76).

$$V_{Op}^* = V_R = K_{DOUT} (1,25 \cdot v_O) \quad (3.76)$$

Solucionando (3.76) para a determinação do ganho do sensor de tensão, chega-se a (3.77).

$$K_{DOUT} = \frac{V_R}{1,25 \cdot v_O} = \frac{0,8 \cdot V_R}{v_O} \quad (3.77)$$

Sendo  $V_R$  o valor de referência do conversor A/D. Para o conversor A/D ADS7810 do tipo SAR de 10 bits, o sinal de referência possui amplitude de 5 V.

### 3.4.5 Ganho do conversor A/D ( $K_{ADC}$ )

O conversor A/D possui a tarefa de converter o sinal analógico proporcional da tensão de saída  $V_{op}^*$  em um número binário  $V_o^*$ , que será utilizado pelo processador nos cálculos da lei de controle.



Considerando que a palavra binária que representa o fundo de escala na saída do conversor A/D possui representação máxima unitária, ou seja, quando a tensão nos terminais de entrada do conversor A/D se iguala a tensão de referência do A/D, a palavra binária de saída representa o número 1. O ganho do A/D pode ser expresso por (3.78).

$$K_{ADC} = \frac{v_O^*}{v_{Op}^*} = \frac{1}{V_R} \quad (3.78)$$

Adicionalmente, o ganho  $K_{DOUT}$  não é determinado a partir da restrição de ter-se uma tensão de saída em conformidade com a tensão de referência  $V_{REF}$  como no caso usual dos projetos de controladores digitais, este ganho é determinado à partir da condição imposta de utilização de toda a escala disponível pelo conversor A/D. Portanto, o valor de referência que deve ser utilizado nas lógicas aritméticas das leis de controle não é um valor arbitrário.

De acordo com a Figura 3.5, uma vez que os ganhos  $K_{ADC}$  e  $K_{DOUT}$  estão definidos, o valor da referência digital  $V_{REF}$  requerido para regular a tensão de saída  $V_O$  deve ser igual ao sinal de saída do conversor A/D considerando condição nominal de tensão de saída  $V_O$ .

$$V_{REF} = K_{ADC} \cdot K_{DOUT} \cdot v_O = \frac{1}{V_R} \frac{0,8 \cdot V_R}{v_O} \cdot v_O \quad (3.79)$$

### 3.4.6 Projeto do Compensador no Plano S (frequência)

Geralmente, a seleção do tipo de controlador e da compensação necessária está baseada na necessidade do ganho de laço  $T_V(s)$  dado por (3.70) ser estável e apresentar uma margem de fase adequada, tipicamente superior a 45 graus durante toda a excursão da tensão de entrada e de carga.

Além disso, deve apresentar elevado ganho para baixas-frequências de maneira a alcançar as especificações de precisão na regulação, e possuir uma largura de banda especificada.

Considerando que a função de transferência controle saída  $G_{VC}(s)$  possui um único pólo, como ilustrado na Figura 3.6, para a obtenção de um elevado ganho em baixas frequências e alcançar a precisão de regulação desejada, é necessária a utilização de um controlador do tipo proporcional e integral (PI), de acordo com (3.80).

$$G_C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} = K_P \cdot \frac{s + \omega_{ZV}}{s} \quad (3.80)$$

Onde o zero do compensador é dado por (3.81).

$$\omega_{ZV} = 2\pi \cdot f_{ZV} \quad \omega_{ZV} = \frac{K_I}{K_P} \quad (3.81)$$

O ganho  $K_{VC}$  e o pólo na frequência  $\omega_P$  da função de transferência  $G_{VC}(s)$  são dependentes da tensão de alimentação da rede e da corrente na carga, ou seja, da potência. Assim, o laço de compensação deve ser analisado considerando o caso mais crítico para que a estabilidade do laço e a largura de banda requerida sejam garantidas durante toda a operação do conversor, contemplando a tensão de entrada e a variação de carga.

Desta maneira, o pior caso de projeto está relacionado com a malha de compensação determinada para o valor máximo de tensão de entrada ( $V_{in(max)}$ ) e valor mínimo de corrente de carga ( $I_{O(min)}$ ). Entretanto, para tal laço de compensação, a largura de banda do laço para o valor mínimo de tensão de entrada ( $V_{in(min)}$ ) deve ser muito reduzida desde que  $K_{VC}$  neste ponto é muito menor que o valor quando os valores de tensão são máximos. Este fator pode deteriorar de maneira significativa a resposta transiente do conversor quando operar com os níveis baixos de tensão de alimentação.

Para manter um valor adequado de margem de fase durante toda a excursão de carga, o zero do controlador PI ( $\omega_{ZV}$ ) deve ser alocado aproximadamente em uma ou duas oitavas acima da frequência do pólo ( $\omega_{p_{min}}$ ) dado quando a carga é mínima, isto é, especificado em uma frequência que é de duas a quatro vezes maior que  $\omega_{p_{min}}$ .

Neste projeto, o zero do controlador PI ( $\omega_{ZV}$ ) foi alocado na posição referente a três vezes a frequência de  $\omega_{p_{min}}$ , como ilustrado no diagrama de bode das amplitudes na Figura 3.6, conforme (3.82).

$$\omega_{ZV} = 3 \cdot \omega_{P(Min)} \quad (3.82)$$

A função de transferência  $K_{DOUT} \cdot K_{ADC} \cdot G_{VC}(s)$ , possui a mesma frequência de corte de  $G_{VC}(s)$  uma vez que os ganhos  $K_{DOUT}$  e  $K_{ADC}$  não são dependentes da frequência.

O ganho proporcional do controlador  $K_P$  é determinado a partir da condição que o ganho de laço  $T_V$  considerando carga nominal ( $I_{O(max)}$ ) é unitário no cruzamento pela frequência  $\omega_{CV}$ , como mostra (3.83).

$$|T_V^{MAX}(j\omega_{CV})| = \left| K_{VC} \frac{1}{1 + j\omega_{CV}/\omega_{P(max)}} K_{DOUT} \cdot K_{ADC} \cdot K_P \cdot \frac{j\omega_{CV} + \omega_{ZV}}{j\omega_{CV}} \right| = 1 \quad (3.83)$$

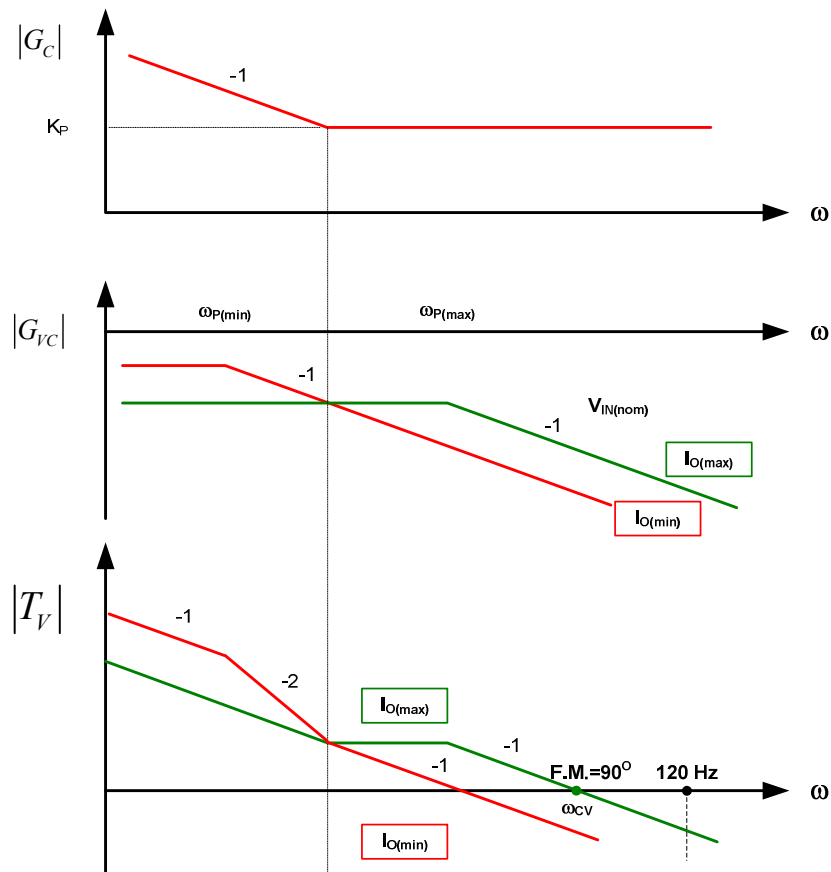


Figura 3.6: Diagrama das Magnitudes das FTs relacionadas com o compensador, o controle-saída e ganho de laço.

Onde  $K_{Vmax}$  e  $\omega_{Pmax}$  são o ganho CC e o pólo da função de transferência  $G_{CV}$  considerando carga nominal, ou seja,  $I_{O(max)}$ .

O ganho proporcional pode ser determinado através da solução de (3.83) para  $K_P$ , como mostra (3.84).

$$K_P = \frac{\sqrt{1 + \omega_{CV}^2/\omega_{P(max)}^2}}{K_{VC(max)} \cdot K_{DOUT} \cdot K_{ADC} \cdot \sqrt{1 + \omega_{ZV}^2/\omega_{CV}^2}} \quad (3.84)$$

Considerando que a localização do zero do compensador e seu ganho proporcional estão projetados, o ganho integral do compensador pode ser determinado através de (3.85).

$$K_I = \omega_{ZV} \cdot K_P \quad (3.85)$$

### 3.4.7 Emulação do Projeto Digital

O mapeamento do controlador analógico  $G_C(s)$  no domínio da frequência (plano  $s$ ) para o domínio discreto (plano  $z$ ,  $z=e^{sT_S}$ ) do controlador digital  $G_C(z)$  pode ser efetuado através de várias funções de transformação. O método da transformação de Tustin foi adotado para efetuar tal tarefa neste trabalho. Desta maneira, através da transformação de Tustin, a função de transferência do controlador  $G_C(z)$  pode ser obtida através de (3.86).

$$G_C(z) = K_P \frac{s + \omega_{ZV}}{s} \Bigg|_{s=\frac{2}{T_S} \frac{z-1}{z+1}} = \frac{a_0 + a_1 \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (3.86)$$

$$\text{Sendo: } a_0 = K_P + \frac{K_I \cdot T_S}{2} \text{ e } a_1 = -K_P + \frac{K_I \cdot T_S}{2}$$

Através de (3.86), a relação recursiva entre a saída do controlador, ou seja, a variável de controle  $v_C(t_n)$ , e a entrada do controlador, o sinal de erro  $v_E^*(t_n)$  que é implementado no controlador digital podem ser expressas por (3.87).

$$v_C^*(t_n) = v_C^*(t_n - 1) + a_0 \cdot v_E^*(t_n) + a_1 \cdot v_E^*(t_n - 1) \quad (3.87)$$

Sendo:  $t_n$  e  $t_{n-1}$  representam os instantes de amostragem atual e imediatamente anterior.

Desde que a razão cíclica do conversor “boost” é limitada entre zero e o valor unitário, esta metodologia de execução do controlador PI descrito em (3.87) pode não ser capaz de proporcionar a resposta transiente para variações de grandes sinais da carga e tensões de entrada alternada.

Assim, se o sinal de erro  $v_E^*$  não é zero enquanto a razão cíclica está saturada, a parte integral do controlador continua modificando o sinal de saída do controlador  $v_C^*$  para níveis muito além dos reais requeridos para o regime permanente. Conseqüentemente, uma vez que a razão cíclica saiu da região de

saturação, o sinal de saída do controlador demandará um longo tempo para alcançar o seu valor de regime permanente, piorando a resposta transiente do laço de controle.

Para evitar a saturação do controlador PI durante os transientes, a saída correspondente à parte integral do controlador deve ser limitada, ou seja, um controlador PI com mecanismo de “*antiwindup*” deve ser aplicado.

Para a implementação de um controlador PI com mecanismo de “*antiwindup*”, deve-se expressar o controlador descrito no formato de soma das partes integrais e proporcionais, como mostra (3.88) e (3.89).

$$v_C^*(t_n) = v_{INT}^*(t_n - 1) + c_1 \cdot v_E^*(t_n) \quad (3.88)$$

$$v_{INT}^*(t_n) = v_{INT}^*(t_n - 1) + c_0 \cdot v_E^*(t_n) + c_0 \cdot v_E^*(t_n - 1) \quad (3.89)$$

$$\text{Sendo: } c_0 = \frac{K_I T_S}{2}$$

$$c_1 = K_P$$

No algoritmo de “*antiwindup*” utilizado, a parte integral do controlador é limitada através da saturação do sinal de controle  $v_C^*$  dentro dos limites  $v_{C^*}(\min)$  e  $v_{C^*}(\max)$ .

$$v_{MOD}^* = K_F \cdot \sqrt{1 - \frac{v_{IN(SCL)}^*}{V_{REF}^*}} \cdot v_C^* = d \cdot N_{PER} \quad (3.90)$$

Considerando que a razão cíclica máxima  $D_{MAX}$  ocorre na região ao redor do cruzamento por zero da tensão de entrada alternada, ou seja, quando a tensão de entrada é aproximadamente zero. Pode-se determinar  $v_{C^*}(\min)$  através de (3.91).

$$v_{C^*}(\min) = \frac{D_{MAX} \cdot N_{PER}}{K_F} \quad (3.91)$$

De maneira análoga, o valor mínimo da razão cíclica é zero, pois ocorre quando a amplitude da tensão de entrada é máxima.

### 3.4.8 Implementação do Controle Digital usando dispositivo FPGA

O diagrama de blocos simplificado do sistema de controle é apresentado na Figura 3.7. O sistema de controle consiste basicamente de dois estágios que operam simultaneamente de maneira síncrona.

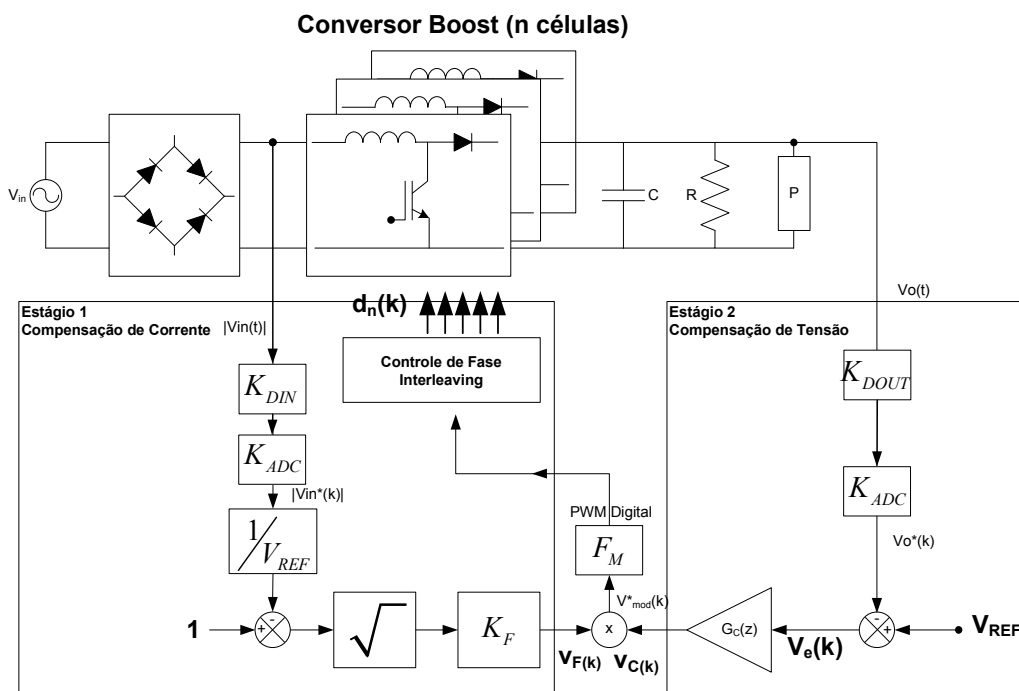


Figura 3.7: Diagrama simplificado da implementação digital da lei de controle proposta.

O primeiro estágio está relacionado diretamente com o controle da excursão das correntes em cada célula de potência, efetuando a imposição do modo de condução descontínua e da fase de operação ideal requerida em cada célula de potência, para a implementação da técnica de entrelaçamento. Este estágio modifica a largura de pulso em função da tensão de entrada e da carga a cada período de funcionamento.

O segundo estágio está relacionado com a regulação da tensão de saída, ou seja, é o estágio responsável pela modificação das larguras de pulso a serem empregadas nos interruptores das células de potência para manter o valor da tensão de saída regulada dentro dos padrões previamente especificados para a operação como estrutura pré-reguladora. As modificações na largura de pulso acontecem em frequências inferiores ao dobro da frequência da forma de onda da tensão da rede CA, ou seja, abaixo de 120 Hz. Este estágio consiste de um amplificador do erro da tensão de saída composto por um filtro digital do tipo IIR (*Infinite Impulse Response*), representando a ação de um compensador do tipo proporcional-integral (PI).

Adicionalmente, uma ação de controle adicional é imposta na operação das equações diferenças do compensador, fazendo com que o compensador não sature devido a um mecanismo de anti-windup melhorando a resposta transitória.

O desenvolvimento do projeto do sistema de controle digital emprega metodologias atuais, consistindo do uso de linguagem de descrição de hardware VHDL em conjunto com as ferramentas EDA do fabricante do dispositivo lógico programável especificado para a implementação. O dispositivo especificado para o desenvolvimento dos sinais de controle é o FPGA XC3S200-vq100-4C da família Spartan-III, fabricado pela Xilinx. A ferramenta EDA utilizada é a ISE Foundation 8.1i-Sp3. A ferramenta de síntese utilizada é a XST - Xilinx Synthesis Technology, presente no pacote ISE.

Os dados estatísticos referentes aos recursos requeridos no dispositivo FPGA para a implementação das lógicas de controle são listados na Tabela 3.1. A análise dos dados mostra que os recursos lógicos utilizados representam uma utilização quase plena dos recursos totais disponíveis (99%), e que o sistema digital está operando dentro na frequência máxima permitida, uma vez que o “clock” de entrada é de 49.192MHz e a frequência máxima de operação permitida por essa descrição de hardware com esse dispositivo FPGA é limitada em um valor superior à frequência utilizada.

Tabela 3.1: Dados estatísticos estimados com o processo de síntese do sistema de controle completo.

Dispositivo – XC3S1000FT256-4/ Critério de Otimização - Área			
Recursos	Utilizado	Disponível	Porcentagem
Número de Slices	1918	1920	99%
Número de Flip-flops do Slice	1196	3840	31%
Número de LUT-4	3083	3840	80%
Número de MULT 18x18	6	12	50%
Número de IOBs USADOS	34	63	53%
<b>Temporização</b>			
Frequência Máxima de Operação		120 MHz	

### 3.4.9 Implementação dos Blocos Funcionais

O sistema de controle foi subdividido em blocos menores de acordo com a metodologia de projeto, esta divisão em blocos menores permitiu a reutilização dos

componentes desenvolvidos de uma maneira mais fácil, assim como a implementação de cada tarefa de uma maneira mais adequada. Os componentes relacionados com tarefas lógicas e aritméticas foram desenvolvidos utilizando o modelo de descrição comportamental permitido em VHDL. Enquanto os componentes relacionados exclusivamente com recursos aritméticos, como os filtros e o compensador, foram desenvolvidos utilizando núcleos parametrizáveis otimizados de multiplicadores e somadores presentes na ferramenta System Generator 8.1 da Xilinx, e posteriormente inseridos no sistema de controle como “caixas-pretas”, utilizando a descrição do tipo estrutural. O emprego dos núcleos parametrizáveis nestes componentes resultou em uma melhor performance (tempo/área) que a obtida com a descrição comportamental desenvolvida para realizar a mesma tarefa (utilização dos recursos do dispositivo RAM, etc).

#### *3.4.9.1 Componente Modulador PWM Digital*

Este componente tem a função de criar o sinal de controle com largura de pulso e frequência parametrizáveis, em função dos seus sinais de entrada. Estes sinais digitais são gerados com a finalidade de comandar o interruptor principal presente na célula de potência “boost” controlada por este componente.

O dado de saída deste componente é o sinal de comando de gate, denominado GATE\_SP, e os dados de entrada são uma palavra de doze bits, PWM\_WORD e dois sinais de controle, o CLOCK e o RESET.

A palavra de doze bits é responsável pela configuração da forma de onda do sinal de saída, impondo a largura do pulso do sinal GATE\_SP. O sinal de CLOCK é utilizado como base de tempo, assim, a determinação dos intervalos de tempo é baseada na contagem destes pulsos, como mostra a Figura 3.8. Portanto, um sinal com largura de pulso de  $2\mu\text{s}$  é composto por cem ciclos de um sinal de CLOCK com frequência de 50MHz.

Este modelo é baseado na descrição comportamental de uma máquina de estados finita com sinal de RESET síncrono. Os estados possíveis são: ATIVO, ZERO e OFF. Os três estados são referentes às condições de operação do interruptor principal da célula de potência que está sendo controlada por este componente. O estado ATIVO significa que o interruptor está conduzindo, o estado OFF significa que os interruptores estão bloqueados, e o estado ZERO é o agente



responsável por começar um novo período de funcionamento. Portanto, em cada período de funcionamento da célula de comutação o modo de operação desta máquina de estado excursiona pelos três estados.

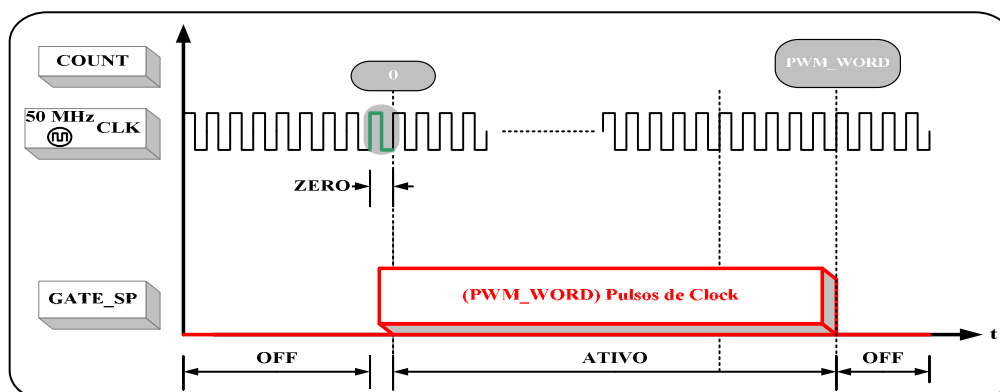


Figura 3.8: Diagrama de composição dos sinais de controle e estados de operação.

O modo de operação referente ao estado ZERO representa um estágio de configuração para o início de um novo período de funcionamento. O valor zero é armazenado no contador e um novo valor de PWM\_WORD é coletado para configurar os parâmetros de geração dos sinais GATE\_SP neste novo período. O tempo de duração deste estado é de um período de CLOCK. Como o sinal utilizado possui uma frequência de 50MHz, a sua duração seria em torno de 20ns. Adicionalmente, este estado somente é acionado através do sinal de controle RESET, enviado pelo bloco lógico responsável pelo controle de detecção do zero na corrente através do indutor “boost”, da célula de potência que está sendo controlada por este componente.

#### 3.4.9.2 Controle de Fase - entrelaçamento

Este bloco tem a função de determinar qual o fator de deslocamento temporal será aplicado entre os sinais de comando para que as células de potência operem defasadas de acordo com a técnica de entrelaçamento.

Basicamente, o controle de fase monitora a operação de uma célula de potência tomada como referência, e, a partir dos dados específicos coletados desta, controla a entrada em condução ou o bloqueio das demais células de maneira que a operação destas estejam igualmente distribuídas dentro do período de operação da célula de referência.

A atuação do controle de fase pode ser realizada através do controle da entrada em condução ou do bloqueio dos interruptores das células de potência. A

metodologia baseada no controle da entrada em condução utiliza a borda de subida do sinal de comando do interruptor principal da célula adotada como referência para determinar os valores de referência de fase. A partir destes valores o sistema de controle determina as fases em que as demais células de potência devem ser comandadas para condução.

Neste desenvolvimento adotou-se a metodologia de controle de fase baseada na entrada em condução. Adicionalmente, considerando que a frequência de chaveamento dos conversores de potência é constante, o período de defasagem é constante.

Assim, a implementação deste bloco de controle pode ser interpretada como sendo a de gerador de 4 pulsos de largura pré-determinada (100 ns) em instantes de tempo constantes, ocorrendo um sinal a cada 10  $\mu$ s iniciados pela detecção de um evento em um sinal de controle.

Desta maneira, os sinais de entrada exigidos são o sinal de CLOCK e um sinal digital de comando de interruptor da célula de referência, que pode ser o do interruptor principal GATE\_SP no caso do bloco estar sendo utilizado para a determinação dos sinais de referência de fase para entrada em condução dos interruptores.

Os sinais de saída consistem de quatro sinais de ativação de um bit, que expressam os instantes de tempo relacionados aos deslocamentos requeridos entre as células. Estes sinais de ativação comandam a atuação dos componentes Moduladores PWM Digital que controlam as demais células de potência que não foram adotadas como referência.

#### 3.4.9.3 Sistema de Controle de Correção de Corrente e Regulação de Tensão

Este estágio consiste de um amplificador do erro da tensão de saída composto por um filtro digital do tipo IIR (*Infinite Impulse Response*), representando a ação de um compensador do tipo proporcional-integral (PI) composto por um zero e um pólo. O filtro digital foi implementado utilizando lógica aritmética de ponto fixo e núcleos parametrizáveis de registradores, multiplicadores e somadores, em virtude de sua melhor performance com relação aos tempos e na área ocupada na execução de tarefas aritméticas.

O projeto do compensador proporcional integral foi realizado no domínio de Laplace, utilizando as técnicas convencionais de controle, e posteriormente

passando por um processo de discretização da função através da técnica da aproximação bi-linear da derivada (Tustin).

Basicamente, a implementação de filtros digitais do tipo IIR é fundamentada na codificação das equações diferença, que descrevem o seu comportamento perante um sinal de entrada. Estas equações diferenças podem ser manipuladas algebricamente, ou seja, modificando a maneira com que as operações matemáticas são realizadas resultando em diferentes realizações de filtros e, para representar o filtro utilizando várias operações matemáticas terminam no mesmo resultado. Assim, diferentes realizações de filtros digitais podem ser obtidas de acordo com a maneira que eles são codificados. Na implementação dos filtros digitais IIR utilizou-se a forma direta de realização do filtro.

A Figura 3.9 mostra a realização do filtro digital empregado para o estágio de compensação de tensão utilizando a representação no modo direto, empregando núcleos parametrizáveis fornecidos pela ferramenta de desenvolvimento EDA. O detalhe da realização da lógica de “*anti-windup*”, no estágio de compensação de tensão empregando núcleos parametrizáveis é ilustrada na Figura 3.10.

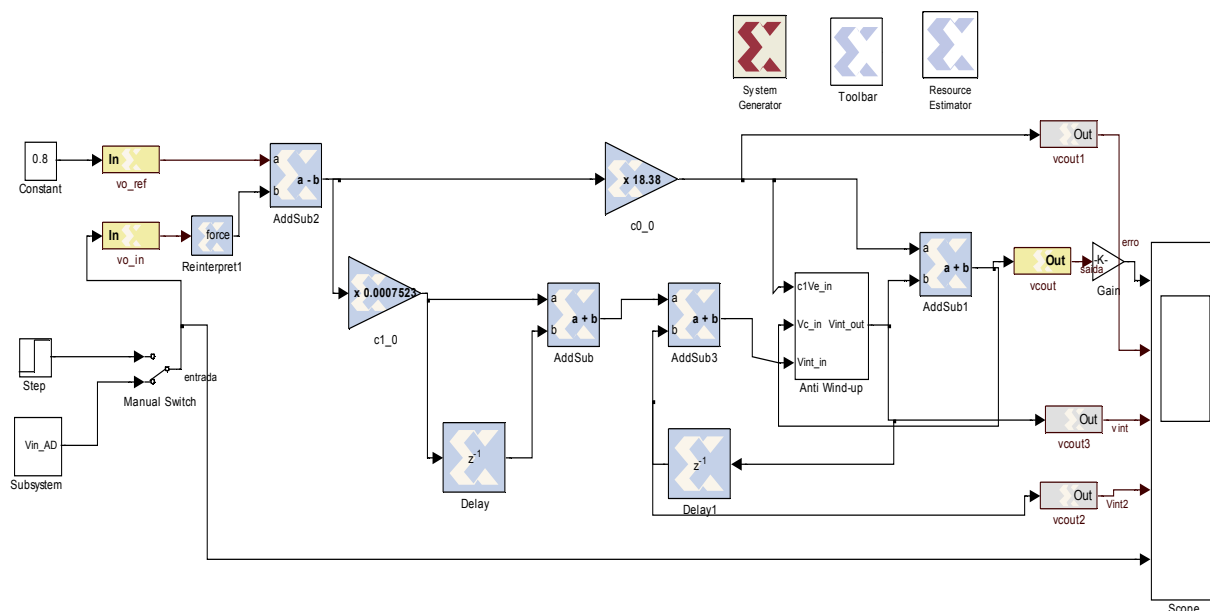


Figura 3.9: Realização direta do filtro digital do tipo IIR utilizado no estágio de compensação de tensão empregando núcleos parametrizáveis.

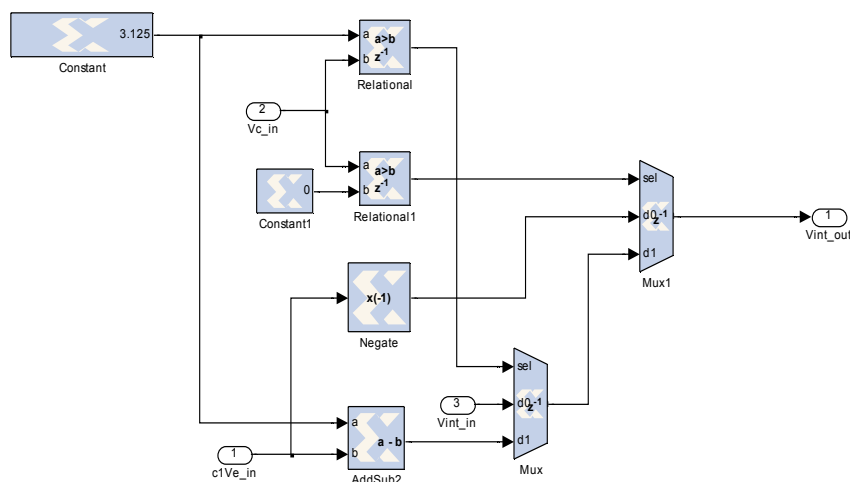


Figura 3.10: Detalhe da realização da lógica de “anti-windup” no estágio de compensação de tensão empregando núcleos parametrizáveis.

A Figura 3.11 mostra a realização da lógica do laço de compensação de corrente no estágio de correção de corrente empregando núcleos parametrizáveis. A implementação da função raiz quadrada foi efetuada através da utilização da metodologia denominada CORDIC.

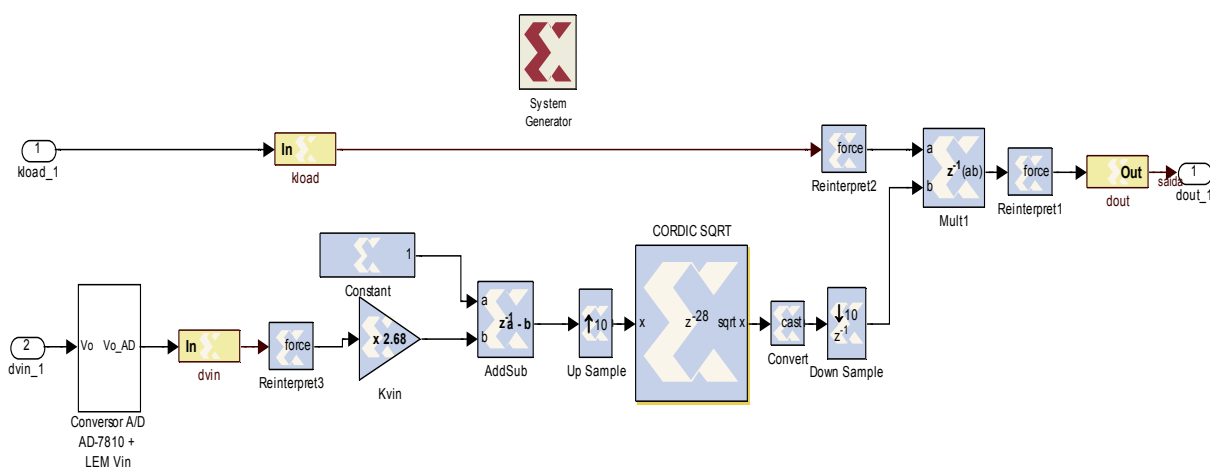


Figura 3.11: Realização da lógica do laço de compensação de corrente no estágio de correção de corrente empregando núcleos parametrizáveis.

#### 3.4.9.4 Modos de Operação

Durante a operação do conversor normalmente ocorrerão modificações na característica da forma de tensão de alimentação de entrada, em função da troca de linhas de alimentação. As modificações estão relacionadas basicamente com a troca da forma de onda de tensão senoidal alternada para forma de onda de tensão

contínua, e vice-versa. Além disso, no processo de comutação entre linhas, existe um intervalo de tempo em que o sistema de alimentação de entrada fica em aberto, refletindo em uma amplitude da forma de onda de tensão de entrada com valor nulo.

Adicionalmente, quando o sistema de alimentação possuir característica alternada (CA) o conversor deve operar normalmente processando energia e entregando no estágio de saída a tensão contínua de valor médio nominal igual a 680V. Quando o sistema de alimentação possuir característica contínua (CC), o conversor deverá deixar de operar, ou seja, os interruptores deverão permanecer abertos, restando apenas o circuito equivalente entre a ponte retificadora de entrada, as indutâncias de entrada e o filtro capacitivo de saída.

Assim, considerando que a distância existente entre os pontos de interligação das linhas de alimentação possam estar entre 40 cm a 80 cm, e que o veículo possa estar efetuando este trajeto com velocidades entre 5 Km/h e 80Km/h, o algoritmo de detecção de modo de operação CA ou CC deverá ter uma resposta definida para o sistema de controle em um intervalo de tempo menor que o demandado pelo veículo ao atravessar o caso crítico (40cm e 80km/h) em torno de 18ms (0,018 segundos).

Nesse sentido, a metodologia empregada para a determinação do modo de operação está baseada na utilização do valor médio da forma de onda da tensão retificada de entrada ( $|V_{INavg}|$ ), e do valor médio estocástico da diferença instantânea entre o valor médio e o valor instantâneo da forma de onda ( $AVG_{estocastico}$ ).

Apesar das características de cada modo de operação (CA ou CC) estarem bem distantes com relação ao valor médio da tensão de entrada retificada, CA em torno de 342V e CC igual a 600V, não utilizou-se apenas o valor médio resultante para determinação do modo de operação, pois em função das possíveis oscilações nas redes de alimentação ( $\pm 20\%$ ) e interferências na operação, estes valores poderiam levar a determinação de modos de operação incorretos.

A estrutura adotada para a determinação do valor médio da tensão retificada de entrada foi o filtro digital passa-baixa *IIR-Butterworth* de ordem unitária, ilustrada na Figura 3.12.

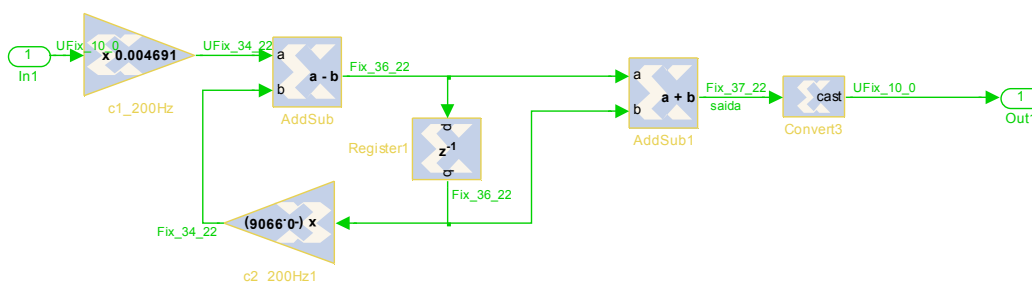


Figura 3.12: Estrutura do Filtro digital passa-baixa IIR-Butterworth de ordem unitária.

A Figura 3.13 mostra o diagrama de bode (amplitude em dB) e a resposta ao degrau unitário do filtro digital utilizado na Figura 3.12 para o algoritmo de controle de determinação dos modos de operação. A atenuação é efetuada para frequências acima de 60Hz, e o tempo de estabelecimento em torno de 12ms mostra claramente que a resposta do filtro digital atenderia o caso crítico apresentado anteriormente (18ms).

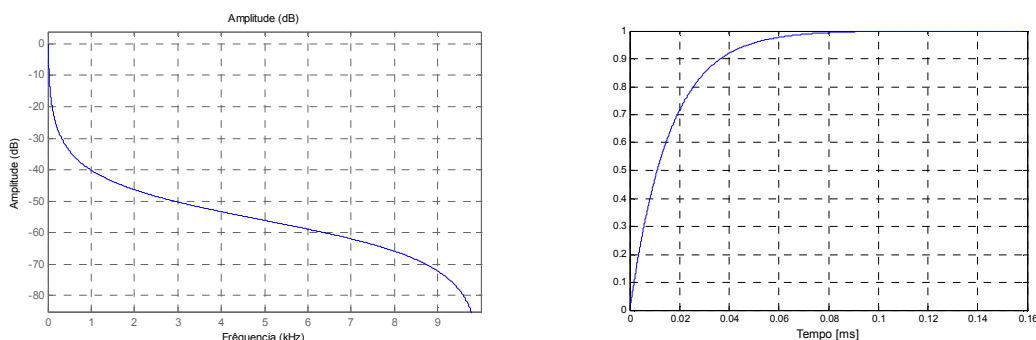


Figura 3.13: Diagrama de bode (amplitude em dB) e a resposta a degrau unitário do filtro digital para determinação do valor médio da forma de onda da tensão retificada de entrada.

Inicialmente, o sistema de controle de modo de operação monitora a borda de descida e subida do valor médio ( $|V_{INavgl}|$ ) delimitando a existência de estados transitórios no modo de operação.

Na ocorrência da borda de descida ocorre a delimitação de estado de entrada em área de transição, a borda de subida indica a entrada em um novo modo de alimentação. Após a delimitação da entrada em um novo modo de operação monitora-se o valor médio estocástico. Para o caso CA, o valor estocástico possui vales de crescimento durante a excursão da forma de onda de tensão de entrada, enquanto que para o caso CC como o valor médio se aproxima do valor médio estocástico não ocorrem estes vales.

A Figura 3.14 ilustra um caso de modificação de modo de operação CA para CC para CA considerando uma forma de onda de tensão de entrada com um elevado nível de interferência. As formas de onda mostram a evolução das bordas de subida e descida do valor médio frente a modificação das características do modo de operação e o comportamento do valor médio estocástico para cada caso.

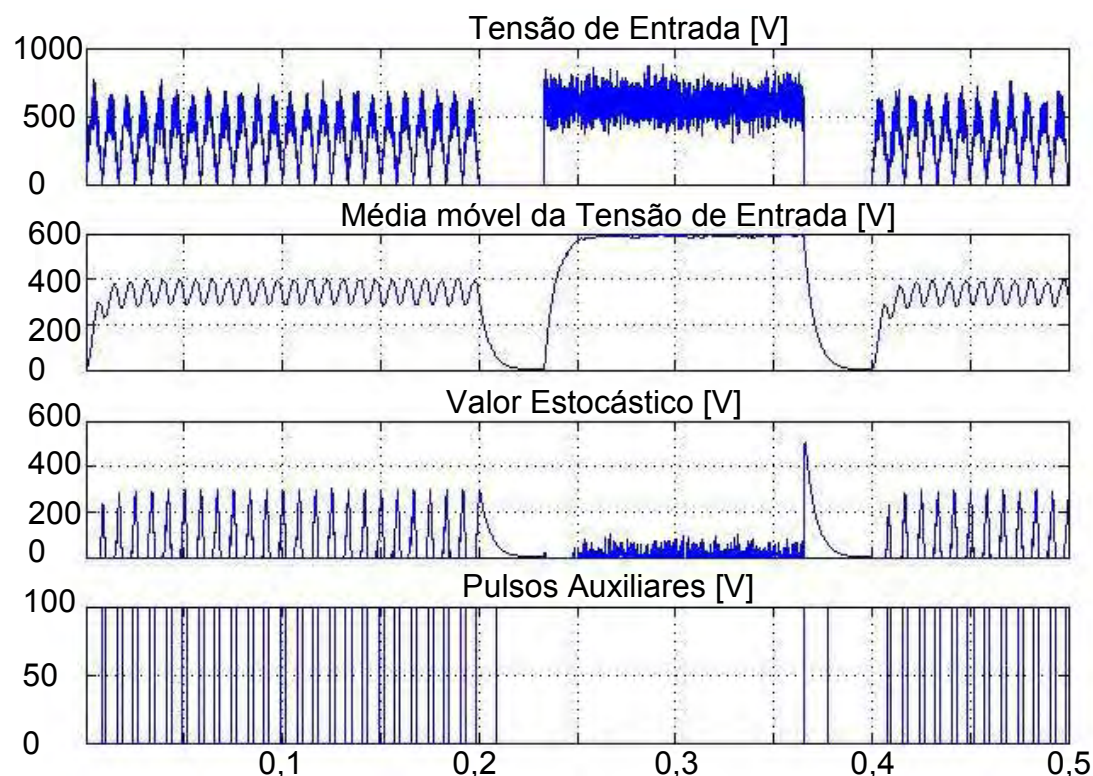


Figura 3.14: Formas de onda relacionadas com o algoritmo de monitoração de modos de operação considerando caso CA para CC para CA.

### 3.4.10 Simulação Digital

Para comprovar o desenvolvimento dos modelos e das lógicas de controle propostas uma simulação digital foi realizada para o conversor pré-regulador retificador “boost” operando no modo MCD, considerando os elementos chaveados e os parâmetros descritos na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Parâmetros utilizados para as simulações digitais.

Parâmetros de Ensaio	Valor
Tensão de Entrada (Eficaz)	380 V
Tensão de Saída	700 V
Potência Total	150 kW
Número de Células	5

Com o objetivo de avaliação da resposta dinâmica, e da forma com que o laço de corrente atua na DHTi e na referência do laço de regulação da tensão de saída,

alguns casos de variação de carga foram efetuadas variações de carga com algumas características específicas.

A Figura 3.15 apresenta um panorama geral de um teste em campo com tempo de 570 segundos de duração e vários detalhes de solicitações de carga, retiradas de carga, desconexões abruptas da tensão de alimentação, conexões da alimentação com energia acumulada nos filtros de alisamento do trólebus. Desta forma, foram coletadas informações importantes relacionadas às derivadas de carga do sistema real de trólebus em situação de funcionamento de condições extremas em um sistema de alimentado em CC. No panorama geral da amostra, são apresentadas a tensão (em Volts) e a corrente (em Amperes) de alimentação do trólebus, já nos detalhes foram adicionadas as potências (em kVA), obtidas pela soma instantânea das outras duas formas de onda, apresentadas pela curva de menor amplitude que acompanha a forma de onda da corrente, uma vez que a tensão é constante e de valor 600V.

Assim, o sistema de controle projetado foi avaliado via simulação digital para a consideração de alguns tipos de transitórios de carga:

Transitório de operação considerando alteração de carga nominal 150kW para carga mínima (6kW) na forma de degrau (instantâneo);

Transitório de operação considerando alteração de carga mínima (6kW) para carga nominal 150kW na forma de degrau (instantâneo);

Transitório de operação considerando alteração de carga nominal 150kW para carga mínima (6kW) na forma de rampa 400ms (dado coletado real);

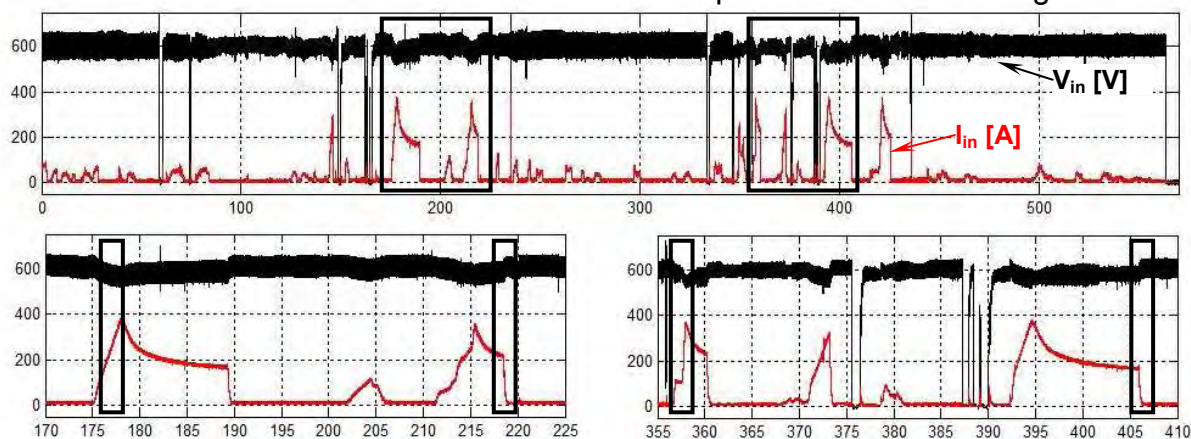
Transitório de operação considerando alteração de carga mínima (6kW) para carga nominal 150kW na forma de rampa em 500 ms (dado coletado real);

Inicialmente foi aplicado o sistema de controle convencional (único e linear), ou seja, considerou-se apenas uma configuração de compensador PI com largura de banda imposta em 8 Hz.

As Figuras 3.16 a 3.18 mostram o comportamento transitório com seus detalhes da operação do conversor, considerando o controle convencional e os transitórios de retirada de carga e de inserção de carga, aplicados respectivamente nos instantes 1s e 2s.



## Tensões e correntes instantâneas de entrada para ensaio de 570 segundos



## Correntes e potências instantâneas de entrada - detalhes

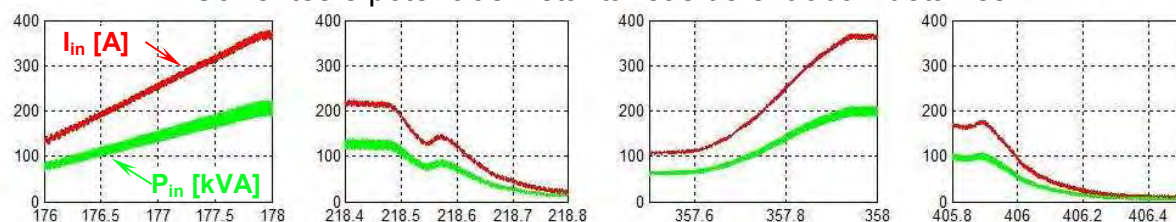


Figura 3.15: Detalhes dos transitórios de carga em operação CC.

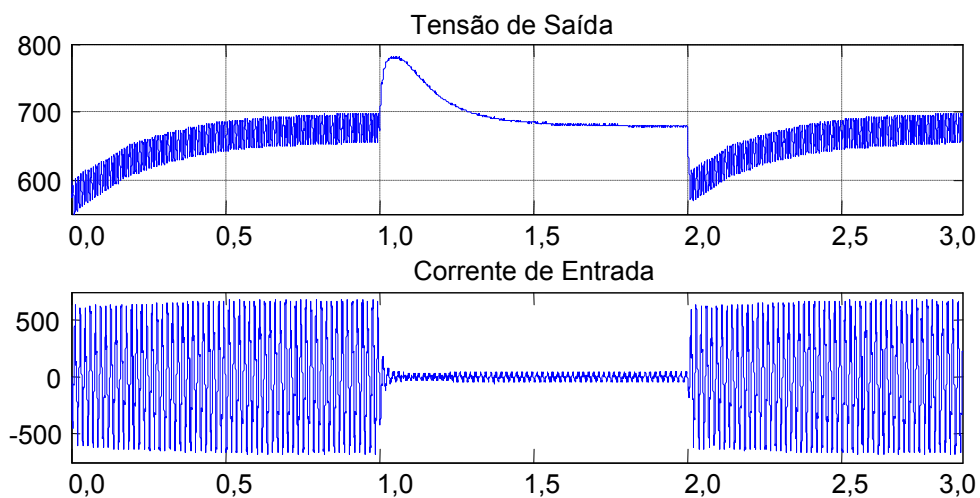


Figura 3.16: Dinâmica da tensão de saída para os transitórios de retirada e inserção de carga.

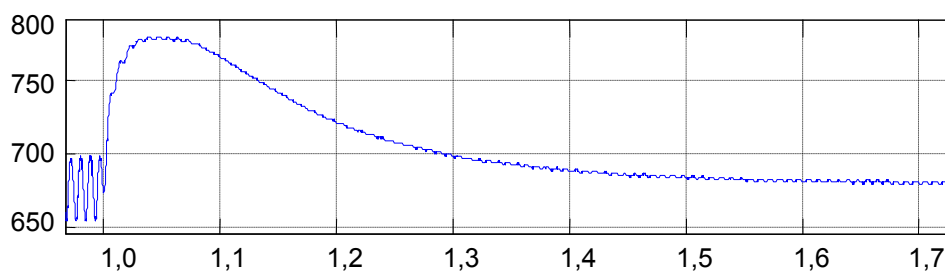


Figura 3.17: Detalhe da evolução da tensão de saída durante o transiente de retirada de carga.

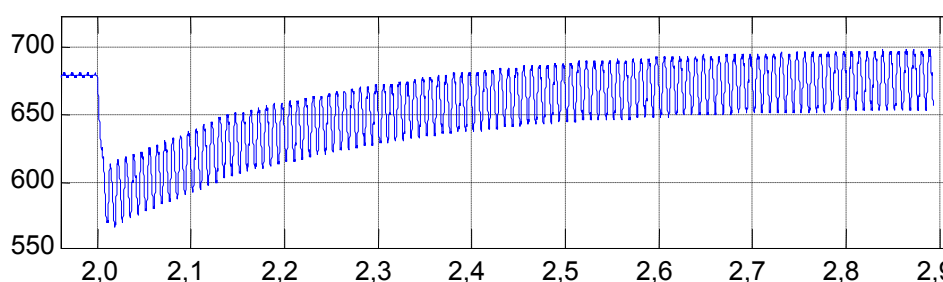


Figura 3.18: Detalhe da evolução da tensão de saída durante o transitório de inserção de carga.

Durante o transitório de retirada instantânea de carga, a tensão de saída ultrapassa o valor máximo permitido pela operação do estágio de acionamento (730V), chegando a 780V com um tempo de estabilização de 600ms. Para o transitório de inserção de carga, a tensão decai para um valor mínimo de 570V (ondulação 610V-570V=40V resultando em um valor médio de 590V) com um tempo de estabilização total de 700ms.

Em função do laço de controle relacionado com a compensação de tensão modificar seu valor de forma lenta, para não amplificar os erros relacionados com a ondulação de tensão CA de 120Hz, a forma de onda de corrente permanece com conformidade senoidal durante os transitórios.

Assim, o sistema de controle convencional foi modificado, considerando a alteração do ganho de laço quando o parâmetro de controle adentra em uma região denominada crítica (valores de tensão de saída superiores a 715V), forçando a dinâmica da atenuação a manter os níveis de tensões abaixo dos valores máximos, nas outras regiões a operação emprega a configuração do compensador convencional (PI com 8 Hz).

A Figura 3.19 mostra o comportamento transitório da operação do conversor com a nova proposta de restrição do controle, apresentando os transitórios de retirada e inserção de carga, aplicados respectivamente nos instantes 1s e 2s.

Com a modificação do controle convencional ilustrado na Figura 3.22, o comportamento da tensão de saída é alterado durante o transitório de retirada instantânea de carga, não permitindo que valores acima de (715V) sejam atingidos no barramento de saída do conversor, o que lhe garante uma elevação de tensão aceitável e com um tempo de estabilização de 400ms. As características dinâmicas do transitório de inserção de carga são mantidas nessas condições, como será analisado a seguir.

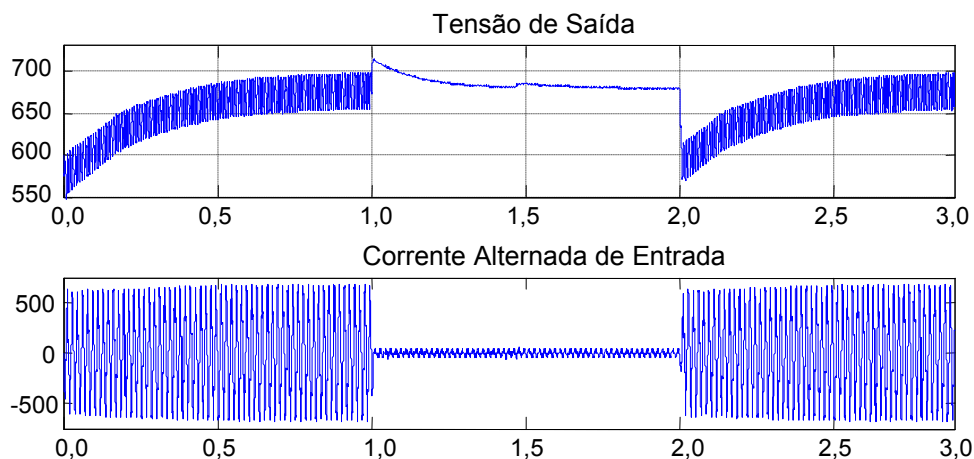


Figura 3.19: Dinâmica da tensão de saída para os transitórios de retirada e inserção de carga, considerando a nova proposta de controle.

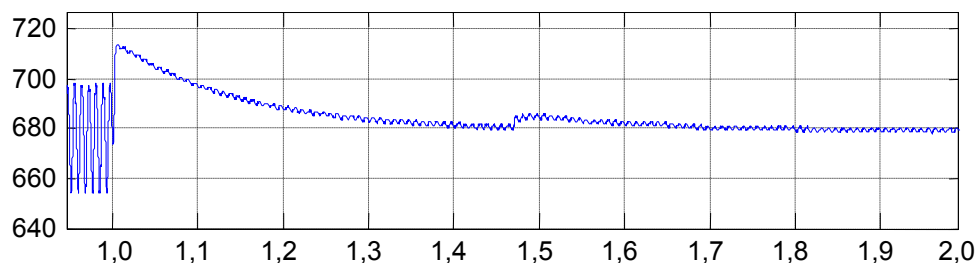


Figura 3.20: Detalhe da evolução da tensão de saída durante o transiente de retirada de carga.

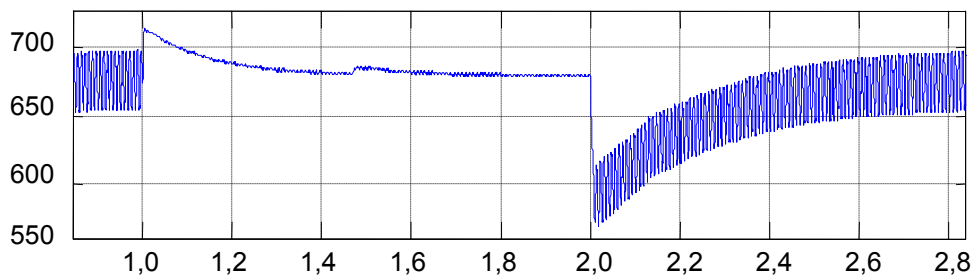


Figura 3.21: Detalhe da evolução da tensão de saída durante o transiente de inserção de carga.

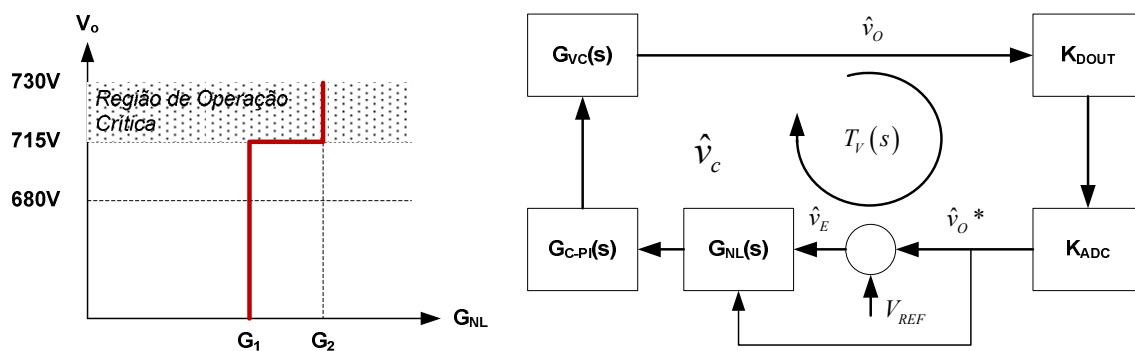


Figura 3.22: Modificação no ganho de laço considerando a região de operação crítica.

A Figura 3.23 mostra o efeito da modificação do ganho de laço nos casos em que o valor instantâneo da tensão de saída ultrapassa o limite imposto para a operação, ou seja, quando a tensão instantânea atinge a região crítica. Adicionalmente, as figuras mostram que as trajetórias das FT se encontram no valor de regulação em regime permanente, o que não reflete na existência de um transitório abrupto devido à mudança de lógica de controle.

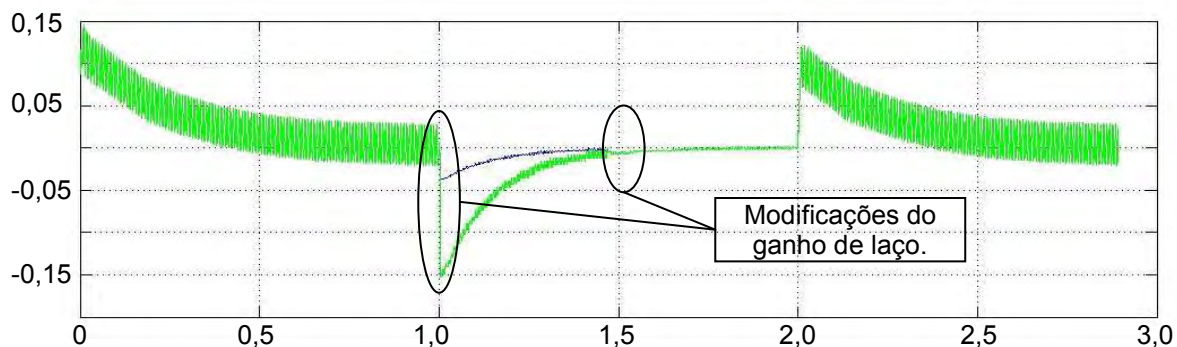


Figura 3.23: Efeito da modificação do ganho de laço.

O emprego desta metodologia se mostra adequado para os casos restritos de retirada de carga, uma vez que nestas situações os limites de tensão impostos para o barramento CC de saída podem ser ultrapassados. Além disso, a influência da modificação do ganho de laço não é significativa para a malha de correção da corrente, uma vez que a ondulação resultante ao sinal realimentado possui amplitudes menores que a ondulação referente à operação em carga nominal, contribuindo de maneira tênue na deformação da forma de onda durante o transitório da corrente de entrada.

Por outro lado, o emprego da mesma metodologia para a consideração de região crítica em uma área inferior ao valor de tensão de regulação, a operação não possui características positivas. Neste caso, a ondulação apresentada na Figura 3.24 é gerada pelo ganho de laço modificado e aparece no sinal de realimentação com amplitudes maiores que as geradas pela ondulação natural da tensão pela carga, provocando uma forte amplificação na componente CA, que acarreta em deformação na forma de onda da corrente de entrada durante o transitório, apresentado na Figura 3.25.

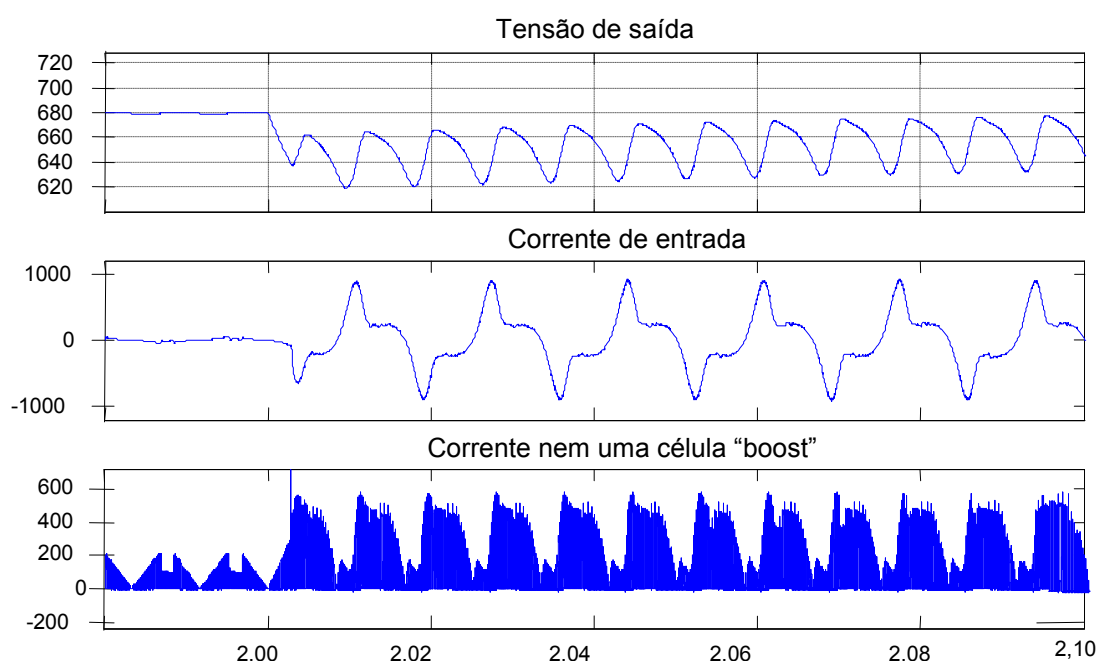
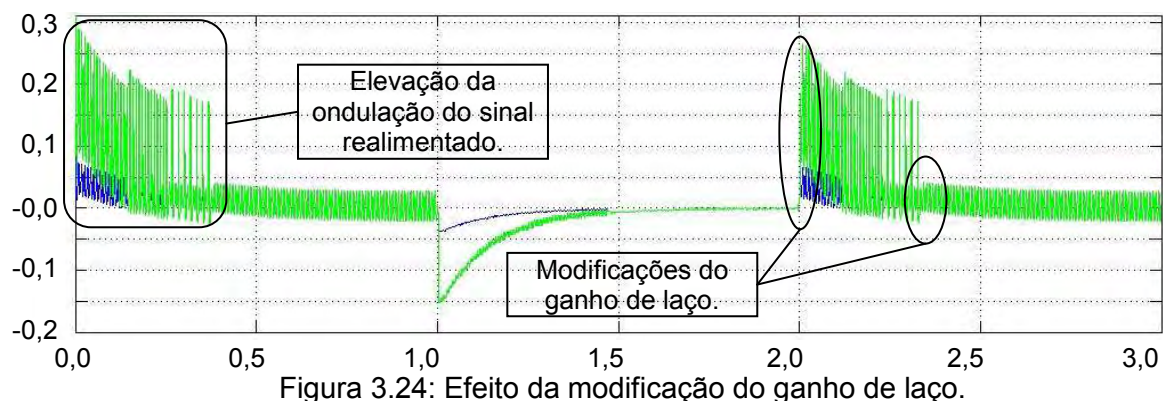


Figura 3.25: Detalhe das Formas de onda relacionadas com o erro efetivo e da largura de pulso aplicada aos interruptores, considerando valores quantificados digitalmente e em valores percentuais, e da tensão de saída e correntes (entrada em uma célula "boost").

A Figura 3.26 mostra o comportamento transitório da operação do conversor, considerando o controle modificado e os transitórios de inserção e retirada de carga em rampa aplicados nos instantes 0,6s e 1s. Neste caso, a elevação da carga em rampa provoca um afundamento de tensão no barramento CC de saída do conversor e a retirada da carga provoca uma elevação da tensão no barramento CC, que nesse caso, não atinge os valores críticos de operação.

Desta forma, o controle continua utilizando o mesmo ganho de laço inicial na ocorrência de variações de carga típicas correlatas a veículos tróibus com controle de tração por "chopper".

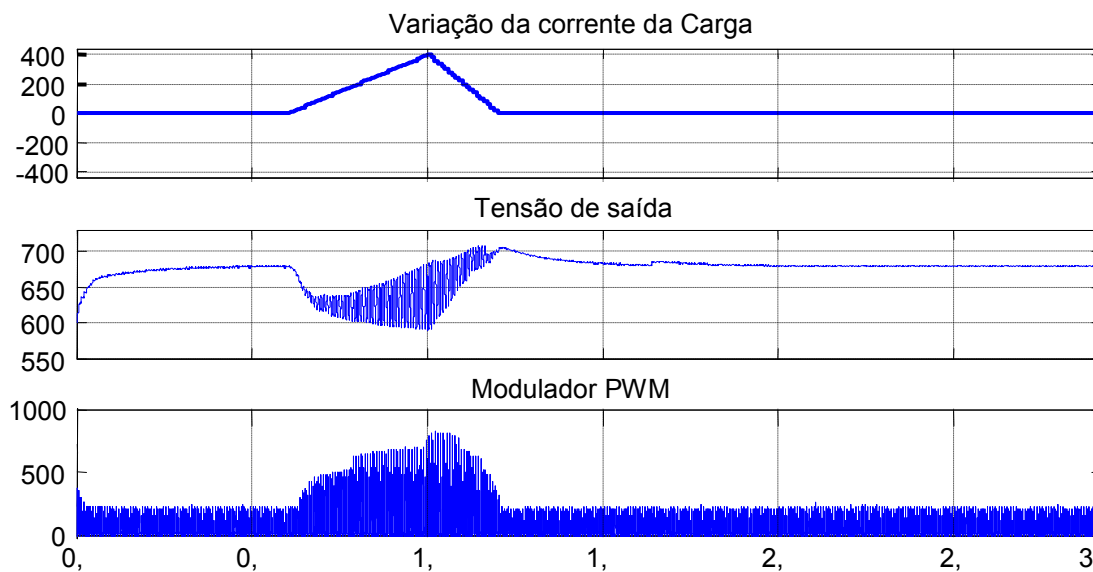


Figura 3.26: Dinâmica da tensão de saída para os transitórios de variação da carga em rampa, considerando a nova proposta de controle.

### 3.5 Conclusões

No processo de desenvolvimento do modelo em pequenos sinais para a topologia “boost” operando como pré-regulador retificador no modo de operação descontínuo constatou-se que a função de transferência relacionando a tensão de saída e o parâmetro de controle é afetada diretamente pelo tipo de carga, o que afeta diretamente a resposta transitória do conjunto planta+controle quando a metodologia de controle é convencional e emprega apenas um compensador de tensão.

Assim, um novo arranjo de controle foi proposto, considerando a existência de um compensador não linear, proporcionando além da operação em malha fechada (regulação da tensão de saída e correção do efeito da não proporcionalidade da corrente de entrada com relação à tensão de entrada e razão cíclica), a determinação automática do modo de operação CA ou CC, permitindo a estrutura celular de potência operar como pré-regulador retificador no modo CA e bloqueando os elementos chaveados no modo CC.

Simulações digitais foram efetuadas considerando o estágio de potência para processar valores nominais, assim como o sistema de controle completo, ratificando sua eficiência operacional frente a diferentes casos. Adicionalmente, a emulação das trocas de modos de operação (CC para CA, e CA para CC) foram realizadas através

de simulações digitais, permitindo a avaliação das respostas dinâmicas da entrada em operação do conversor frente às modificações.

Por fim, os processos de desenvolvimento do estágio de controle, englobando o estágio de determinação de modo de operação (CA ou CC) foram efetivados e ratificados através de simulações digitais e de testes experimentais. As leis de controle propostas foram descritas em linguagem de descrição de hardware (VHDL) e núcleos parametrizáveis, resultando na utilização de 99% dos recursos lógicos disponíveis no dispositivo FPGA adotado (Spartan III – X3S200).

Como estratégia adotada para a comprovação da técnica de controle proposta, inicialmente apresentar-se-á a implementação de um protótipo em escala reduzida de potência (15kW), para posterior implementação da estrutura em escala nominal de potência (150kW).

## Capítulo 4

### PROTÓTIPO EM ESCALA REDUZIDA DE POTÊNCIA (15 kW)

Com a finalidade de otimização da metodologia de controle desenvolvida, projetou-se um protótipo em escala reduzida de potência de acordo com o diagrama de blocos apresentado na Figura 4.1, utilizando-se um modelo eletrônico tridimensional elaborado em CAD (Computer-Aided Design) para auxiliar a montagem do protótipo, servindo como parâmetro de volume e posicionamento dos componentes especificados para o desenvolvimento do protótipo. Desta maneira, a montagem do protótipo foi realizada de forma precisa, evitando-se incertezas nas dimensões dos elementos e especificação de componentes periféricos e de proteção. O arranjo mostrado na Figura 4.2 é uma maquete eletrônica tridimensional que destaca os elementos de maior volume e os de maior importância em termos de proteção e controle do conversor.

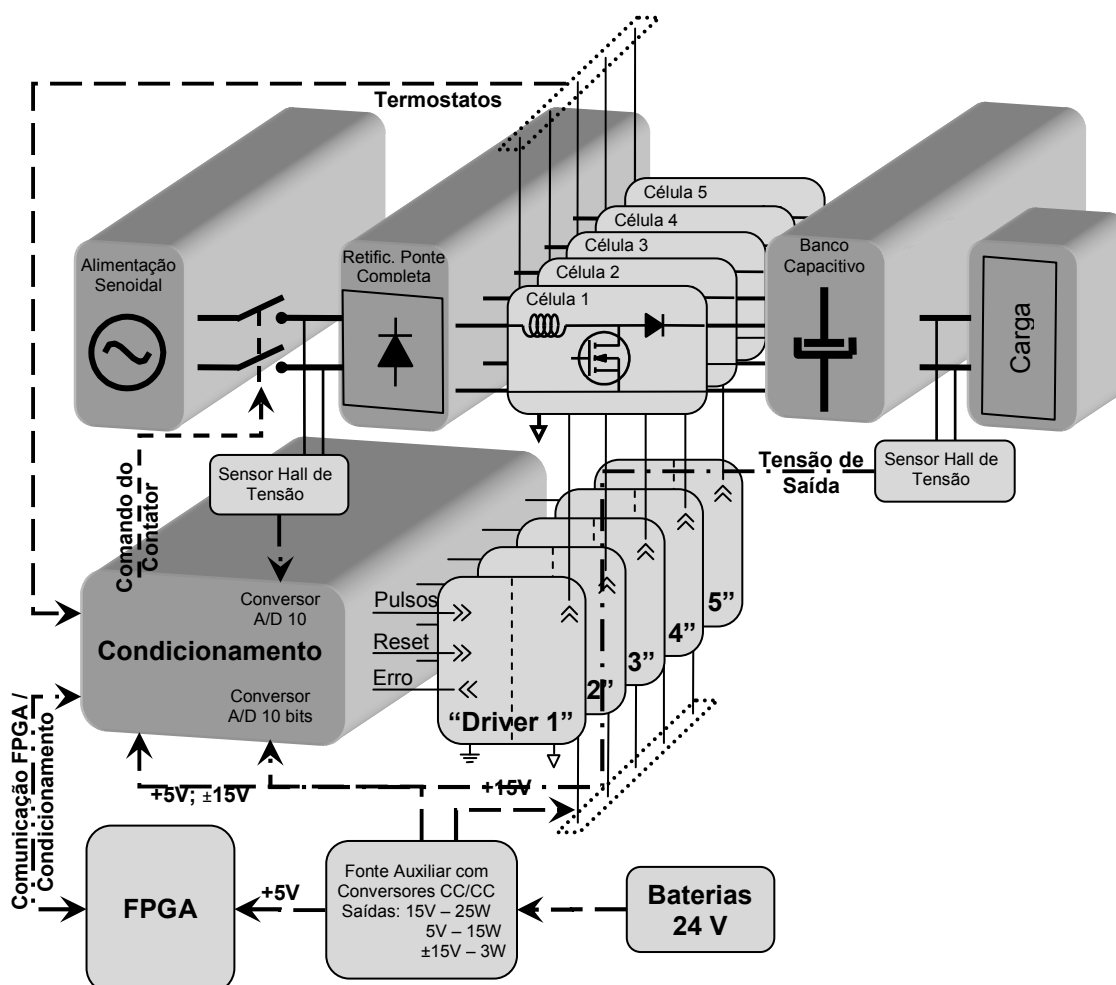


Figura 4.1: Diagrama de blocos do retificador pré-regulador com 5 células "boost" entrelaçadas.



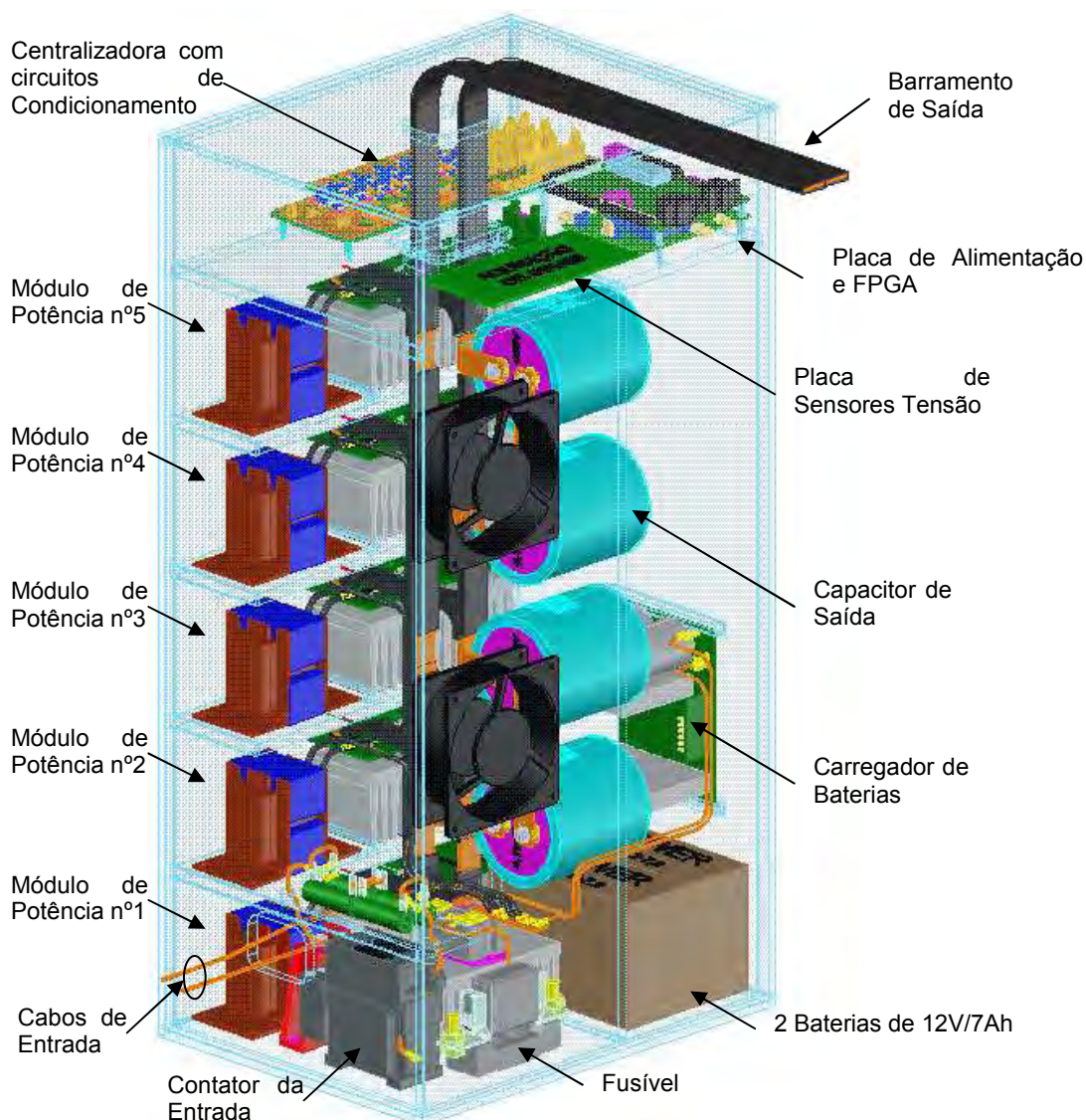


Figura 4.2: Modelo Tridimensional desenvolvido em CAD do protótipo de 15kW.

A Figura 4.3 mostra a foto do protótipo montado, que comprova a importância do modelo digital 3D para a realização de uma montagem precisa e com a mínima quantidade de ajustes. Tal precisão pode ser verificada ao comparar a Figura 4.2 com a Figura 4.3, verificando que as células de potência são concentradas na parte lateral esquerda e uma sobre a outra e o filtro de saída disposto no lado direito e sistema de limitação de corrente de “inrush” (carga inicial do capacitor) na parte inferior.

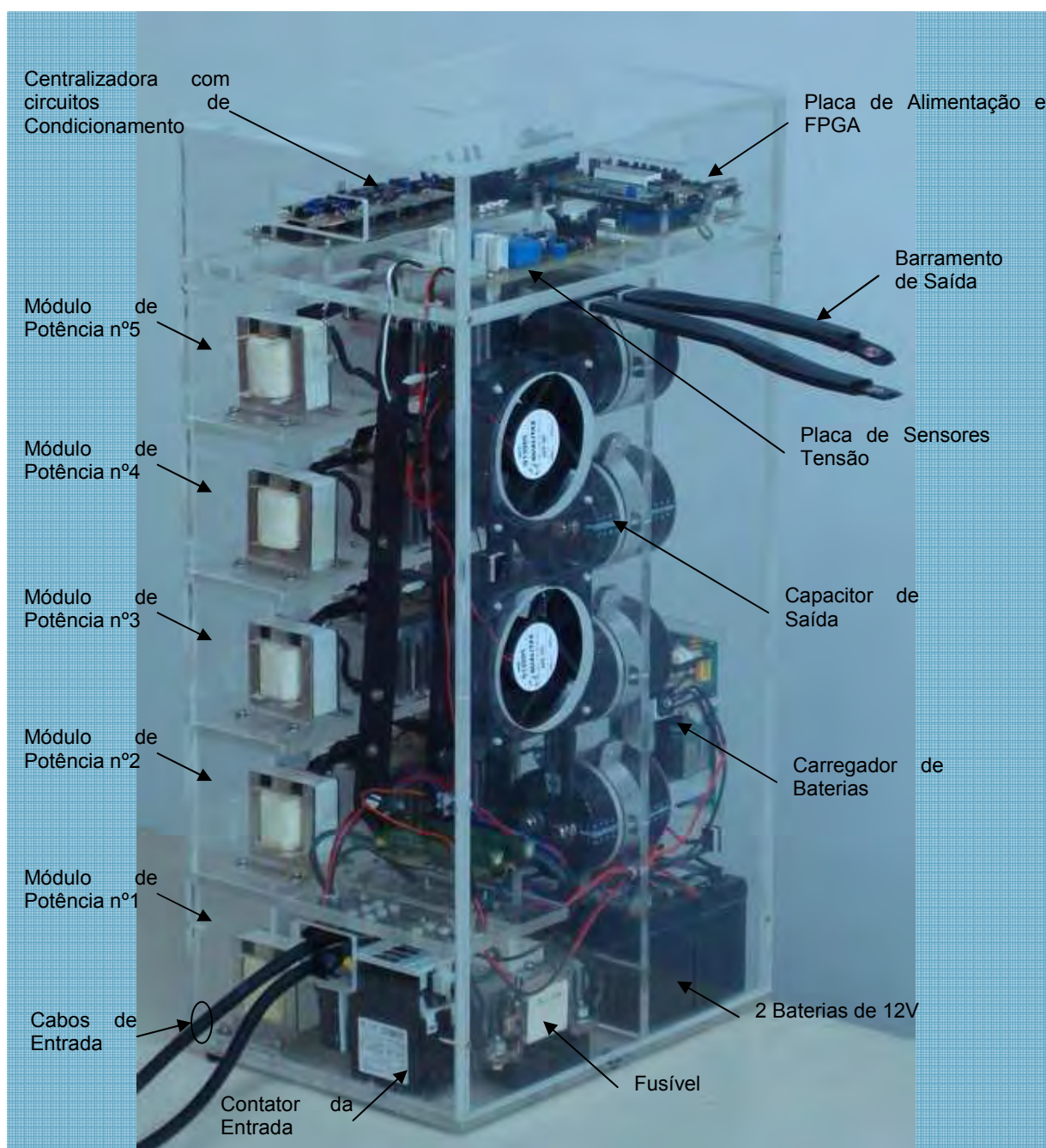


Figura 4.3: Foto do protótipo 15kW – visão geral.

As especificações do projeto, assim como elementos e placas de circuito impresso produzidas em função da necessidade da pesquisa, são apresentados em detalhe neste capítulo, mostrando um diagrama esquemático, seguido de um modelo tridimensional.

Com exceção do “driver” dedicado ao módulo “boost” de potência, todas as placas e circuitos foram completamente desenvolvidas no LEP-Laboratório de Eletrônica de Potência, FE/IS-UNESP, de forma dedicada a este projeto.

A Figura 4.4 mostra a disposição do sistema de controle implementado, incluindo o sistema de aquisição de dados (sensores de tensão, condicionamento de sinais e conversores A/D), os circuitos de condicionamento de sinais para acionamento dos "drivers" e o dispositivo lógico programável FPGA utilizado para efetuar o processamento das leis de controle.

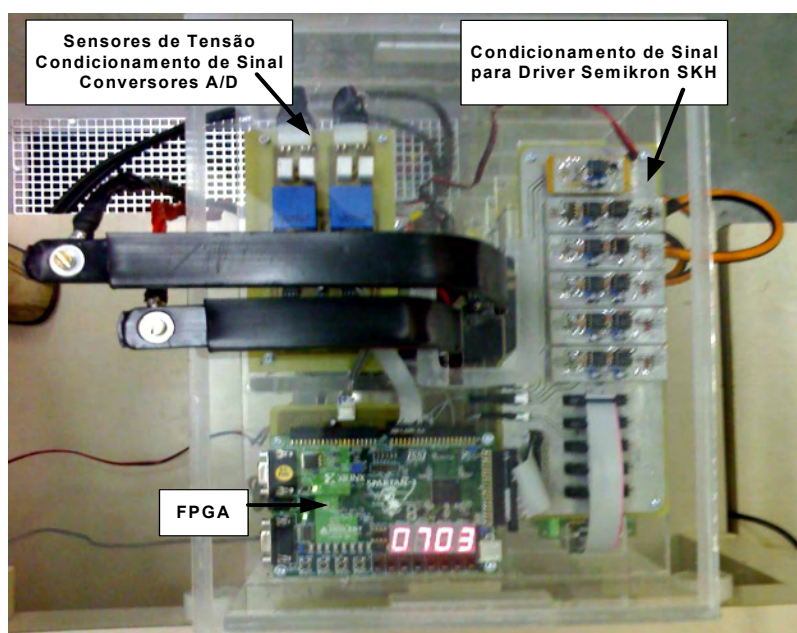


Figura 4.4: Foto superior do protótipo de 15kW – detalhe do sistema de controle.

## 4.1 Especificações do Projeto

### 4.1.1 Dados Gerais para o Projeto do pré-regulador retificador com 5 células entrelaçadas

As equações para os cálculos dos elementos acumuladores de energia, assim como das correntes médias, eficazes e de pico nos semicondutores, assim como análise de esforços de tensão para o pré-regulador retificador "boost" no MCD foram apresentadas nos itens 2.2 e 2.3.

Inicialmente, serão especificados os semicondutores de potência, transistores e diodos, em segunda instância, os capacitores que são escolhidos através de valores comerciais pré-determinados e finalmente os indutores que serão projetados para os dados especificados no projeto.

Para isso, são apresentadas as especificações para o projeto do pré-regulador retificador "boost", com cinco células entrelaçadas, conforme Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Especificações de projeto para um pré-regulador retificador “boost” de 15kW com cinco células entrelaçadas e no MCD.

Potência Nominal	P [kW]	15
Número de Células	n	5
Tensão de Entrada	$V_{in}$ [V]	380
Frequência de Entrada (rede)	$f_{in}$ [Hz]	60
Tensão de Saída	$V_o$ [V]	660
Variação Positiva da Tensão de Saída (Valores Médios)	$\Delta V_o^+$ [V]	60
Variação Negativa da Tensão de Saída (Valores Médios)	$\Delta V_o^-$ [V]	60
Ondulação na Tensão de Saída	$\Delta V_o$ [%]	5
Frequência de Chaveamento	$f_s$ [kHz]	20

Todos os cálculos para a determinação de valores dos elementos do pré-regulador retificador e da razão cíclica foram realizados de acordo com o item 2.3 e os capacitores foram adaptados para valores comerciais, logo, o filtro indutivo de EMI foi reajustado.

#### 4.1.2 Variação da Tensão de Entrada

Em função da faixa de variação da tensão de saída permitida, pode-se extrair a faixa de variação requisitada da tensão de entrada. De (2.23), determina-se que:

$$\Delta V_p = 18,18\%$$

Dessa forma, a tensão de entrada pode variar em  $\pm 9,09\%$  em relação ao valor da tensão nominal em CA (considerada igual a 380V), o que impõe o valor da tensão de pico mínima de entrada, como uma outra especificação do projeto.

#### 4.1.3 Semicondutores

Na Figura 2.10, é mostrado que os valores máximos de esforços de tensão nos semicondutores são iguais à tensão de saída do conversor. Desta forma, escolhem-se os transistores e diodos com valores de tensão de bloqueio no mínimo 20% acima da tensão máxima de saída do conversor.

As correntes eficazes, médias e de pico, juntamente com as tensões sobre cada semicondutor fornecem informação necessária para a escolha dos semicondutores para este projeto. A Tabela 4.2 apresenta as correntes máximas experimentadas pelos semicondutores, pelo indutor  $L_b$  e pela ponte retificadora de entrada, uma vez que a tensão máxima sobre os transistores é igual à tensão de saída máxima, como mostra (4.1).

$$\begin{aligned} V_{0\text{máx}} &= V_0 + (\Delta V_0^+) \\ V_{0\text{máx}} &= 720\text{V} \end{aligned} \quad (4.1)$$

Tabela 4.2: Correntes do pré-regulador de 15 kW

	Transistor	$D_b$	$L_b$	Retificador Entrada
$I_{\text{ef}}$ [A]	5,9	10,3	11,9	45,1
$I_{\text{md}}$ [A]	1,9	5,0	6,9	34,4
$I_{\text{bp}}$ [A]	35,4	35,4	35,4	86,4

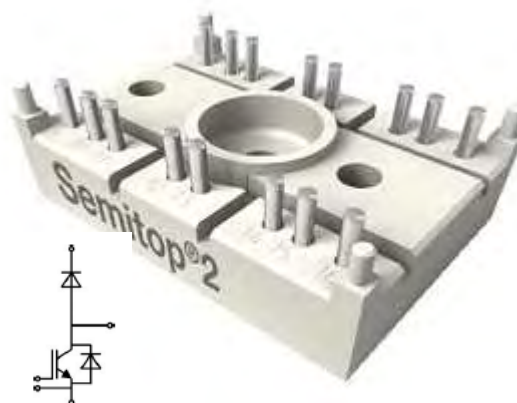
Sendo a corrente de pico na entrada ( $I_{\text{pIN}}$ ) calculada de forma aproximada por (4.2).

$$I_p = I_{\text{ef}} \cdot \sqrt{2} \cdot (1 + \text{THDi}) \quad (4.2)$$

O módulo SK60GAL128D é um dispositivo que integra um transistor IGBT Ultrafast de canal N com um diodo Fast e de recuperação suave em anti-série, constituindo o conjunto de semicondutores necessários para a implementação do conversor “boost”. Suas especificações de corrente atendem as necessidades desse projeto, como mostrado na Tabela 4.3.

Tabela 4.3: Correntes suportadas pelo módulo SK60GAL128D.

Variável	Elemento	Elemento	
		IGBT	Diodo
$V_{\text{CES}}$ [V]		1200	--
$I_C / I_F$ [A]		44	260
$I_{\text{CRM}} / I_{\text{FRM}}$ [A]		100	600
$V_{\text{CE}} / V_F$ [V]		1,9	1,1
$R_{\text{CE}} / R_{\text{CE}}$ [mΩ]		18	3
$R_{\text{thJD}}$ [°K/W]		0,6	0,9



Entre as muitas possibilidades de pontes retificadoras e diodos pesquisados, foi escolhida a ponte completa monofásica a diodos SKB52/12, cujos dados mais relevantes são apresentados na Tabela 4.4.

Tabela 4.4: Braço retificador a diodos utilizado na ponte completa do pré-regulador	
Variável	SKB 52/12
$V_{RMS}$ [V]	1200
$I_{FSM}$ [A]	500
$I_{FAV}$ [A] ( $T_c = 80^\circ\text{C}$ )	60
$V_F$ [V]	1,8
$r_T$ [m $\Omega$ ]	0,8
$R_{thJC}$ [ $^\circ\text{K/W}$ ] (por diodo)	1,5
$R_{thCD}$ [ $^\circ\text{K/W}$ ] (por diodo)	0,28




Obs.: Todos os dados pressupõem uma temperatura de junção superior a  $125^\circ\text{C}$ .

#### 4.1.4 Capacitor de Saída e Indutor “Boost”

A escolha do capacitor foi feita após uma análise detalhada de uma gama de capacitores eletrolíticos (Epcos), em função da capacidade de corrente eficaz, com baixas perdas e reduzida temperatura de operação, resultando em reduzidos volume e peso. O capacitor especificado foi o B43564-S5478-M002 e seus dados relevantes são apresentados na Tabela 4.5.

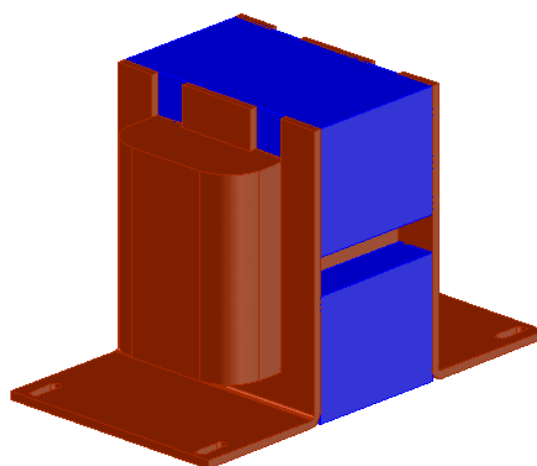
Tabela 4.5: Valores Relevantes do Capacitor B43564-S5478-M002 (Epcos).	
Capacitância	4700 $\mu\text{F}$
Tensão de Operação	450 VDC
Corrente Máxima	24 A
Indutância Série	20 nH
Resistência Série	1,7 m $\Omega$
Dimensões	
Diâmetro	91 mm
Altura	97 mm



Já o indutor “boost”, como é construído de forma dedicada às necessidades do projeto, foi desenvolvido de acordo com a metodologia de projeto apresentada no item 2.3.5 e seus valores são apresentados na Tabela 4.6.

Tabela 4.6: Valores de projeto dos Indutores “boost”.

L <sub>b</sub>	Indutância	118 $\mu$ H
	Volume	57,8 cm <sup>3</sup>
	Massa	500 g
Núcleo EE	Modelo	E55/28/21
	Entreferro	14,2 mm
	Material	Ferrite
	P <sub>Núcleo_Diss</sub>	4,226 W
Enrolamento	Num. de	38,5
	Litz	9 fios 21AWG
	Volta	115 mm
	Comprimento	4,5 m
	P <sub>cobre_Diss</sub>	0,228 W



Sendo:

P<sub>Núcleo\_Diss</sub>: Potência dissipada no núcleo do indutor.

P<sub>cobre\_Diss</sub>: Potência dissipada no cobre do enrolamento do indutor.

#### 4.1.5 “Snubber” RC e RCD

Conforme apresentado no item 2.3.6, foi calculado um “snubber” RC para cada semicondutor (IGBT e Diodo “boost”) e um “snubber” RCD para o IGBT de cada célula com a finalidade de grampeamento de sobre-tensões.

Tabela 4.7: Valores de projeto para “Snubbers” e Grampeadores.

IGBT	RC	Rsn <sub>IGBT</sub>	600 $\Omega$
		Csn <sub>IGBT</sub>	330 $\mu$ F
	RCD	Rgr <sub>IGBT</sub>	260 k $\Omega$
		Cgr <sub>IGBT</sub>	330 $\mu$ F
		Dgr <sub>IGBT</sub>	MUR1560
D <sub>b</sub>	RC	Rsn <sub>Db</sub>	600 $\Omega$
		Csn <sub>Db</sub>	320 pF

#### 4.1.6 Filtro de EMI

Foi mostrado no item 2.1 que o acréscimo de células entrelaçadas no conversor provoca a diminuição do filtro de EMI. Dessa forma, pode-se aproveitar a

associação das indutâncias de dispersão dos transformadores de alimentação da linha para a implementação de um filtro LC, com capacitância calculada de acordo com (4.3).

$$C_f = \frac{25}{L_f \cdot (\pi \cdot f_s \cdot n_c)^2} \quad (4.3)$$

No laboratório, foi colocado um capacitor de filme na entrada do conversor, que em conjunto com a indutância do alimentador e do transformador Scott, surtiu um resultado suficientemente adequado como filtro de EMI para as componentes de alta frequência da corrente de entrada para operação em CA, sendo que os valores do filtro são apresentados na Tabela 4.8.

Tabela 4.8: Filtro de entrada do trólebus

Banco Capacitivo	2 $\mu$ F
Indutância da Linha	Desconhecido

#### 4.1.7 Estimativa de Perdas e Rendimento do Conversor

De acordo com as equações apresentadas no item 2.3.7, elaborou-se a Tabela 4.9, mostrando as perdas em cada componente do conversor e as perdas totais estimadas do pré-regulador retificador entrelaçado completo.

Tabela 4.9: Estimativa de Perdas no conversor de 15kW

Componente	Perdas [W]	Quantidade	Perdas Totais/Comp.
IGBT	21,0	5	105
“Snubber” do IGBT	2,0	5	10,0
Grampeador do IGBT	2,0	5	10,0
Diodo “Boost”	2,3	5	11,5
“Snubber” do Diodo “Boost”	--	5	--
Indutor “Boost”	18,3	5	91,5
<b>Subtotal: Célula “Boost”</b>	<b>46,5</b>	<b>5</b>	<b>232,5</b>
Banco Capacitivo de Saída	5,0	1	5,0
Ponte Retificadora	156,0	1	156,0
<b>Total: Retificador “Boost”</b>	<b>393,5</b>	<b>1</b>	<b>393,5</b>



Desta forma, para a condição nominal, com o rendimento do pré-regulador retificador calculado de acordo com (2.64), tem-se que seu valor estimado é de:

$$\eta = \frac{15.000}{15.394} = 0,97 \quad .$$

#### 4.1.8 Dissipadores de Calor para os Semicondutores

Os cálculos para o dimensionamento dos dissipadores foram realizados de acordo com o item 2.3.7.6, considerando a temperatura de junção dos semicondutores a 125°C com ventilação forçada de 6m/s.

Escolheu-se o perfil HS15559 da HS dissipadores, cujas características se encontram na Tabela 4.10, minimizando o volume do conversor. A Tabela 4.10 mostra os valores de potência dissipada pelos semicondutores e as dimensões do dissipador utilizado para cálculo.

Parâmetro	Valor
Resistência Térmica sem ventilação forçada [°C/W/4"]	0,73
Resistência Térmica com ventilação a 6m/s [°C/W/4"]	0,18
Dimensões [mm]	155 x 59
Massa por metro linear [Kg/m]	18

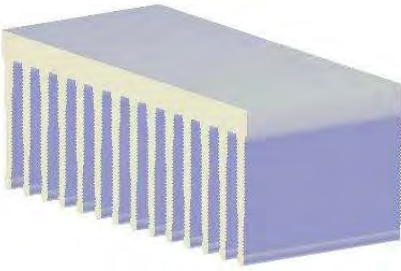


Tabela 4.11: Valores de perdas nos semicondutores e dimensões de dissipadores

Componente	Quantidade	P <sub>diss</sub> [W]	R <sub>thKA</sub> [°C/W/4"]	l <sub>diss</sub> [m]
SK60GAL128D	5	46,5	0,18	5 x 0,07
SKKD 380/08	2	356	0,18	1 x 0,08

Utilizando-se o gráfico de compensação de ventilação forçada fornecido pelo fabricante, verifica-se a necessidade de 0,48 m lineares de dissipador, o que daria uma massa de 7,7 kg.

#### 4.1.9 Elementos e Parâmetros Gerais do Projeto

Os elementos básicos do projeto de potência do conversor retificador “boost” com CFP, entrelaçado e no MCD, foram especificados e são apresentados na Tabela 4.12, possibilitando uma melhor visualização do projeto como um todo.

Tabela 4.12: Elementos e Parâmetros Gerais do projeto de potência

	Projetado	Componente	Quantidade	Associados
Razão Cíclica (D)	0,167	-	-	-
Indutor “Boost” ( $L_b$ )	118 $\mu$ H	118 $\mu$ H	5	-
Capacitor de Saída ( $C_0$ )	1,74 mF	4700 $\mu$ F	2	2,35 mF
Transistor IGBT	-	SK60GAL128D Módulo “Boost”	5	-
Diodo “Boost”	-			
Rsn	600 $\Omega$	600 $\Omega$	10	-
Csn	330 $\mu$ F	330 $\mu$ F	10	-
Rgr	260 k $\Omega$	260 k $\Omega$	5	-
Cgr	320 pF	330 pF	5	-
Dgr	-	MUR1560	5	-
Retificador de Entrada	-	SKB52/12	1	Ponte
Dissipador de Calor	-	HS15557	0,48 m	-

#### 4.1.10 Arranjos e estimativas de massa, volume e densidade de potência

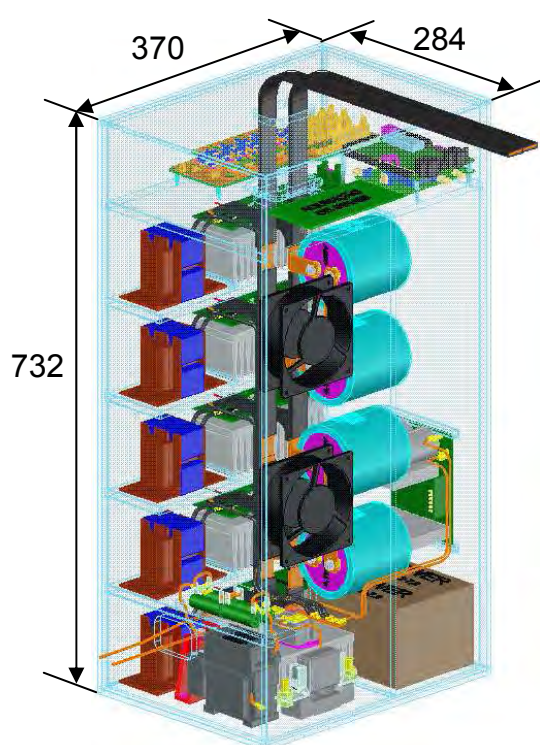
Inicialmente, são apresentadas as estimativas de massa dos principais elementos do conversor, baseadas em valores de catálogos, e nos modelos 3D desenvolvido em plataforma CAD. Os valores de massas individuais e geral são apresentados na Figura 4.13.

O volume do conversor é obtido diretamente de suas medidas externas, e com isso fica fácil determinar a densidade de potência apresentada na Figura 4.5. Este protótipo foi desenvolvido de forma modular, visando a facilidade de manutenção, assim como de possíveis alterações, uma vez que sua finalidade seria a validação da viabilidade do desenvolvimento do conversor em escala nominal (150 kW) e também o refinamento das placas de controle e rotinas do controle digital.

Tabela 4.13: Estimativa de massa do componente do conversor de 15kW

	Dimensão [mm]	Massa Individual [kg]	Quantidade [unidade]	Massa Total [kg]
Dissipador HS15557	70	1,260	5	6,300
	80	1,440	1	1,440
SK60GAL128D	--	0,021	5	0,105
SKB52/12	--	0,165	1	0,165
Indutor	--	0,500	5	5,500
Capacitor	--	1,000	2	2,000
Barramentos 3 x 20	2000	0,600	--	1,200
Porta Fusível	--	0,200	1	0,200
Fusível	--	0,220	1	0,220
Contator	--	0,340	1	0,340
Estrutura de acrílico	--	40,000	1	40,000
Demais Partes	--	2,530	1	2,530
Total	--	--	--	60,000

Obs.: O item *Demais Partes* compreende placas de controle, ventiladores, cabos de sinal e carregador de baterias. As baterias e o contator não foram considerados.



Especificações	
Volume [m <sup>3</sup> ]	0,0769
Volume [in <sup>3</sup> ]	4694
Massa [kg]	60,0
Potência [W]	15000
[W/in <sup>3</sup> ]	3,19

Figura 4.5: Conversor desenvolvido em baixa escala de potência (valores em mm).

## 4.2 Circuitos do Estágio de Controle

A implementação do circuito de controle digital é composta por blocos distintos, como ilustra a Figura 4.6. O primeiro bloco tem o objetivo de efetuar a aquisição das variáveis requeridas no processo de controle, sendo composto por sensores, estágios de condicionamento e conversores analógico-digitais (A/D).

O segundo bloco envolve toda a lógica do processamento das informações e as tomadas de decisões, aqui representado pelo dispositivo FPGA. O terceiro bloco se refere ao circuito de comando que recebe as informações de controle do FPGA e atua nos transistores localizados no circuito de potência, levando-os para a condução ou bloqueio (Condicionamento de Sinal do “Driver” e próprio “driver”).

Durante o desenvolvimento do protótipo em escala reduzida de potência, as dificuldades nos ensaios práticos foram superadas para garantir o sucesso do projeto em escala nominal de 150kW, incluindo-se diversos problemas nos circuitos de condicionamentos dos sensores de temperatura e dos sinais de erro dos circuitos de acionamento de transistores. Tais sinais de comunicação com os “drivers” foram verificados e corrigidos através de técnicas de filtragens analógicas e digitais.

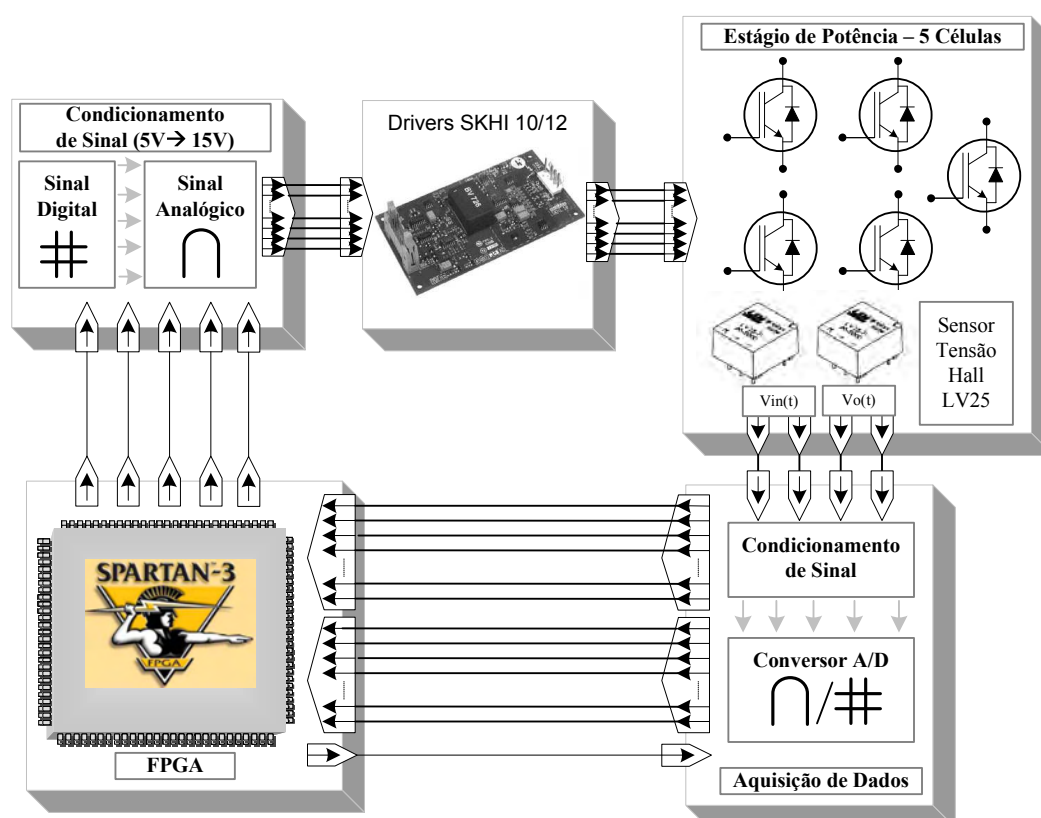


Figura 4.6: Diagrama de blocos simplificado do sistema de controle.

### 4.2.1 Sensores de Tensão

Optou-se pela utilização de sensores de tensão que operam através do efeito “Hall” para aferir as tensões no estágio de saída, e no estágio de entrada proveniente da fonte CA.

O principal motivo concerne em sua própria característica de funcionamento, através do efeito Hall, este tipo de sensor proporciona um sinal de saída que pode ser isolado da massa de potência. Este fato facilita a integração com o circuito de controle que geralmente possui massa diferente da massa do circuito de potência. Foram utilizados sensores de tensão LV 25-P fabricados pela LEM Components.

### 4.2.2 Conversores A/D

Nos sistemas de aquisição das formas de onda de tensão proporcionais às da tensão de saída e da tensão de entrada optou-se pela utilização de conversores A/D convencionais de aproximação sucessiva SAR, com entradas do tipo “pseudo-diferencial”, função “track-hold” inerente, tempo de conversão de 2,3 $\mu$ s e uma interface serial de alta velocidade que facilita a comunicação dos dados com outros dispositivos.

Especificamente, empregou-se o conversor A/D AD7810 de 10 bits para a aquisição da tensão de saída e da tensão de entrada, fabricado pela Analog Devices.

Os principais sinais lógicos da interface serial envolvidos nos processos de conversão são:

**CONVST** – sinal lógico de controle para início de conversão, a borda de descida deste sinal habilita o início da conversão e a borda de subida habilita a porta da interface serial de dados do conversor;

**SCLK** – sinal lógico de controle referente ao trem de pulsos a ser aplicado na interface serial. Determina a frequência com que os dados seriais serão deslocados para leitura;

**DOUT** – barramento serial de saída de dados.

A taxa de amostragem foi estabelecida como sendo 20kHz, o mesmo valor da frequência de operação dos conversores, e o modo de operação do tipo “Power-

*Down*”, ou modo de economia de energia, nos dois conversores empregados. Neste modo de operação o estágio de conversão do conversor A/D é automaticamente desligado ao final de cada tarefa de conversão.

O processo de energização do estágio de conversão, para uma nova aquisição, é comandado pela borda de subida do sinal CONVST e possui a duração de  $1,5\mu\text{s}$ . Decorrido este tempo o conversor efetua o processo de conversão, que possui a duração de  $2,3\mu\text{s}$  para o conversor AD7810, e o resultado da quantização do sinal de entrada é armazenado no registrador de deslocamento serial. Posteriormente, o estágio de conversão é desligado automaticamente. Assim, o mínimo tempo de conversão efetivo neste modo de operação é igual ao tempo de energização mais o tempo requerido para a conversão SAR, aproximadamente igual a  $3,8\mu\text{s}$  para o conversor AD7810. Adicionalmente, a borda de subida do sinal CONVST ativa a porta serial de dados de saída, possibilitando que o dado armazenado no registrador de deslocamento possa ser transferido para a saída DOUT a cada evento de borda de subida do sinal SCLK.

O diagrama da Figura 4.7 mostra como funciona o processo de conversão realizado pelo A/D em termos de seus sinais de controle.

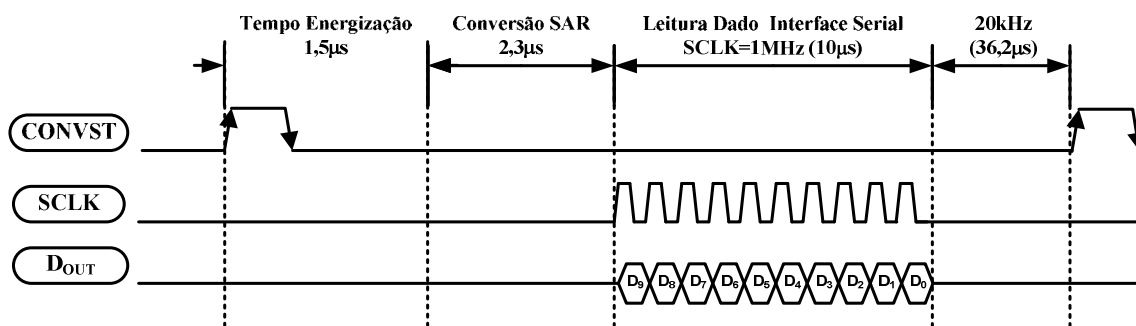


Figura 4.7: Processo de conversão AD7810 em termos de seus sinais de controle.

### 4.2.3 Estágio de Condicionamento de Sinais do Conversor A/D

Na composição do condicionamento das tensões de entrada e de saída, um estágio primário de condicionamento de sinal é acoplado antes do conversor A/D, efetuando um processo de filtragem “anti-aliasing” e adequando as amplitudes dos sinais. Desta forma, as faixas de amplitudes válidas para os sinais coletados são vinculadas à escala de leitura do conversor A/D para que as leituras apresentem a máxima precisão possível.

O circuito esquemático do estágio de condicionamento utilizado na aquisição dos sinais de tensão proporcionais às tensões de entrada e de saída do retificador é mostrado na Figura 4.8. Este circuito é composto basicamente de um filtro analógico do tipo passa baixa de segunda ordem e de um estágio de isolamento dos sinais analisados entre o circuito de potência e o circuito de aquisição de dados.

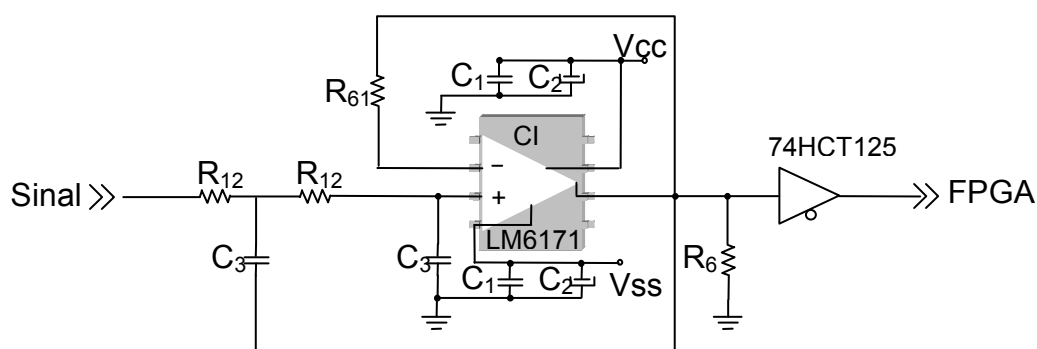


Figura 4.8: Estágio de Condicionamento para os conversores A/D.

#### 4.2.4 Estágio de Condicionamento de Sinais para o “Driver” SKHI 10/12

Os níveis de tensão entre o dispositivo FPGA e o circuito de ataque do semicondutor controlado não são compatíveis, necessitando de um estágio intermediário de condicionamento de sinais, desta forma os circuitos apresentados na Figura 4.9 se fazem necessários.

Três circuitos distintos foram elaborados para prover a comunicação adequada entre os dispositivos em questão, um com a finalidade de transportar o sinal de comando dos semicondutores controlados em alta frequência, outro dedicado ao sinal de “reset” do “driver”, para que o dispositivo seja reiniciado automaticamente em caso de falha no funcionamento, seguida de solução automática do problema, e um terceiro para que um sinal de erro seja enviado ao dispositivo FPGA quando uma eventual falha venha a ocorrer no “driver”.

O circuito de condicionamento do sinal em alta frequência é composto basicamente de um comparador de tensão com um retificador em cascata e tem como finalidade elevar o nível lógico da informação relacionada ao pulso de gatilho proveniente do FPGA no padrão de sinal LVTTTL (3,3V) para o nível lógico CMOS (15V).

O circuito de “reset” do “driver” também é composto por um comparador de tensão, porém esse comparador apresenta um transistor pnp na saída,

proporcionando a conexão da referência de tensão (massa) da alimentação do "driver" ao pino de "reset" do "driver" para que o dispositivo funcione normalmente. Na necessidade de um "reset", o sinal é desconectado e reconectado à massa por um período de  $10\mu\text{s}$ .

O circuito de condicionamento do sinal de erro não passa de um divisor de tensão para adequar o sinal proveniente do "driver" em nível de tensão CMOS(15V) para o nível de tensão LVTTTL (3,3V) com um zener para proteção de sobretensões, que poderia danificar o dispositivo FPGA.

Ocasionalmente, o "driver" SKHI 10/12 pode ser configurado para trabalhar com níveis de sinais lógicos CMOS (5V), entretanto a fabricante recomenda que se utilize sinais HCMOS (15V) tornando-os menos susceptíveis a interferências eletromagnéticas e evitando falhas na comunicação dos dispositivos.

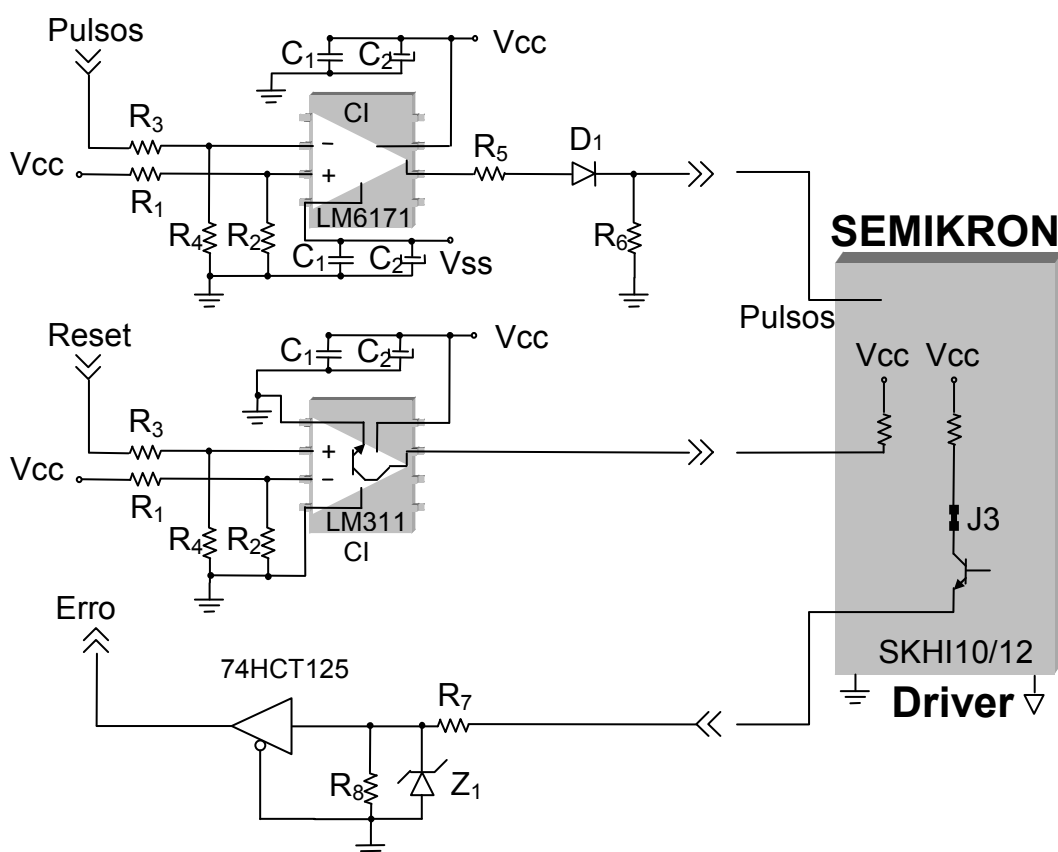


Figura 4.9: Estágio de Condicionamento para o "Driver" SKHI 10/12.

Os três circuitos apresentados na Figura 4.9 foram integrados em uma mesma placa como apresentado na Figura 4.10, que mostra a maquete eletrônica e a placa real, reproduzida em cinco unidades para que todos os módulos de potência



do retificador entrelaçado fossem comandados separadamente. As especificações dos componentes são apresentadas na Tabela 4.14 localizada na página 148.

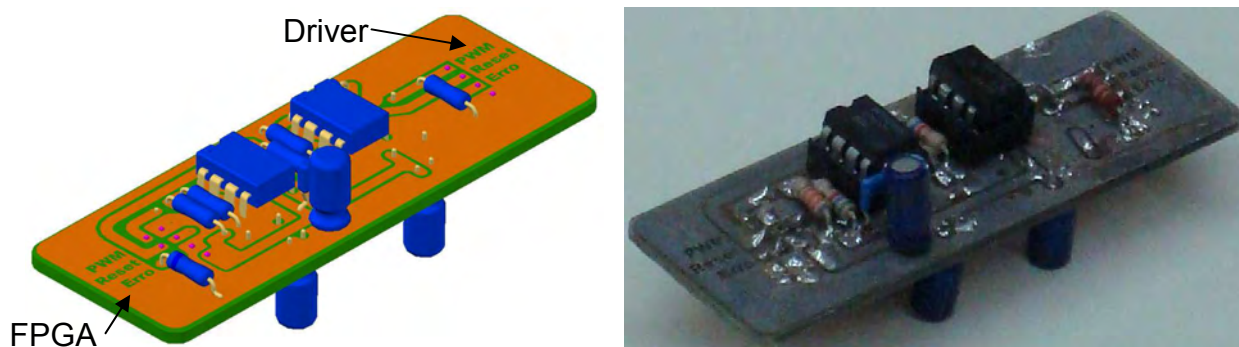


Figura 4.10: Placa de Condicionamento para comunicação entre o FPGA e o “Driver”.

#### 4.2.5 Condicionamento de Sinais dos Sensores de Temperatura

O circuito de condicionamento para propiciar a comunicação entre os sensores de temperatura e o dispositivo FPGA inicialmente era constituído apenas por um divisor resistivo, modificando os níveis de tensão dos sinais de 15V para 3,3V.

Este tipo de condicionamento é muito simples e funciona bem, entretanto sua suscetibilidade às interferências em alta frequência é evidente. A solução para o problema é muito simples, baseada na inserção de um filtro para atenuação de tais ruídos, o que foi feito através de um “buffer” de tensão como apresentado na Figura 4.11, atenuando as interferências características (glitches).

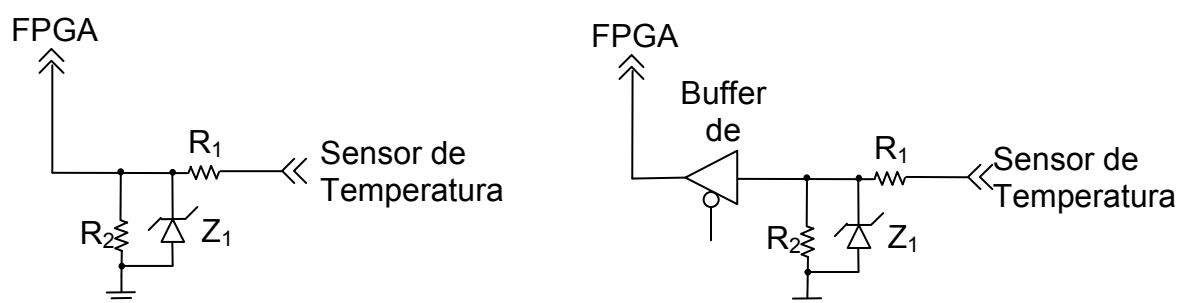


Figura 4.11: Divisor resistivo sem “buffer” e com “buffer” de tensão.

A Figura 4.11 apresenta a placa de condicionamento dos sensores de temperatura. Foi realizada uma modificação no circuito para a integração dos CIs de “buffer” de forma que as dimensões da placa e seus conectores fossem mantidos.

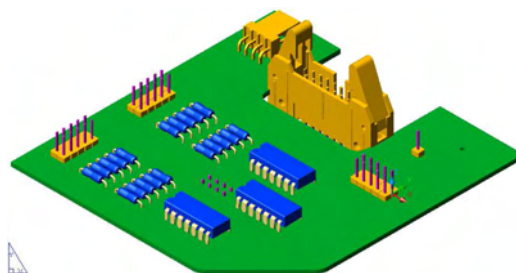


Figura 4.12: Circuito de condicionamento de sinais dos sensores de temperatura.

#### 4.2.6 Estágio de Condicionamento de Sinais para o comando do contator

Neste protótipo em escala reduzida de potência, o contator presente na entrada do retificador, responsável pela energização do circuito de potência, é comandado pelo FPGA, desta forma é necessário um circuito de condicionamento do sinal que adapte o nível de tensão LVTTTL (3,3V) fornecido pelo FPGA para uma faixa de tensão de 12 – 24V recebida pelo “driver” do contator.

Este circuito é composto por um comparador de tensão provido de um transistor pnp na saída, porém outro transistor pnp externo é necessário para fornecer potência suficiente ao dispositivo de ataque (3RH19 24-1GP11) utilizado para comandar o contator (3RT10 25).

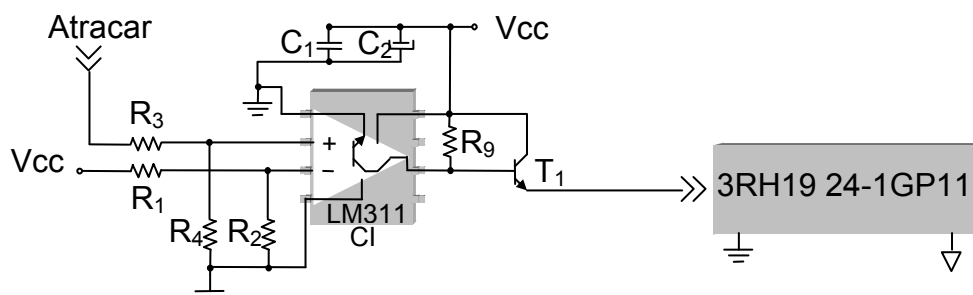


Figura 4.13: Circuito de condicionamento para o “driver” de ataque do contator.

O projeto deste circuito de condicionamento também foi feito em CAD como pode ser observado pela Figura 4.14, que mostra a placa desenvolvida em laboratório a partir da maquete eletrônica.

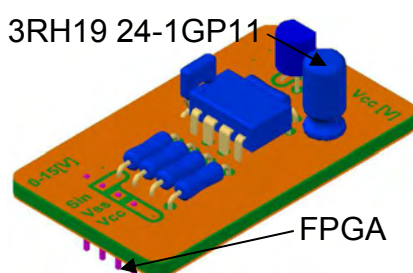


Figura 4.14: Placa de Condicionamento para o circuito de interface de acionamento do contator de entrada.

#### 4.2.7 Centralizadora dos Circuitos de Condicionamento

Em um protótipo, muitas modificações nos circuitos podem se fazer necessárias até que o sistema se torne estável. Por esse motivo, os circuitos de condicionamento foram feitos de forma modular, e para que todas essas pequenas placas fossem adequadamente alimentadas e tivessem seus sinais distribuídos adequadamente, uma placa centralizadora foi desenvolvida.

A Figura 4.15 apresenta o modelo da centralizadora desenvolvido em CAD, que foi desenvolvida fisicamente como mostra a foto na Figura 4.16.

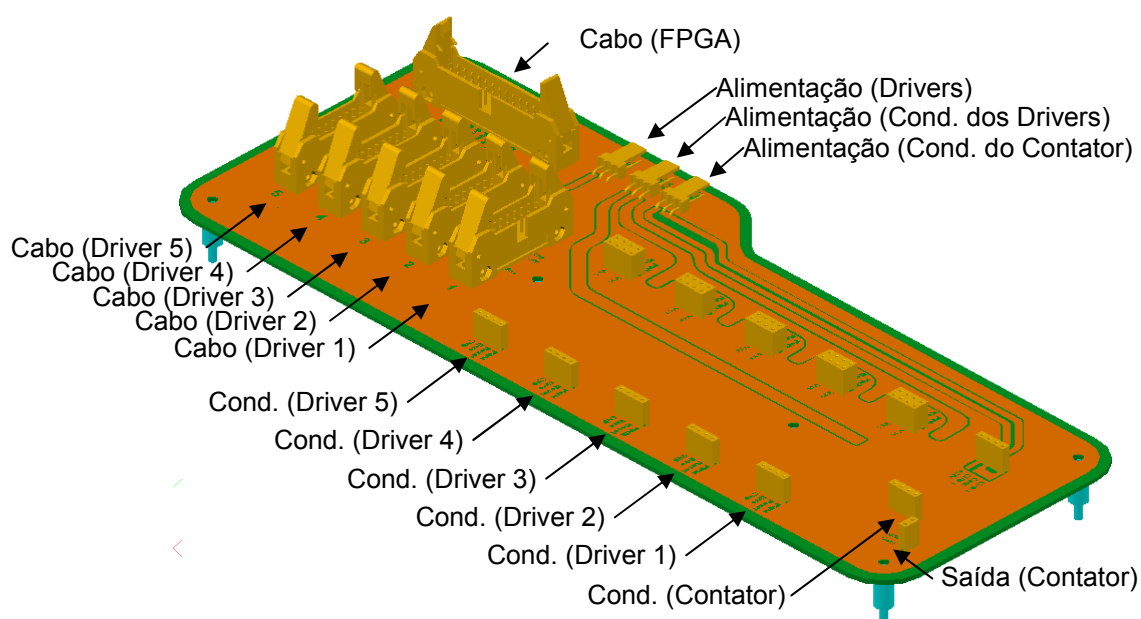


Figura 4.15: Placa Centralizadora de Condicionamento de Sinais (Maquete 3D).

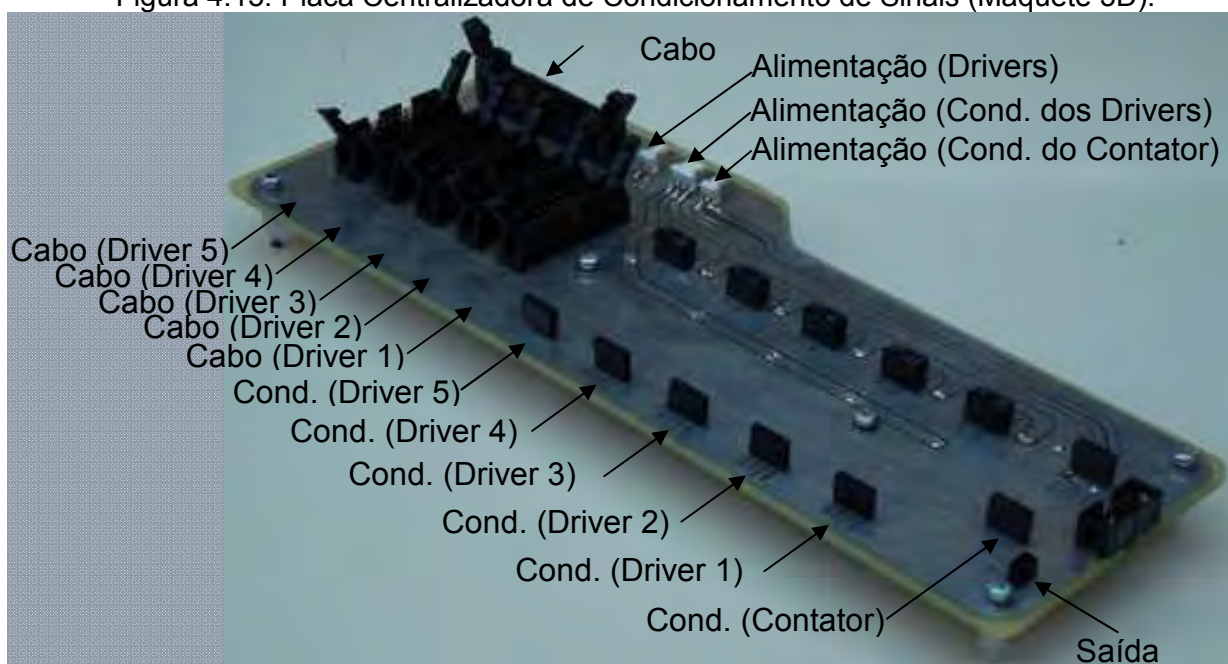


Figura 4.16: Placa Centralizadora de Condicionamento de Sinais (Placa Real).

Esta placa centralizadora é composta integralmente por conectores rápidos, de forma que todas as placas de condicionamento e conexões com outros dispositivos possam ser desconectadas ou trocadas rapidamente.

#### 4.2.8 Alimentação regulada dos Circuitos de Controle

Para que todo o sistema de controle fosse devidamente alimentado, foi desenvolvida uma placa de circuitos dotada de alguns conversores CC/CC isolados e encapsulados (NPH e NDH), para que fosse possível alimentar todo o circuito de comando por um pequeno banco de baterias de 24V, como apresentado na Figura 4.17.

No protótipo de 150kW (escala real), um banco de baterias de 24V alimenta vários circuitos auxiliares do trólebus, facilitando a alimentação do sistema de controle e sensoriamento do retificador CFP entrelaçado.

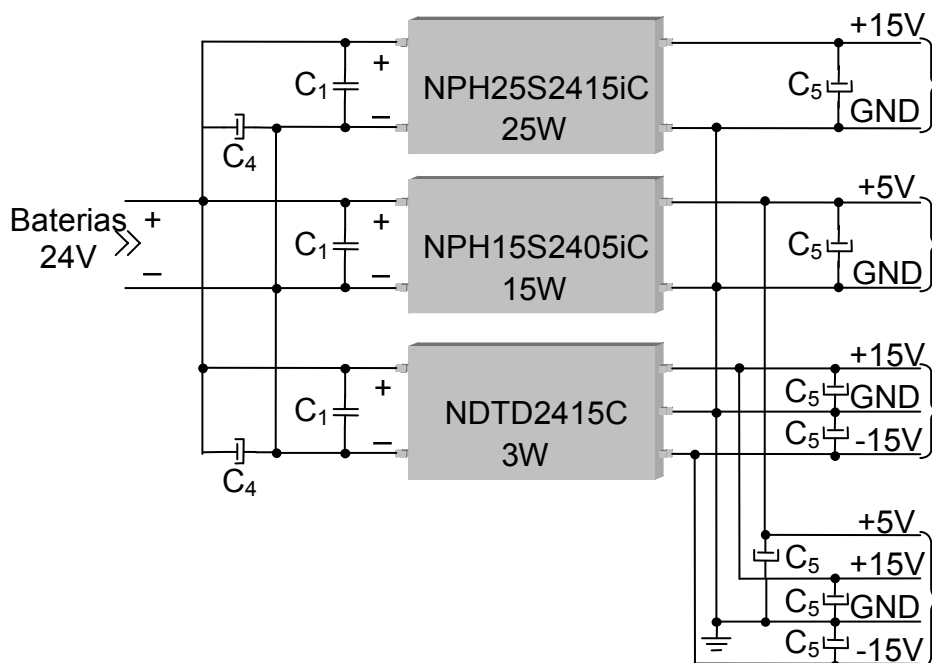


Figura 4.17: Diagrama Esquemático da Placa de Alimentação dos Sistemas Auxiliares do Retificador.

Tanto no modelo em CAD quanto na foto da placa real apresentada na Figura 4.18, podem ser notados três conversores CC/CC encapsulados e seus respectivos filtros capacitivos. Na parte inferior desta placa de circuito impresso estão os filtros capacitivos de alta frequência.

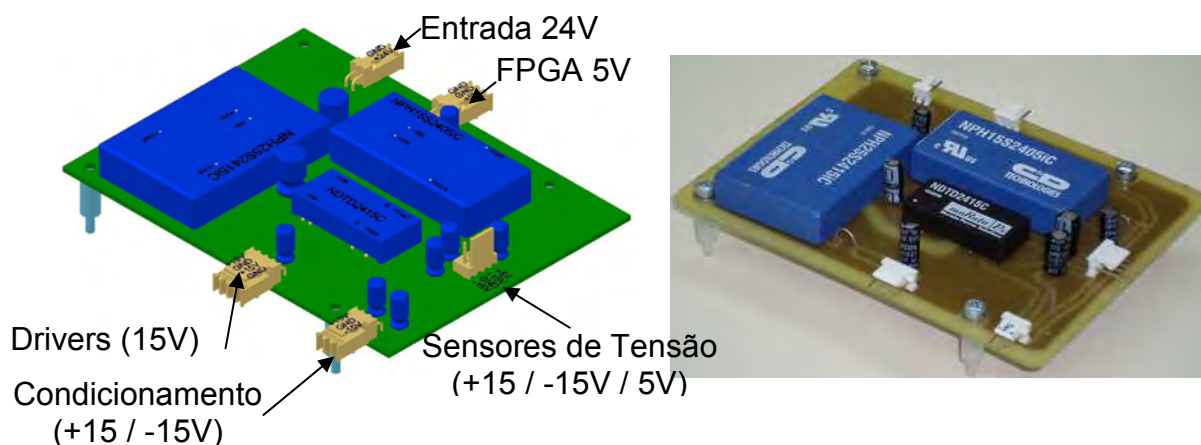


Figura 4.18: Placa com fontes de alimentação (Maquete eletrônica e foto da placa).

Pode-se dizer que esta placa é uma fonte isolada e controlada com todos os níveis de tensão necessários para o devido funcionamento de todos os sistemas auxiliares do retificador CFP, como indicado no modelo tridimensional.

Tabela 4.14: Especificações dos componentes dos circuitos apresentados nas Figura 4.8 até Figura 4.18.

Componente	Valor [ $\Omega$ ]	Componente	Valor
R <sub>1</sub>	33k	D <sub>1</sub>	1N4148
R <sub>2</sub>	5,6k	C <sub>1</sub>	100nF
R <sub>3</sub>	2,2k	C <sub>2</sub>	2,2 $\mu$ F
R <sub>4</sub>	5,6k	T <sub>1</sub>	2N2222
R <sub>5</sub>	470	Cl <sub>1</sub>	LM6171
R <sub>6</sub>	10k	Cl <sub>2</sub>	LM311
R <sub>7</sub>	12k	C <sub>3</sub>	1nF
R <sub>8</sub>	5,6k	C <sub>4</sub>	47 $\mu$ F
R <sub>9</sub>	15k	C <sub>5</sub>	10 $\mu$ F
R <sub>10</sub>	5,6k	Z <sub>1</sub>	BZX79C3V0
R <sub>11</sub>	22k	Cabo "driver"	14 Pinos
R <sub>12</sub>	100k	Cabo FPGA	26 Pinos

#### 4.2.9 Controle (Proteções)

O diagrama de blocos resumido considerando as proteções de operação implementadas através do estágio de controle é apresentado na Figura 4.19.

O sistema de controle de proteções possui um módulo centralizador responsável por gerenciar as informações recebidas dos demais blocos de proteção (temperatura, sobre-tensão, curto-circuito) e por aplicar as ações de proteção atuando no comando dos interruptores.

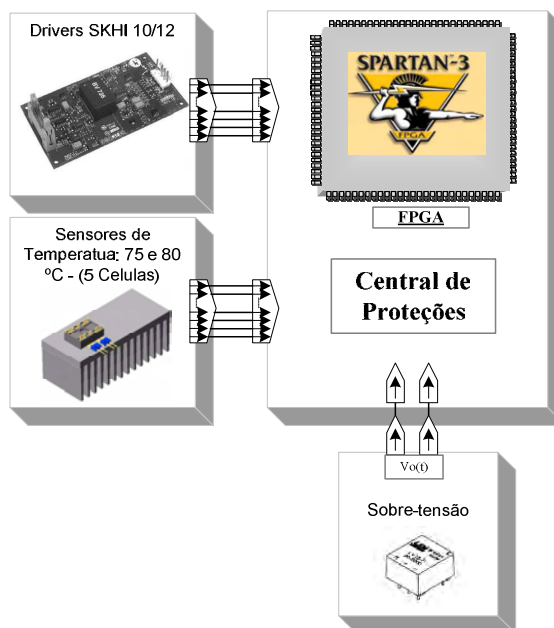


Figura 4.19: Diagrama de blocos resumido dos módulos de controle de proteções.

As proteções podem ser divididas em locais e totais. As proteções locais proporcionam o bloqueio da operação apenas da célula envolvida no problema, como por exemplo, a parada de operação de uma das células por aquecimento excessivo. As proteções totais são os elementos de controle que propiciam o bloqueio de operação do conversor completo, ou seja, de todas as células de potência. Dentre as proteções totais podemos citar, a proteção de sobre-tensão, curto-circuito, e aquecimento excessivo em mais de 3 células de potência.

A seguir são apresentados e descritos os módulos de proteção desenvolvidos no estágio de controle.

#### 4.2.9.1 Proteção de Curto-circuito

As proteções de curto-circuito são proporcionadas aos módulos de semicondutores de maneira discreta para cada célula de operação “boost” pelos “drivers” SKHI 10/12 através da monitoração das tensões coletor-emissor sobre os terminais dos IGBTs.

Caso ocorra um curto-circuito, como todas as células estão conectadas em uma arquitetura paralela, todos os “drivers” vão bloquear os pulsos, sinalizar ao sistema de controle a falha e permanecerem em modo de espera aguardando novo processo de início pelo sistema de controle.

#### *4.2.9.2 Proteção de Sobre-Tensão*

Considerando o acoplamento do estágio de saída do protótipo desenvolvido com o estágio de acionamento motor do trólebus, e que este possui a restrição de operação de tensão de alimentação contínua entre 400V e 720V, um elemento de controle que proporciona uma proteção de sobre-tensão no estágio de saída foi desenvolvido e inserido no sistema de controle.

Basicamente, este módulo de proteção utiliza diretamente a forma de onda da tensão de saída, na forma quantizada e discretizada com uma frequência de amostragem de 20 kHz pelo sistema de aquisição, no processamento de ações. Esta informação relacionada com a tensão de saída é monitorada continuamente pelo estágio de controle de sobre-tensão, desta forma, ao determinar a existência de um único valor superior ao delimitado como limite, envia um sinal de aviso ao módulo central comandando o bloqueio da operação de todas as células de potência.

#### *4.2.9.3 Proteção de Temperatura*

A operação dos módulos de semicondutores (IGBT e Diodo) utilizados na composição das células “boost” é monitorada através de dois sensores de temperatura discretos alocados no dissipador individual de cada célula de potência. Os sensores de temperatura são termostatos bi-metálicos com encapsulamento TO-220, possuindo o comportamento de curto-circuito (interruptor fechado) propiciando nível lógico alto enquanto a temperatura submetida ao seu encapsulamento for menor que a especificada como limite pelo fabricante, e opera como circuito aberto (interruptor aberto) propiciando nível lógico baixo caso a temperatura ultrapasse o limite especificado.

Desta maneira, um sensor foi especificado para atuar considerando uma temperatura inferior à máxima permitida para operação dos módulos de semicondutores com o objetivo de criar um sinal de aviso de aquecimento (75°C), denominado de St-warn. Enquanto o outro foi especificado para atuar considerando a máxima temperatura de junção (125°C), permitida para a operação dos semicondutores, sendo que desta forma, a temperatura no dissipador atinja 80°C, denominado de St-off.

Assim, a metodologia de controle de proteção de temperatura está baseada na monitoração das bordas de subida e descida dos sinais lógicos propiciados pelos circuitos de condicionamento e sensores St-warn e St-off. Considerando que os

sensores de temperatura estão especificados para atuarem em temperaturas distintas, em um processo de sobre-aquecimento das células (sem falhas dos sensores) o sinal lógico St-warn deverá possuir a borda de descida antes da borda de descida de St-off, e ao mesmo tempo, no processo de resfriamento da célula de potência após o desligamento, o sinal St-off deverá possuir a borda de subida antes do sinal St-warn.

Portanto, caso ocorra a existência de borda de descida no sinal St-off, independente da existência da borda de descida de St-warn, a célula de potência relacionada deverá ser imediatamente desligada pelo estágio de controle em função do sobre-aquecimento da mesma.

Adicionalmente, o estágio de controle de temperatura aguarda o restabelecimento dos níveis altos pelos sinais St-warn e St-off, significando que os níveis de temperatura registrados pelos sensores estão abaixo dos limites especificados, o que possibilita o acionamento da célula de potência para o regime normal de operação. Este processo de restauração das funcionalidades é efetuado por um número máximo por 3 vezes, após esgotarem-se as repetições o processo termina por completo e mantém o controle da célula de potência envolvida desligado até intervenção manual para manutenção.

### 4.3 Resultados Experimentais

O protótipo foi submetido inicialmente a uma série de ensaios preliminares considerando baixas escalas de tensão, corrente e potência com o objetivo de ratificar o correto funcionamento do sistema de potência, controle e do conjunto de hardware utilizado para a implementação das leis de controle (drives, condicionamento de sinais, sistema de condicionamento de sinais). A Tabela 4.15 descreve as intensidades utilizadas nos ensaios preliminares.

Tabela 4.15 – Parâmetros utilizados para os ensaios preliminares de teste das leis de controle.

<b>Parâmetros de Ensaio</b>	<b>Valor</b>
Tensão de Entrada (Eficaz)	100 V
Tensão de Saída	250 V
Potência Total (5 Células)	1250W

A atuação do sistema de controle responsável pela implementação da técnica de entrelaçamento foi ativada em todos os ensaios realizados.



### 4.3.1 Modulação PWM Convencional

O primeiro ensaio experimental efetuado considerou a modulação por largura de pulso convencional, ou seja, o intervalo de tempo que o interruptor permanece conduzindo no período de chaveamento não é alterado durante a excursão do período da forma de onda de tensão da rede CA. As formas de onda de tensão e corrente de entrada, e a decomposição harmônica da forma de onda da corrente de entrada são apresentadas na Figura 4.20 e na Figura 4.22, onde se pode comprovar que, apesar da característica de descontinuidade da corrente através do indutor em cada célula “boost”, a corrente de entrada não apresenta descontinuidade devido a aplicação da técnica de entrelaçamento na operação das células de potência.

Neste caso o fator de potência encontrado foi de 0,97, e a DHT encontrada para a forma de onda da corrente foi de 19,27%. A componente harmônica de terceira ordem (180 Hz) apresentou uma intensidade de 19,10% da componente fundamental da corrente, como mostra a Figura 4.21.

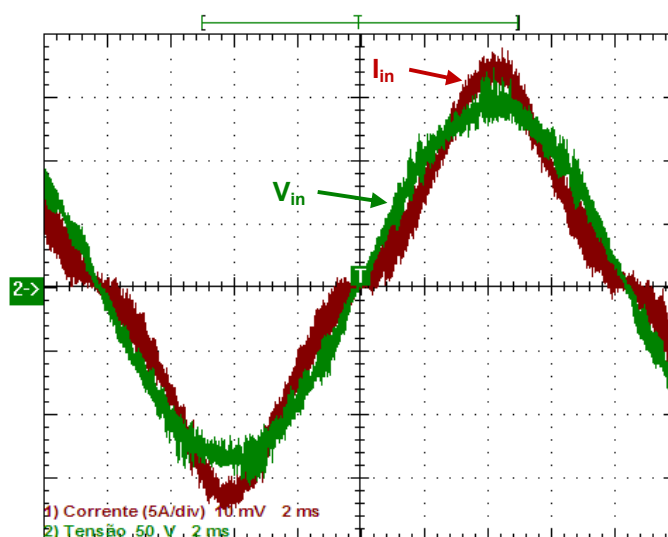


Figura 4.20: Forma de onda de corrente e tensão de entrada, considerando modulação PWM convencional (5A/div, 50V/div, 2ms/div).

Devido ao modo de condução ser descontínuo, a corrente através do indutor “boost”, em cada célula, parte do zero no início do período de funcionamento e retorna a este valor permanecendo assim até o final do período de funcionamento, os interruptores “boost” empregados nas células de potência apresentam a entrada em condução de forma não dissipativa com corrente nula ZCS (“Zero Current Switching”), e o bloqueio dos diodos “boost” também ocorrem de maneira não

dissipativa, com a comutação ocorrendo através de uma derivada de corrente suave de corrente nula (ZCS).

Assim, este modo de operação minimiza uma das principais desvantagens da topologia “boost” convencional em condução contínua, as perdas envolvidas com a recuperação reversa do diodo “boost”.

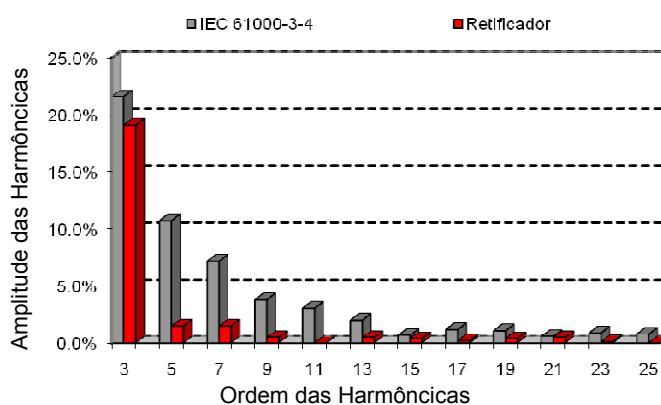


Figura 4.21: Decomposição harmônica da forma de onda da corrente de entrada em função percentual da fundamental.

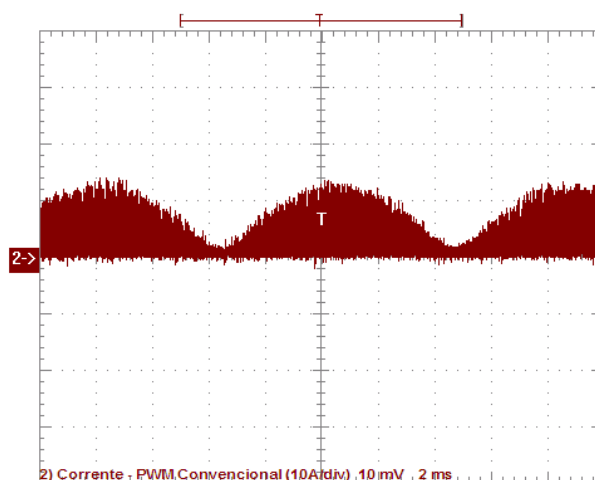


Figura 4.22: Forma de onda da corrente através do indutor em uma das células de potência “boost”, considerando modulação PWM convencional (10A/div, 10ms/div).

### 4.3.2 Modulação com Correção de Corrente

A segunda etapa consistiu na ativação do laço de correção de corrente no sistema de controle. A operação deste laço de correção impõe que a largura do pulso de comando dos interruptores seja ajustada em função do valor instantâneo da forma de onda da tensão de entrada e da intensidade da carga. Através deste mecanismo, como descrito no desenvolvimento das leis de controle, consegue-se uma atenuação na DHT da forma de onda da corrente, minimizando a contribuição

da terceira componente harmônica na DHT da corrente. As formas de onda de tensão e corrente de entrada, e a decomposição harmônica da forma de onda da corrente de entrada, e a forma de onda de corrente através do indutor de uma célula de potência “boost” são apresentadas da Figura 4.23 à Figura 4.25.

Como demonstrado na Figura 4.24, a DHT encontrada para a forma de onda da corrente reduziu de 19%, considerando o caso PWM convencional, para apenas 5,67%, e conseqüentemente o fator de potência elevou-se para 0,99. Especificamente, esta melhoria está diretamente relacionada com a redução da componente de terceira ordem (180 Hz) que passou a representar somente 5,60% da componente fundamental da corrente.

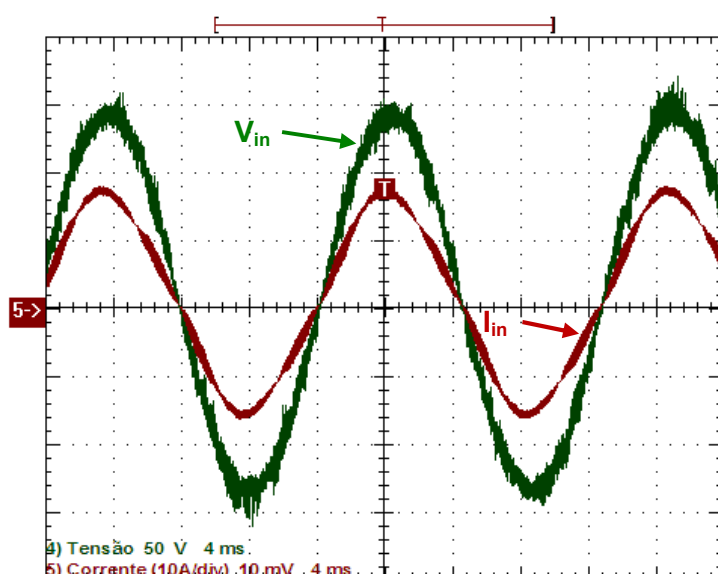


Figura 4.23: Forma de onda de corrente e tensão de entrada, considerando modulação PWM corrigido (10A/div, 50V/div, 4ms).

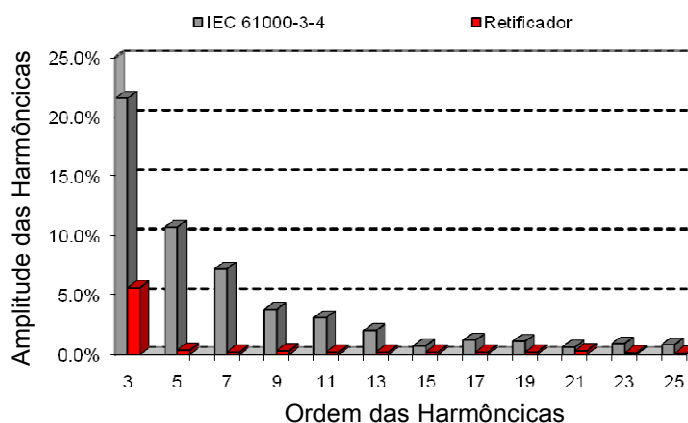


Figura 4.24: Decomposição harmônica da forma de onda da corrente de entrada em função percentual da fundamental.

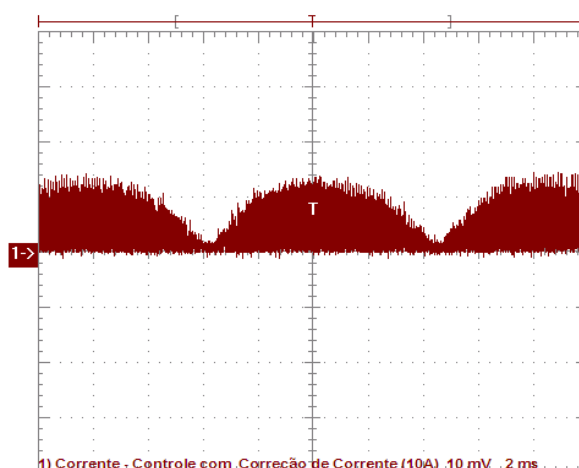


Figura 4.25: Forma de onda da corrente através do indutor em uma das células de potência “boost” (10A/div, 10ms/div).

### 4.3.3 Testes de Modos de Operação

Com o objetivo de analisar o comportamento da operação do protótipo proposto frente às comutações entre redes de alimentação (CA, CC), foi necessário o desenvolvimento de um sistema de simulação da alimentação que propiciasse as formas de onda de tensão relacionadas com as modificações da rede de CA para CC, e de CC para CA.

Para realizar a tarefa foi utilizada uma fonte de alimentação programável modelo 5000i da California Instruments. Entretanto, em função das limitações relacionadas com potência e níveis de tensões máximos permitidos pelo equipamento (5000VA, 270VCA e 270VCC), a construção dos casos foi efetuada considerando apenas uma parcela da potência nominal (1kW), e níveis de tensões de entrada e saída de operação do conversor proporcionais aos do caso real, conservando as mesmas características de operação (ganho estático), como mostra a Tabela 4.16.

Tabela 4.16: Dados de correlação entre estágio real e estágio emulado com fonte programável.

Estágio Real	
Vin-CA	380V RMS (537V pico)
Vout-CC	680V AVG
Vin-CC	600V CC (diferença 80V)
Estágio Emulado com Fonte	
Vin-CA	168V RMS (237V pico)
Vout-CC	300V AVG (ou 345V pela diferença)
Vin-CC	265V CC

Foram desenvolvidos dois casos de transição entre os modos CA e CC. O primeiro caso envolve a transição para o modo CC acontecendo com característica de degrau, e o segundo com característica de rampa. A Tabela 4.17 e a Tabela 4.18 mostram os programas comentados para implementação de cada caso.

Tabela 4.17: Programa para emulação do caso com transição no modo degrau.

<b>OUTP OFF</b>	% ACIONA O COMANDO DE ABERTURA DO RELÉ DE SAÍDA
<b>VOLT: RANGE 270.0</b>	% DEFINE A FAIXA DE ACIONAMENTO DA TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO
<b>MODE AC</b>	% DEFINE O MODO DE OPERAÇÃO EM CA
<b>FREQ 60</b>	% DEFINE FREQUÊNCIA DA FORMA DE ONDA CA
<b>VOLT: AC 0</b>	% DEFINE A AMPLITUDE DA TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO (0V)
<b>CURR 5.00</b>	% DEFINE O VALOR LIMITE DA CORRENTE FORNECIDA PELA FONTE DE ALIMENTAÇÃO (VALOR MÁXIMO)
<b>#DELAY 60</b>	% DEFINE O TEMPO DE OPERAÇÃO NO MODO CA
<b>OUTP ON</b>	% ACIONA O COMANDO DE FECHAMENTO DO RELÉ DE SAÍDA
<b>VOLT: AC 168</b>	% DEFINE A AMPLITUDE DA TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO (220V)
<b>#DELAY 60</b>	% DEFINE O TEMPO DE OPERAÇÃO NO MODO CA
<b>OUTP OFF</b>	% DEFINE O TÉRMINO DO MODO CA
<b>MODE DC</b>	% DEFINE O MODO DE OPERAÇÃO EM CC
<b>VOLT: DC 0</b>	% DEFINE A AMPLITUDE DA TENSÃO CC DE ALIMENTAÇÃO
<b>#DELAY 0.5</b>	% DEFINE O TEMPO DE TRANSIÇÃO ENTRE O MODO CA E CC
<b>OUTP ON</b>	% ACIONA O COMANDO DE FECHAMENTO DO RELÉ DE SAÍDA
<b>VOLT: DC 265</b>	% DEFINE A AMPLITUDE DA TENSÃO CC DE ALIMENTAÇÃO
<b>CURR 5.00</b>	% DEFINE O VALOR LIMITE DA CORRENTE FORNECIDA PELA FONTE DE ALIMENTAÇÃO (VALOR MÁXIMO)
<b>#DELAY 60</b>	% DEFINE O TEMPO DE OPERAÇÃO NO MODO CC, ANTES DO INÍCIO DE UM NOVO CICLO DE OPERAÇÃO.

Tabela 4.18: Programa para emulação do caso com transição no modo rampa.

<b>OUTP OFF</b>	% ACIONA O COMANDO DE ABERTURA DO RELÉ DE SAÍDA
<b>VOLT: RANGE 270.0</b>	% DEFINE A FAIXA DE ACIONAMENTO DA TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO
<b>MODE AC</b>	% DEFINE O MODO DE OPERAÇÃO EM CA
<b>FREQ 60</b>	% DEFINE FREQUÊNCIA DA FORMA DE ONDA CA
<b>VOLT: AC 0</b>	% DEFINE A AMPLITUDE DA TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO (0V)
<b>CURR 5.00</b>	% DEFINE O VALOR LIMITE DA CORRENTE FORNECIDA PELA FONTE DE ALIMENTAÇÃO (VALOR MÁXIMO)
<b>#DELAY 60</b>	% DEFINE O TEMPO DE OPERAÇÃO NO MODO CA
<b>OUTP ON</b>	% ACIONA O COMANDO DE FECHAMENTO DO RELÉ DE SAÍDA
<b>VOLT: AC 168</b>	% DEFINE A AMPLITUDE DA TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO (220V)
<b>#DELAY 60</b>	% DEFINE O TEMPO DE OPERAÇÃO NO MODO CA
<b>OUTP OFF</b>	% DEFINE O TÉRMINO DO MODO CA
<b>MODE DC</b>	% DEFINE O MODO DE OPERAÇÃO EM CC
<b>VOLT: DC 0</b>	% DEFINE A AMPLITUDE DA TENSÃO CC DE ALIMENTAÇÃO
<b>#DELAY 0.5</b>	% DEFINE O TEMPO DE TRANSIÇÃO ENTRE O MODO CA E CC
<b>OUTP ON</b>	% ACIONA O COMANDO DE FECHAMENTO DO RELÉ DE SAÍDA
<b>TRIG:TRAN:SOURCE IMM</b>	% DEFINE TRANSIENTE E MODO DE TRIGGER
<b>LIST:STEP AUTO</b>	
<b>LIST:COUN 1</b>	% DEFINE O NÚMERO DE REPETIÇÕES DO TRANSIENTE
<b>VOLT:MODE LIST</b>	
<b>VOLT:SLEW:MODE LIST</b>	% DEFINE MODO TRANSIENTE EM LISTA
<b>LIST:DWEL 1.000,2.000,1.000</b>	% DEFINE O TEMPO DE OPERAÇÃO PARA CADA ETAPA
<b>LIST:VOLT 270.0,270.0,0.0</b>	% DEFINE A AMPLITUDE DA TENSÃO PARA CADA ETAPA
<b>LIST:VOLT:SLEW 270.001,MAX,270.001</b>	% DEFINE A DERIVADA DA AMPLITUDE DA TENSÃO
<b>LIST:REP 0,0,0</b>	% DEFINE O NÚMERO DE REPETIÇÕES DE CADA ETAPA
<b>INIT</b>	% ACIONA A EXECUÇÃO DO TRANSIENTE PROGRAMADO
<b>#DELAY 4.5</b>	% DEFINE O TEMPO DE INTERRUPÇÃO PARA EXECUÇÃO
<b>ABOR</b>	% FINALIZA OPERAÇÕES DE TRANSIENTES
<b>VOLT: DC 0</b>	% DEFINE A AMPLITUDE DA TENSÃO CC DE ALIMENTAÇÃO

A Figura 4.26, o comportamento no tempo das formas de onda de tensão emuladas. Adicionalmente, as escalas de tempo e amplitudes utilizadas nos modos de operação apresentados nas figuras foram reduzidas com o objetivo de ilustração.

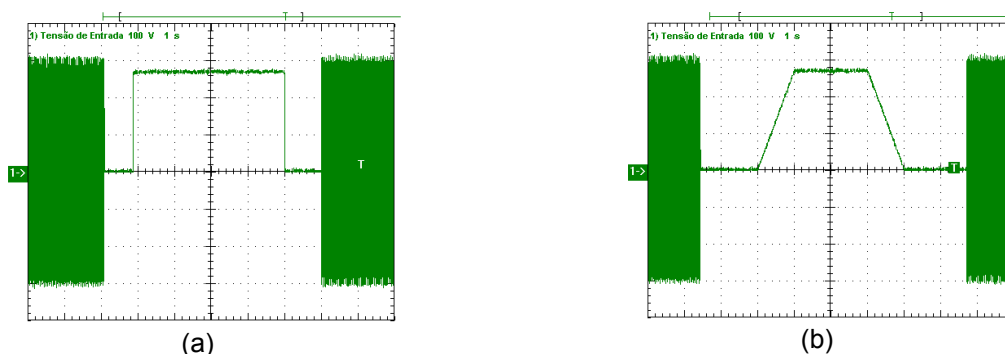


Figura 4.26: Forma de onda de tensão de saída da fonte programável, considerando o caso de transição (100V/div, 1s/div) (a) no modo degrau e (b) no modo rampa.

Da Figura 4.27 à Figura 4.32 apresentam-se os resultados experimentais relacionando o modo de transição degrau, considerando processos de partida, modificação de modos de operação CA para CC e CC para CA, e intensidades de carga (a vazio e com carga). Adicionalmente, nos resultados experimentais obtidos, a tensão de alimentação foi limitada em 165V CA e 265V CC, e a corrente de alimentação foi limitada em 15A CA e 9,2A CC, respeitando as especificações máximas da fonte utilizada.

A Figura 4.27 e a Figura 4.28 mostram detalhes das formas de onda de tensão emuladas através da fonte de alimentação para simular a troca de linha de alimentação pelo veículo.

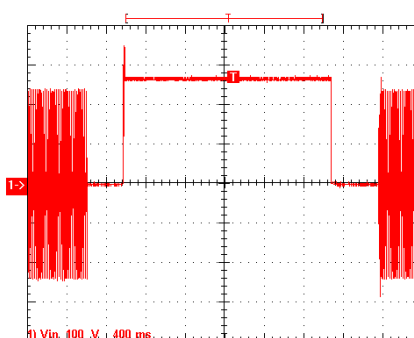


Figura 4.27: Mudança no modo de alimentação CA-CC-CA (100V/div, 400ms/div).

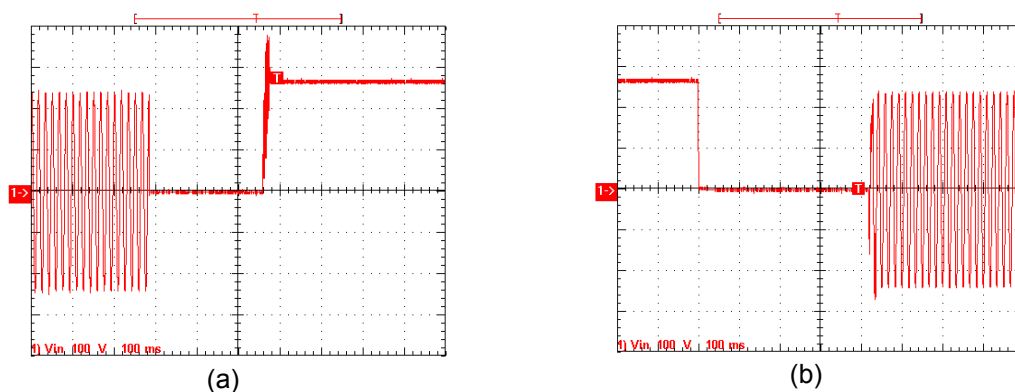


Figura 4.28: Detalhes das mudança no modo de alimentação (100V/div, 100ms/div); (a) Transição CA-CC; (b) Transição CC-CA.

Da Figura 4.29 à Figura 4.32 mostram-se detalhes das formas de onda de tensão e corrente de entrada, e da tensão de saída considerando o processo de partida controlado pelo novo sistema de monitoramento de modos de operação nos casos a vazio e com carga de 2,4kVA. Através destas figuras contata-se que a incorporação do sistema de monitoramento não influenciou na operação dos procedimentos de partida (atuação do contator, processo de subida em rampa da tensão de saída – partida suave).

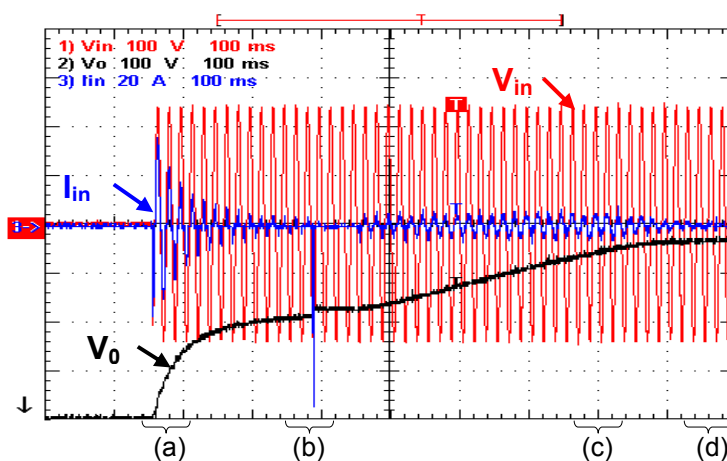


Figura 4.29: Partida CA à Vazio ( $V_{in}$ : 100V/div,  $V_0$ : 100V/div,  $I_{in}$ : 20A/div, 100ms/div).

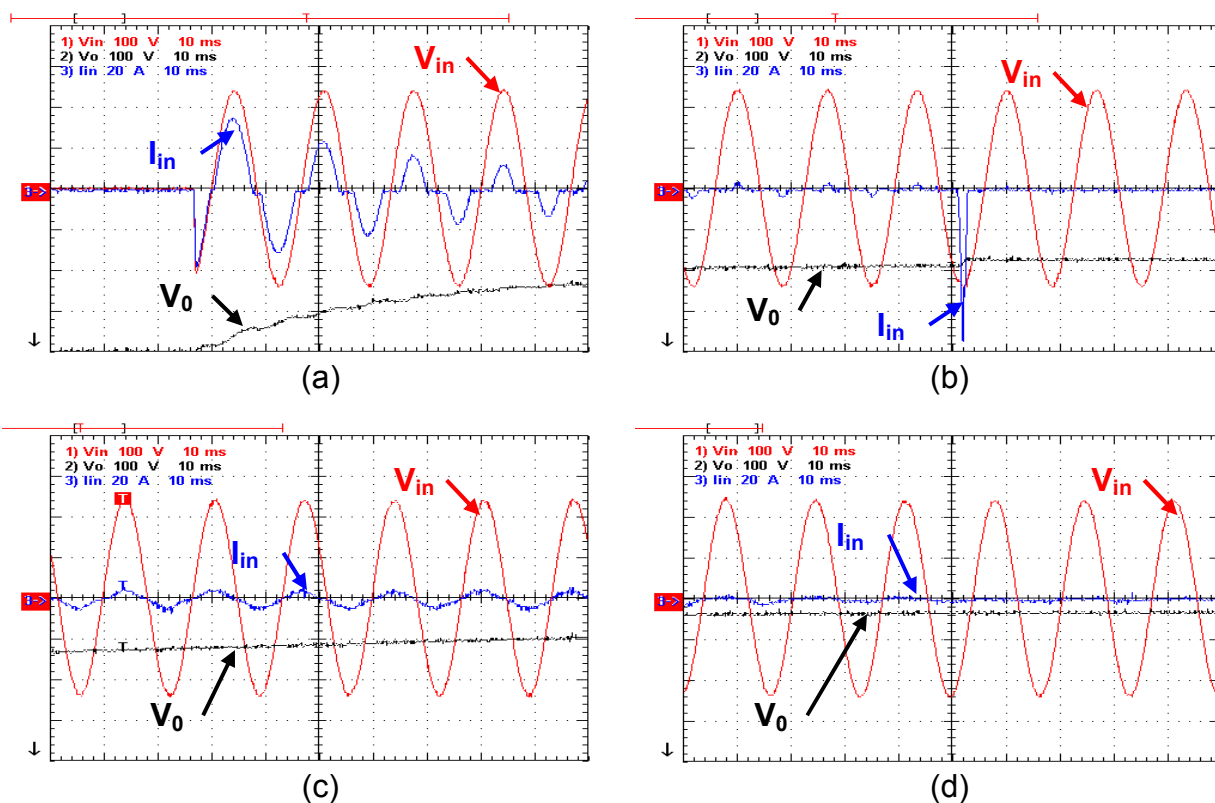


Figura 4.30: Detalhes do processo de partida em CA a vazio ( $V_{in}$ : 100V/div,  $V_o$ : 100V/div,  $I_{in}$ : 20A/div, 100ms/div).

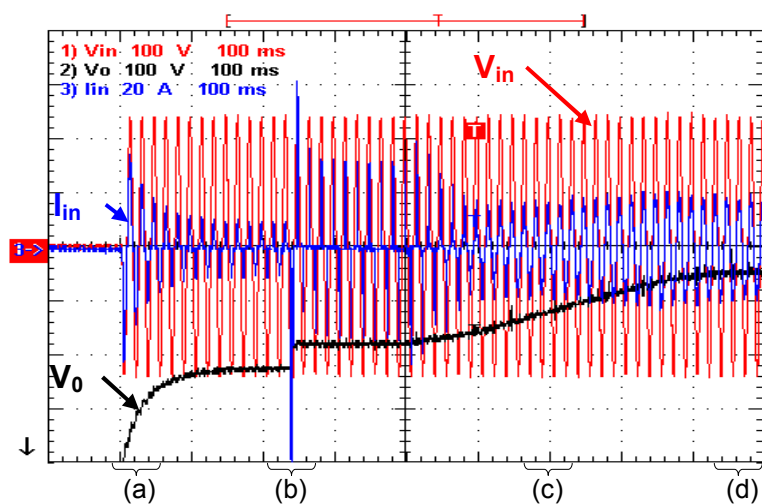


Figura 4.31: Partida CA com carga ( $V_{in}$ : 100V/div,  $V_o$ : 100V/div,  $I_{in}$ : 20A/div, 100ms/div).



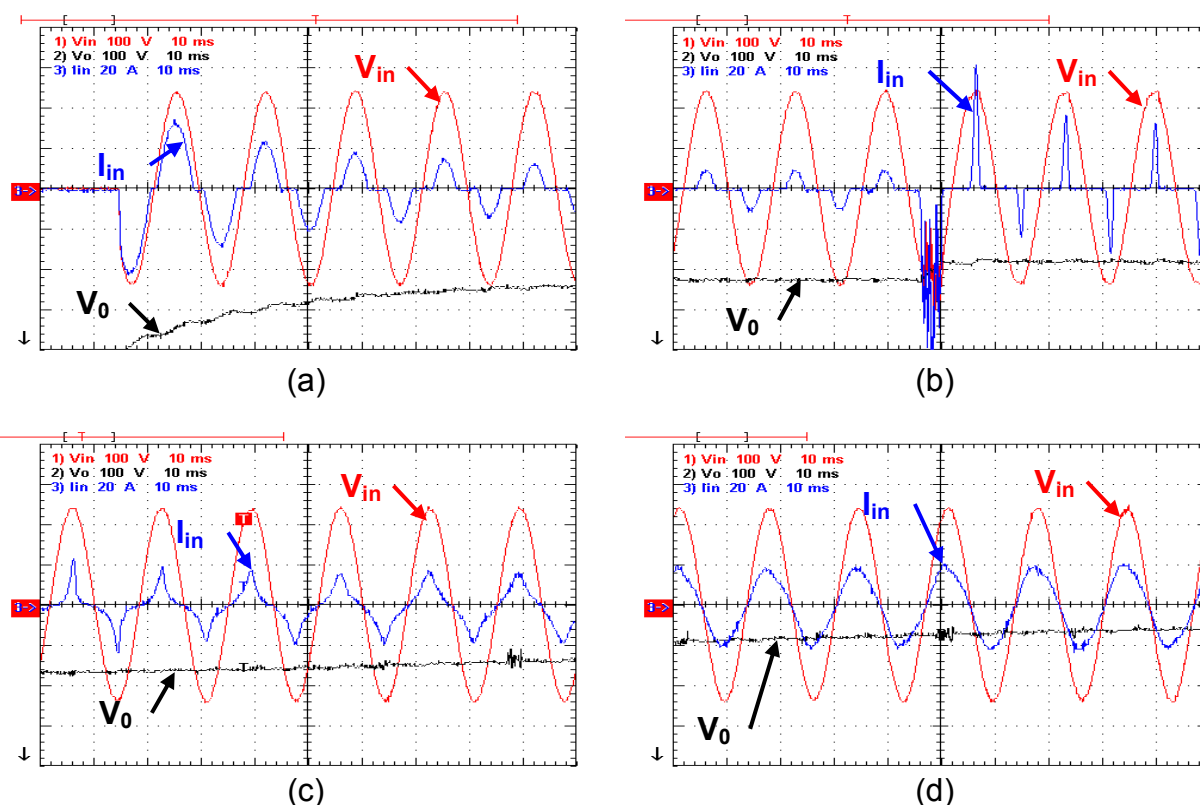


Figura 4.32: Detalhes do processo de partida em CA com carga ( $V_{in}$ : 100V/div,  $V_0$ : 100V/div,  $I_{in}$ : 20A/div, 10ms/div): (a) Partida, (b) Atracamento do contator, (c) Partida suave, (d) Regime Permanente (2,4kVA).

O processo de partida do conversor retificador “boost” inicia-se com a energização do barramento de entrada, quando resistores de “inrush” limitam a corrente inicial do banco capacitivo na saída do conversor “boost”. Ao atingir uma tensão pré-programada, o contator de entrada é atracado, retirando dos resistores de “inrush”, sujeitando o sistema a correntes elevadas e com grande conteúdo de componentes harmônicos por determinado tempo. Após alguns períodos (tempo pré-programado), o conversor inicia seu funcionamento em modo chaveado, elevando a tensão do barramento de saída em alguns ciclos de rede (de forma suave). Pode-se observar que a corrente de entrada passa a apresentar formatos mais senoidais à medida que a tensão no barramento de saída do conversor “boost” torna-se mais elevada, evidenciando a característica de formatos escarpados de corrente para ganhos estáticos diminutos e ganhando um formato praticamente senoidal quando atinge tensão nominal de saída.

Entretanto, notam-se algumas diferenças entre a partida do conversor retificador “boost” com carga e sem carga, apresentando mais severos para a situação em carga obviamente, entretanto, com comportamento bem controlado,

mesmo tempo de partida, até que o regime permanente seja atingido, e tendência ao formato senoidal de corrente, mesmo com tensões abaixo da nominal no barramento de saída do conversor retificador “boost” com CFP.

A Figura 4.33 e a Figura 4.34 mostram detalhes das formas de onda de tensão e corrente de entrada, e da tensão de saída considerando a emulação dos processos de modificação de modo de operação CA-CC-CA nos casos a vazio e com carga. Através destas figuras contata-se que o sistema de monitoramento de modos de operação determinou a característica da forma de onda de tensão de entrada (CA ou CC) de maneira adequada permitindo a operação das células de potência no modo CA e bloqueando a operação das mesmas no modo CC.

Além disso, sempre no processo de transição do modo CC para o CA, o sistema de controle, como no processo de partida, habilita o algoritmo de controle de subida em rampa da tensão de saída, conforme ilustra a Figura 4.35.

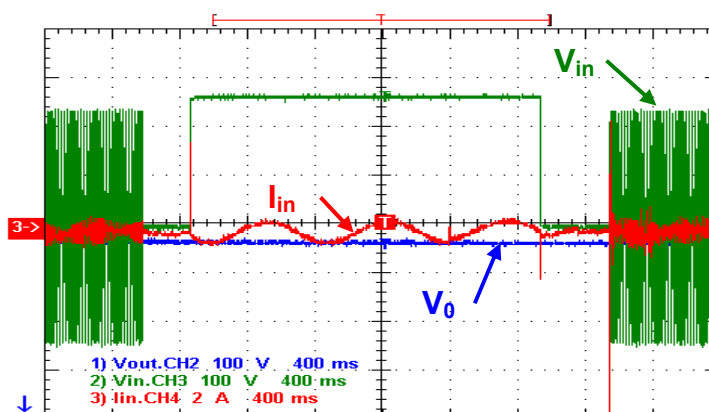


Figura 4.33: Mudança no modo de alimentação CA-CC-CA sem carga ( $V_{in}$ : 100V/div,  $V_0$ : 100V/div,  $I_{in}$ : 2A/div, 400ms/div).

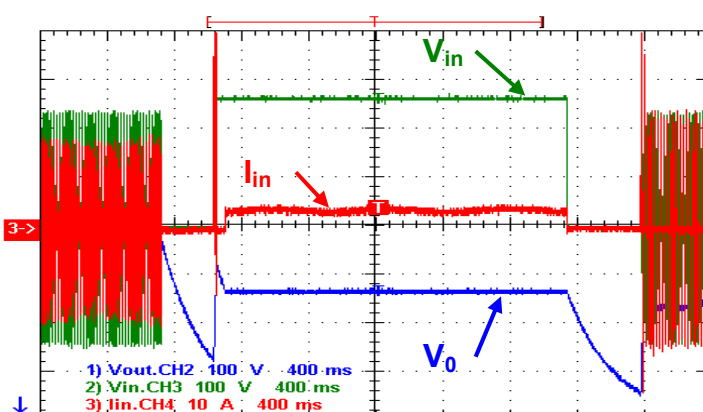


Figura 4.34: Mudança no modo de alimentação CA-CC-CA com carga ( $V_{in}$ : 100V/div,  $V_0$ : 100V/div,  $I_{in}$ : 10A/div, 400ms/div).

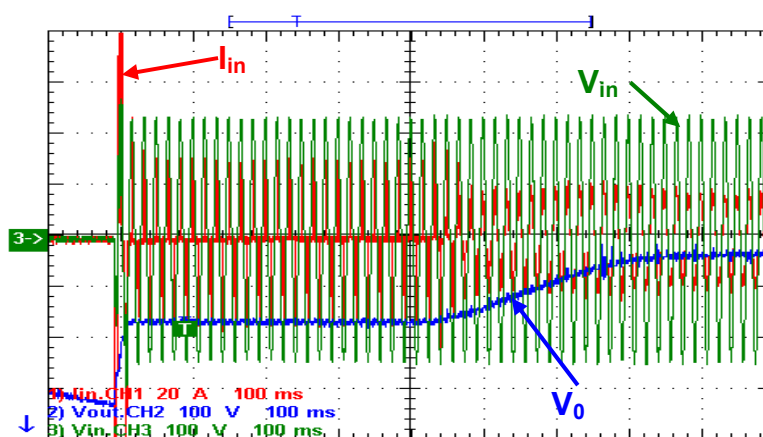


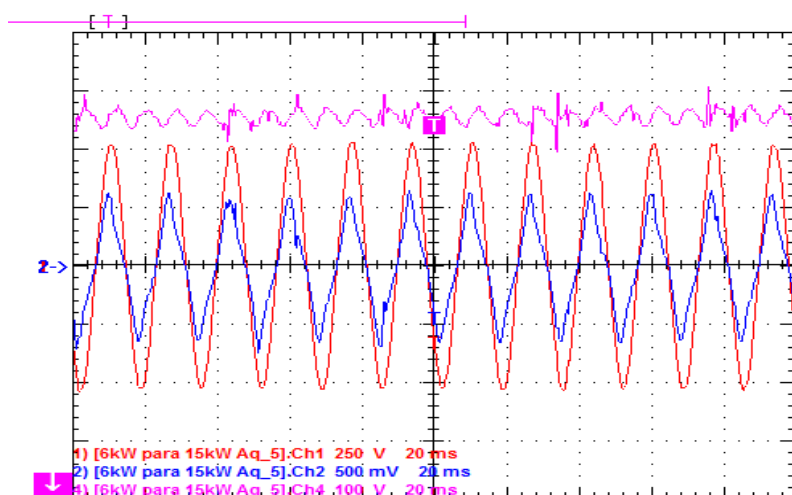
Figura 4.35: Detalhe na mudança no modo de alimentação CC-CA com carga ( $V_{in}$ : 100V/div,  $V_0$ : 100V/div,  $I_{in}$ : 10A/div, 400ms/div).

#### 4.3.4 Análises da forma de onda da corrente de entrada com tensão nominal de alimentação

Após os ensaios realizados com fonte programável, controlada em tensão e em corrente, foram realizados testes com a utilização de um transformador scott, com entrada trifásica em 220V e saída em 380V, utilizando conexão série dos enrolamentos do secundário do transformador. Destes ensaios, são mostrados alguns carregamentos de exemplo, feitas análises das componentes harmônicas da corrente de entrada, fator de deslocamento ( $\cos(\varphi)$ ) e finalmente determinado o fator de potência através da manipulação de (2.38).

As Figuras 4.36 a 4.38, apresentam as formas de onda da tensão de entrada, da corrente de entrada e da tensão de saída para o conversor retificador “boost” operando com três carregamentos diferentes conforme apresentado a seguir. Visivelmente, as formas das correntes apresentadas a seguir possuem maior quantidade de componentes harmônicos quando comparadas à apresentada na Figura 4.23 na página 154.

Esse comportamento mais distorcido da corrente de entrada decorre das distorções na tensão de alimentação do conversor e foi observado que distorções relativamente pequenas no formato da tensão de entrada podem provocar distorções muito mais elevadas na corrente, dependendo das componentes presentes nessa tensão, entretanto, esta relação não é direta, podendo acontecer casos onde a tensão de alimentação apresenta-se mais distorcida e provoque menor influência na distorção da corrente.



S [VA]	5142
TDHi	16,33%
cos( $\varphi$ )	0,990
FP	0,977

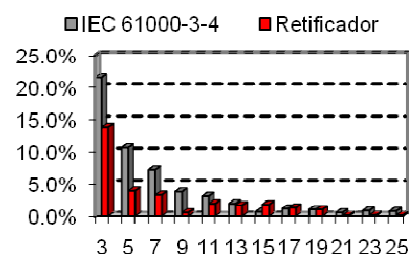
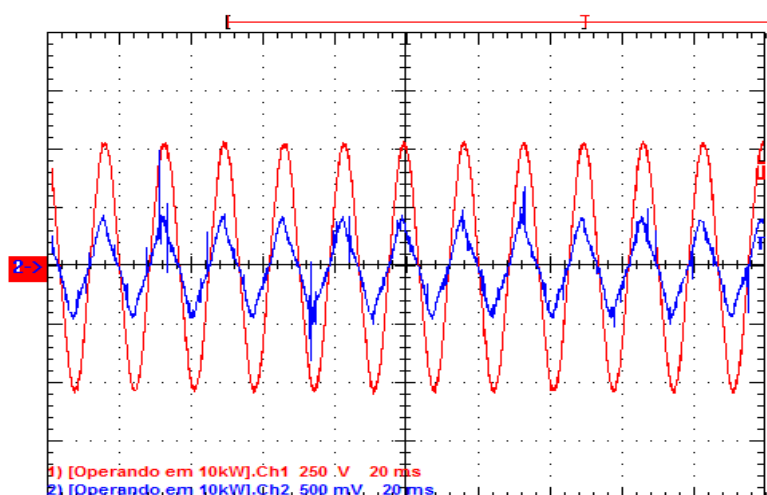


Figura 4.36: Conversor retificador “boost” operando com 1/3 da carga nominal:  
 Ch1: Tensão de alimentação; Ch2: Corrente de entrada (10mV/A);  
 Ch3: Tensão do barramento CC.



S [VA]	9532
TDHi	15,54%
cos( $\varphi$ )	0.986
FP	0.974

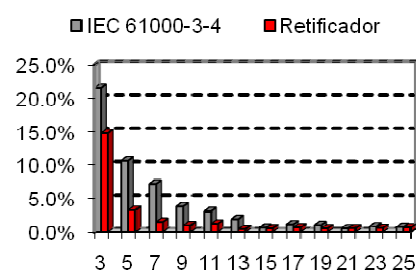
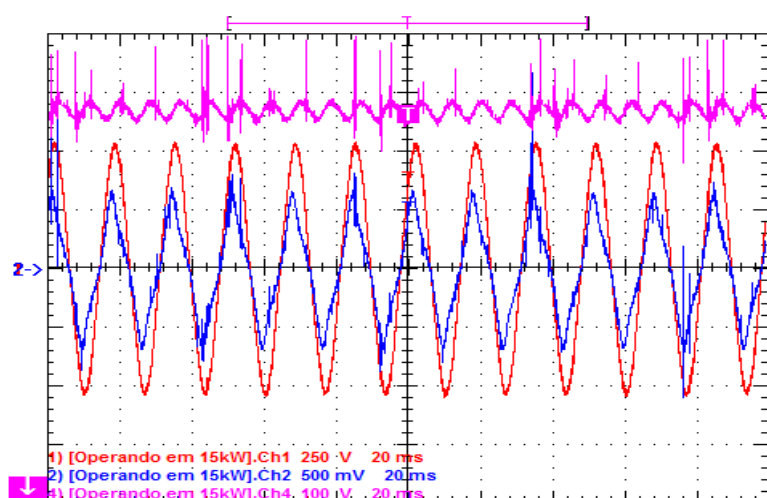


Figura 4.37: Conversor retificador “boost” operando com 2/3 da carga nominal:  
 Ch1: Tensão de alimentação; Ch2: Corrente de entrada (10mV/A).



S [VA]	14474
TDHi	17,85%
cos( $\varphi$ )	0.984
FP	0.968

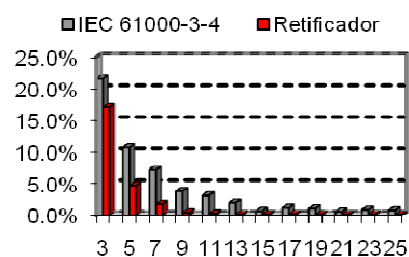


Figura 4.38: Conversor retificador “boost” operando com carga nominal: Ch1: Tensão de alimentação; Ch2: Corrente de entrada (10mV/A); Ch3: Tensão do barramento CC.

Mesmo apresentando maiores distorções na corrente de entrada em função da não idealidade da tensão de alimentação, os resultados obtidos para os ensaios aderiram completamente à norma IEC61000-3-4.

#### 4.3.5 Equilíbrio de Temperatura

Ensaio foram realizados para diversas cargas, observando a estabilidade da temperatura nos semicondutores e no núcleo de ferrite dos indutores “boost”. Para avaliar tais temperaturas, foram monitoradas as temperaturas do dissipador e do indutor, tendo como valores máximos admitidos as temperaturas mostradas na última linha da Tabela 4.19.

Tabela 4.19: Estabilidade da temperatura nos dissipadores e indutores

Temperatura Ambiente	Potência de Saída	Temperatura do Dissipador	Elevação de Temperatura no Dissipador	Temperatura do Indutor	Elevação de Temperatura no Indutor
°C	W	°C	°C	°C	°C
29	<b>2192</b>	<b>35,5</b>	6,5	<b>52,8</b>	23,8
29	<b>1541</b>	<b>32,5</b>	3,5	<b>42,4</b>	13,4
29	<b>3117</b>	<b>34,4</b>	5,4	<b>51,2</b>	22,2
29	<b>4658</b>	<b>37,3</b>	8,3	<b>57,7</b>	28,7
29	<b>6165</b>	<b>39,2</b>	10,2	<b>65,8</b>	36,8
30,5	<b>7809</b>	<b>49,3</b>	18,8	<b>81,4</b>	50,9
31,5	<b>9248</b>	<b>53,0</b>	21,5	<b>87,9</b>	56,4
Máximas	--	<b>80,0</b>	--	<b>100,0</b>	--

#### 4.4 Conclusões

O trabalho de implementação do protótipo foi executado de maneira direta através do modelo desenvolvido como projeto CAD, atingindo os requisitos de densidade da potência almejada, em  $W/po^{3}$ , e de funcionalidade na montagem do conversor retificador “boost” com cinco células entrelaçadas.

Ensaio preliminares foram efetuados com o estágio de potência, os circuitos de condicionamento de sinais e o sistema de controle para ratificação da eficiência operacional dos mesmos.

Os testes preliminares, considerando baixos níveis de potência, mostraram que a componente de terceira ordem da forma de onda da corrente é atenuada de 19% da fundamental (no caso PWM convencional) para apenas 5% da componente fundamental, considerando-se a técnica de correção da corrente imposta pelo

sistema de controle. Em função desta redução, a DHT total da forma de onda da corrente também diminuiu, resultando por fim na elevação do fator de potência de 0,97 para 0,99.

Para os ensaios realizados com tensão nominal através da utilização de um transformador Scott com os enrolamentos do secundário conectados em série apresentaram um nível mais elevado de componentes harmônicas de baixa ordem em função das distorções na tensão de alimentação características de nossas instalações.

O processo de codificação de todas as leis de controle propostas utilizando linguagem de descrição de hardware (VHDL) e núcleos parametrizáveis resultou na utilização de apenas 18% dos recursos lógicos disponíveis no dispositivo FPGA adotado (Spartan III – X3S1000) nesta etapa do projeto.

O arranjo de controle proposto proporciona através de operação em malha fechada, a regulação da tensão de saída e a correção do efeito da não proporcionalidade da corrente de entrada com relação à tensão de entrada e razão cíclica (pré-regulador retificador “boost” operando em MCD).

## Capítulo 5

### PROTÓTIPO EM ESCALA NOMINAL DE POTÊNCIA (150 kW)

Como relatado anteriormente, as ferramentas de desenvolvimento de modelos eletrônicos de precisão tridimensionais auxiliam na montagem dos equipamentos desenvolvidos. Dentre suas vantagens estão as eliminações dos erros grosseiros de “layout”, dimensões e quantidades de materiais utilizados, possibilitando a montagem do equipamento de forma rápida e precisa.

O modelo eletrônico tridimensional do protótipo de 150kW mostrado na Figura 5.1 foi desenvolvido em uma plataforma diferente daquela utilizada para o modelo de 15kW, porém, utilizando a mesma tecnologia de linguagem para desenhos 3D, ou seja, CAD (Computer-Aided Design), fornecendo muito maior precisão e resolução para o desenvolvimento do projeto.

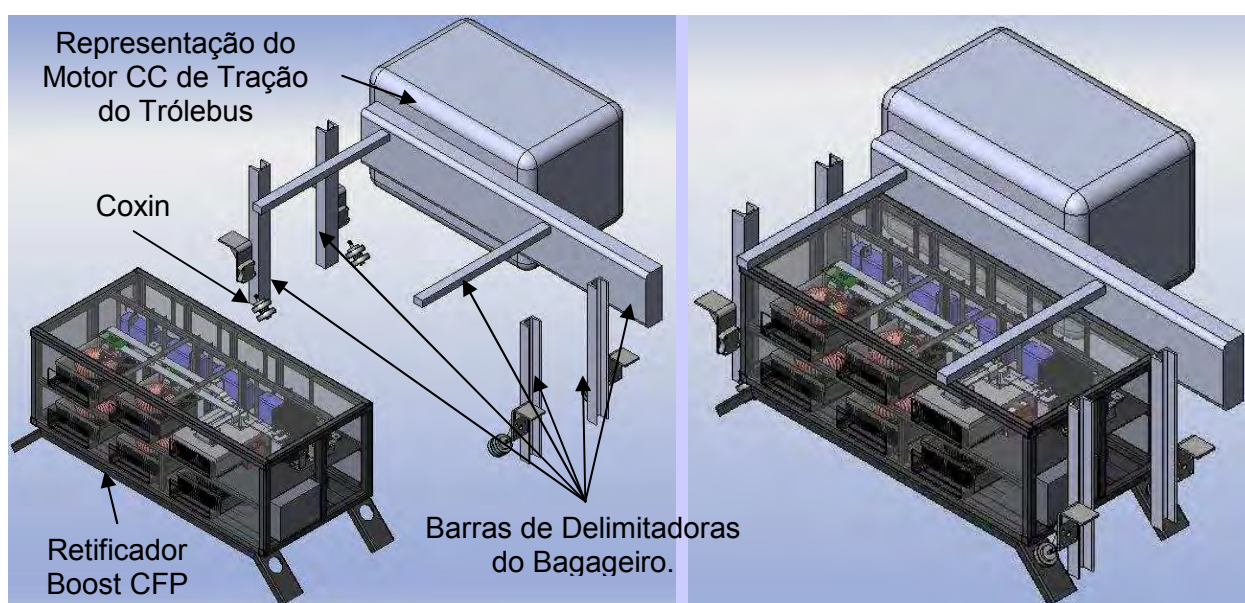


Figura 5.1: Maquete eletrônica CAD do pré-regulador CFP e do bagageiro do trólebus mostrando o sistema de fixação desenvolvido.

Ao observar o modelo mostrado na Figura 5.1, nota-se que as dimensões do conversor estão adequadas ao espaço destinado a ele, que foi adaptado através de soldagem de quatro suportes para a fixação de coxins, (especiais para aplicação em aeronáutica), posicionados em 45° em relação à caixa.

A disposição das células na forma horizontal garante uma boa resistência mecânica para suportar as acelerações do trólebus e possíveis impactos.

Destaca-se a incorporação de todos os circuitos de comando e controle desenvolvidos para o protótipo em baixa escala neste protótipo de potência mais elevada, uma vez que tais elementos passaram por melhorias, evitando falhas de funcionamento e passando por exaustivos testes laboratoriais.

### 5.1.1 Dados Gerais para o Projeto do pré-regulador retificador com 5 células entrelaçadas em 150kW

As equações para os cálculos dos elementos acumuladores de energia, assim como das correntes médias, eficazes e de pico nos semicondutores, e, análise de esforços de tensão para o pré-regulador retificador “boost” no MCD foram apresentadas no item 2.2 e 2.3.

Inicialmente, serão especificados os semicondutores de potência, transistores e diodos; e, em segunda instância, os capacitores que são escolhidos através de valores comerciais pré-determinados e os indutores que serão projetados para os dados especificados no projeto.

Para isso, são re-apresentadas as especificações para o projeto do pré-regulador retificador “boost”, com cinco células entrelaçadas, conforme Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Especificações de projeto para um pré-regulador retificador “boost” com cinco células entrelaçadas e no MCD.

Potência Nominal	P [kW]	150
Número de Células	n	5
Tensão de Entrada	$V_{in}$ [V]	380
Frequência de Entrada (rede)	$f_{in}$ [Hz]	60
Tensão de Saída	$V_0$ [V]	660
Varição Positiva da Tensão de Saída (Valores Médios)	$\Delta V_0^+$ [V]	60
Varição Negativa da Tensão de Saída (Valores Médios)	$\Delta V_0^-$ [V]	60
Ondulação na Tensão de Saída	$\Delta v_0$ [%]	5
Frequência de Chaveamento	$f_s$ [kHz]	20

Todos os cálculos para a determinação de valores dos elementos do pré-regulador e da razão cíclica foram realizados de acordo com o item 2.3 e os capacitores foram adaptados para valores comerciais, logo, o filtro indutivo de EMI foi reajustado.



### 5.1.2 Variação da Tensão de Entrada

Em função da faixa de variação da tensão de saída permitida, pode-se extrair a faixa de variação requisitada da tensão de entrada. De (2.23) determina-se que:  $\Delta V_p = 18,18\%$ .

Dessa forma, a tensão de entrada pode variar em  $\pm 9,09\%$  em relação ao valor da tensão nominal em CA (considerada igual a 380V), o que impõe o valor da tensão de pico mínima de entrada, como uma outra especificação do projeto.

### 5.1.3 Semicondutores

No Capítulo 2, é mostrado que os valores máximos de esforços de tensão nos semicondutores são iguais à tensão de saída do conversor na Figura 2.10. Desta forma, escolhem-se os transistores e diodos com valores de tensão de bloqueio no mínimo 20% acima da tensão máxima de saída do conversor.

As correntes eficazes, médias e de pico, juntamente com as tensões sobre cada semicondutor fornecem informação necessária para a escolha dos semicondutores para este projeto. A Tabela 5.2 apresenta as correntes máximas experimentadas pelos semicondutores, pelo indutor  $L_b$  e pela ponte retificadora de entrada, uma vez que a tensão máxima sobre os transistores é igual à tensão de saída máxima, como mostra (5.1).

$$\begin{aligned} V_{0\text{máx}} &= V_0 + (\Delta V_0^+) \\ V_{0\text{máx}} &= 720\text{V} \end{aligned} \quad (5.1)$$

Tabela 5.2: Correntes do pré-regulador de 150 kW

	Transistor	$D_b$	$L_b$	Retificador Entrada
$I_{\text{ef}}$ [A]	62	103	119	450
$I_{\text{méd}}$ [A]	19	50	69	344
$I_p$ [A]	354	354	354	864

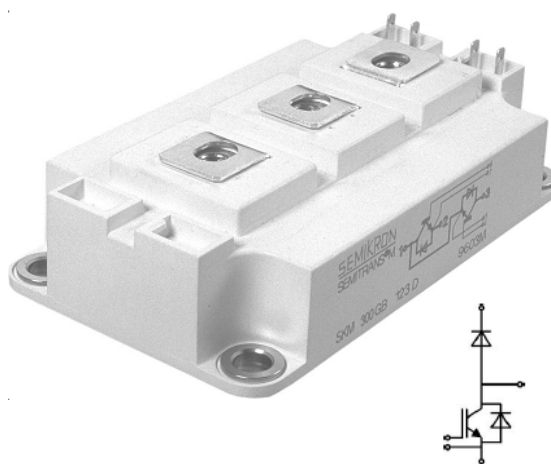
Sendo a corrente de pico na entrada do retificador ( $I_{pIN}$ ), calculada de forma aproximada por (5.2), quando se considera que a THD é composta quase em sua totalidade pela harmônica de terceira ordem.

$$I_{pIN} = I_{effN} \cdot \sqrt{2} \cdot (1 + THD) \quad (5.2)$$

O módulo SKM400GAL128D é um dispositivo que integra um transistor IGBT Ultrafast de canal N com um diodo Fast e de recuperação suave em anti-série, constituindo o conjunto de semicondutores necessários para a implementação do conversor “boost”. Suas especificações de corrente atendem as necessidades desse projeto, como mostrado na Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Correntes suportadas pelo módulo SKM400GAL128D.

Variável	Elemento	
	IGBT	Diodo
$V_{CES}$ [V]	1200	--
$I_C / I_F$ [A]	400	260
$I_{CRM} / I_{FRM}$ [A]	600	600
$V_{CE} / V_F$ [V]	0,9	1,1
$R_{CE} / R_{CE}$ [mΩ]	4	3
$R_{thJC}$ [°K/W]	0,055	0,123
$R_{thCK}$ [°K/W]	0,076	0,076



A ponte retificadora é escolhida de acordo com a corrente média de entrada, e pode ser construída a partir de diodos individuais, pares de diodos ou pontes a diodos, em um mesmo encapsulamento.

A escolha correta dos elementos depende de uma série de fatores, e os principais são: custo, tensão em condução e resistência em condução, determinando as perdas em condução dos semicondutores.

Tabela 5.4: Braço retificador a diodos utilizado na ponte completa do pré-regulador retificador

Variável	SKKD
$V_{RMS}$ [V]	900
$I_{FSM}$ [A]	10.000
$I_{FAV}$ [A] ( $T_c = 100^\circ\text{C}$ )	380
$V_F$ [V]	0,8
$r_T$ [mΩ]	0,35
$R_{thJC}$ [°K/W] (por	0,116
$R_{thCK}$ [K/W] (por	0,04



Obs.: Todos os dados pressupõem uma temperatura de junção superior a 125°C.

Entre as muitas possibilidades pesquisadas, foi escolhido o braço com dois diodos SKKD 380/08, cujos dados mais relevantes são apresentados na Tabela 5.4.

#### 5.1.4 Capacitor de Saída e Indutor “Boost”

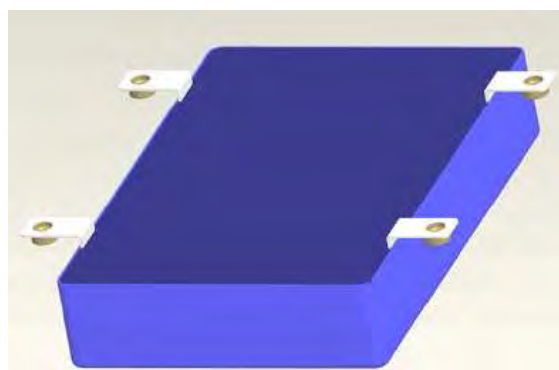
O valor do capacitor de saída foi calculado conforme o item 2.3.2 e aproximado a um valor comercial. Inicialmente o capacitor escolhido foi o HVGF6A2G183YG da Hitachi que suporta tensões de até 450 V e possui capacitância igual a 18 mF. Para este dispositivo seria necessária a associação de dois elementos em série para atender o valor de tensão e quatro conjuntos série em paralelo para que o valor aproximado de capacitância do projeto fosse atingido.

Entretanto, considerando-se os elevados valores eficazes de corrente através dos filtros capacitivos, e, suas conseqüentes perdas, numa análise mais aprofundada à respeito das tolerâncias de corrente nos elementos capacitivos, ficou demonstrada a necessidade do uso de capacitores de filme, pois as correntes pulsadas em alta frequência podem diminuir drasticamente a vida útil de capacitores eletrolíticos, o que não ocorre com os capacitores de filme, projetados para processar altas correntes em altas frequências.

Portanto, a escolha do capacitor de filme (Epcos) foi feita em função de sua elevada capacidade de corrente eficaz, com baixas perdas e reduzida temperatura de operação, resultando em reduzidos volume e peso. O capacitor especificado foi o B25655J8607K\*\*3 e seus dados relevantes são apresentados na Tabela 5.5. Obviamente, foram associados apenas em configuração paralela, para a obtenção do valor especificado para o filtro de saída do retificador “boost”.

Tabela 5.5: Valores Relevantes do Capacitor B25655J8607K\*\*3 (Epcos).

Capacitância	600 $\mu$ F
Tensão de Operação	800 VDC
Corrente Máxima	80 A
Indutância Série	10 nH
Resistência Série	1,7 m $\Omega$
Dimensões	
Largura	107 mm
Comprimento	159 m
Altura	51 mm



Já o indutor “boost” é um elemento construído de forma dedicada às necessidades do projeto.

Todavia, os indutores foram projetados e confeccionados por um revendedor da “*Micrometals*”, que avaliando os parâmetros de especificados, projetou os indutores de acordo com as especificações apresentadas na Tabela 5.6, cujo gráfico da variação da indutância em função da corrente é apresentado na Figura 5.2.

L <sub>p</sub>	Indutância	11,8 μH
	Volume	908 cm <sup>3</sup>
Núcleo	Modelo	T520-34D
	Material	Iron Powder
Enrolamento	Num. de Voltas	14
	Litz	200 fios #24AWG
	Volta	200 mm
	Comprimento	3,0 m

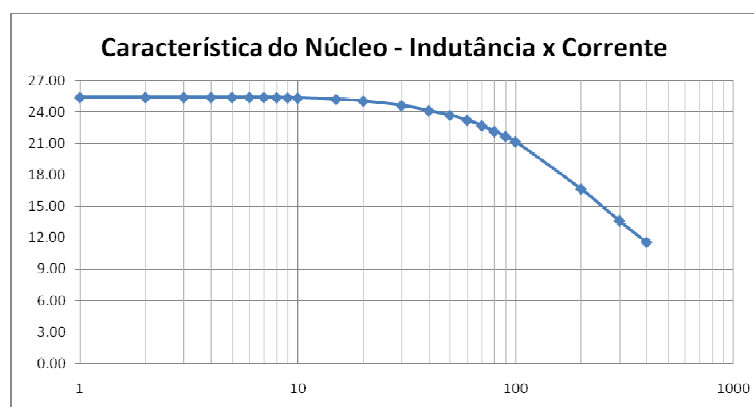



Figura 5.2: Variação da indutância em função da corrente que flui pelos indutores “boost” projetados com núcleos T520-34D.

### 5.1.5 “Snubber” RC e RCD

Conforme apresentado no item 2.3.6, foi calculado um “snubber” RC para cada semicondutor (IGBT e Diodo “Boost”) e um “snubber” RCD para o IGBT de cada célula com a finalidade de grampeamento de sobre-tensões.

Tabela 5.7: Valores de projeto para “Snubbers” e Grampeadores.

IGBT	RC	Rsn <sub>IGBT</sub>	50 Ω
		Csn <sub>IGBT</sub>	3,3 nF
	RCD	Rgr <sub>IGBT</sub>	18 kΩ
		Cgr <sub>IGBT</sub>	330 nF
		Dgr <sub>IGBT</sub>	MUR880
D <sub>p</sub>	RC	Rsn <sub>Db</sub>	50Ω
		Csn <sub>Db</sub>	3,3 nF

### 5.1.6 Filtro de EMI

Foi mostrado no item 2.1 que o acréscimo de células entrelaçadas no conversor provoca a diminuição do filtro de EMI. Dessa forma, pode-se aproveitar a associação das indutâncias de dispersão dos transformadores de alimentação da linha para a implementação de um filtro LC, com capacitância calculada de acordo com (5.3).

$$C_f = \frac{25}{L_f \cdot (\pi \cdot f_s \cdot n_c)^2} \quad (5.3)$$

Sendo:

$C_{EMI}$ : Capacitância do filtro de EMI;

$L_{EMI}$ : Indutância de dispersão equivalente da associação dos transformadores de alimentação da linha e da própria linha.

Ficou demonstrado que o filtro de entrada originalmente instalado no trólebus, apresentado na Tabela 5.8, foi suficientemente adequado como filtro de EMI para as componentes de alta frequência da corrente de entrada para operação em CA, sendo composta por um banco capacitivo após o contator de entrada e a própria linha de alimentação do trólebus.

Tabela 5.8: Filtro de entrada do trólebus

Cf	24 μF
Lf	Indutância da Linha

### 5.1.7 Estimativa de Perdas e Rendimento do Conversor

De acordo com as equações apresentadas no item 2.3.7, elaborou-se a Tabela 5.9, mostrando as perdas em cada componente do conversor e as perdas totais estimadas do pré-regulador retificador entrelaçado completo.

Tabela 5.9: Estimativa de Perdas no conversor

Componente	Perdas [W]	Quantidade	Perdas Totais [W]
IGBT	576	5	2880
“Snubber” do IGBT	35	5	175
Grampeador do IGBT	35	5	175
Diodo “Boost”	170	5	850
“Snubber” do Diodo “Boost”	35	5	175
Indutor “Boost”	20	5	100
<b>Subtotal: Célula “Boost”</b>	<b>871</b>	<b>5</b>	<b>4356</b>
Banco Capacitivo de Saída	272	1	272
Ponte Retificadora	356	2	713
<b>Geral: Pré-Regulador de 150 kW</b>	<b>5341</b>	<b>1</b>	<b>5341</b>

Portanto, para a condição nominal, com o rendimento do pré-regulador retificador calculado de acordo com (2.64), tem-se que o valor estimado de

$$\text{rendimento é: } \eta = \frac{150.000}{155.341} = 0,96 .$$

### 5.1.8 Dissipadores de Calor para os Semicondutores

Os cálculos para o dimensionamento dos dissipadores foram realizados de acordo com o item 2.3.7.6, considerando a temperatura de junção dos semicondutores a 125°C com ventilação forçada de 6m/s.

Escolheu-se o perfil com a menor resistência térmica do catálogo da Semikron (IP16), cujas características se encontram na Tabela 5.10, minimizando o volume do conversor. A Tabela 5.11 mostra os valores de potência dissipada pelos semicondutores e as dimensões do dissipador utilizado para cálculo.

Parâmetro	Valor
Resistência Térmica sem ventilação forçada [°C/W/4”]	0,52
Resistência Térmica com ventilação a 6m/s [°C/W/4”]	0,12
Dimensões [mm]	215 x 77
Massa por metro [Kg/m]	24

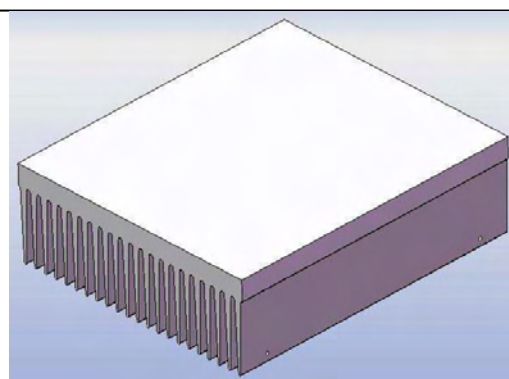


Tabela 5.11: Valores de perdas nos semicondutores e dimensões de dissipadores

Componente	Quantidade	$P_{\text{diss}}$ [W]	$R_{\text{thKA}}$ [ $^{\circ}\text{C}/\text{W}/4$ "]	$l_{\text{diss}}$ [m]
SKM400GAL128D	5	746	0,12	5 x 0,25
SKKD 380/08	2	356	0,12	1 x 0,25

Utilizando-se o gráfico de compensação de ventilação forçada fornecido pelo fabricante, verifica-se a necessidade de 1,5 m lineares de dissipador, o que daria uma massa de 36 kg.

### 5.1.9 Elementos e Parâmetros Gerais do Projeto

Os elementos básicos do projeto de potência do conversor retificador “boost” com CFP, entrelaçado e no MCD, foram especificados de são apresentados na Tabela 5.12, possibilitando uma melhor visualização do projeto como um todo.

Tabela 5.12: Elementos e Parâmetros Gerais do projeto de potência

	Projetado	Componente	Quantidade	Associados
Razão Cíclica Nominal	0,167	--	--	--
Indutor “Boost” ( $L_b$ )	11,79 $\mu\text{H}$	11,8 $\mu\text{H}$	5	--
Capacitor de Saída ( $C_0$ )	17,36 mF	600 $\mu\text{F}$	24	14,4 mF
Transistor IGBT	--	SKM400GAL128D Módulo “Boost”	5	--
Diodo “Boost”	--			
$R_{\text{sn}}$	50 $\Omega$	50 $\Omega$	10	--
$C_{\text{sn}}$	3,3 nF	3,3 nF	10	--
$R_{\text{gr}}$	2 k $\Omega$	2 k $\Omega$	5	--
$C_{\text{gr}}$	330 nF	330 nF	5	--
$D_{\text{gr}}$	--	MUR880	5	--
Retificador de Entrada	--	SKKD380/08	2	Ponte
Dissipador de Calor	--	IP16	1,5 m	--

### 5.1.10 Arranjos e estimativas de massa, volume e densidade de potência

Densidade de potência e massa de um conversor chaveado, são parâmetros importantes, pois sua implantação pressupõe massa e volume reduzidos com relação à elementos lineares para o processamento e regulação de energia elétrica.

Obviamente, num primeiro protótipo sempre as características do produto podem ser aprimoradas, desta forma, o protótipo apresentado pode não possuir uma

densidade ótima de potência ou uma massa muito baixa, cabendo ainda otimizações.

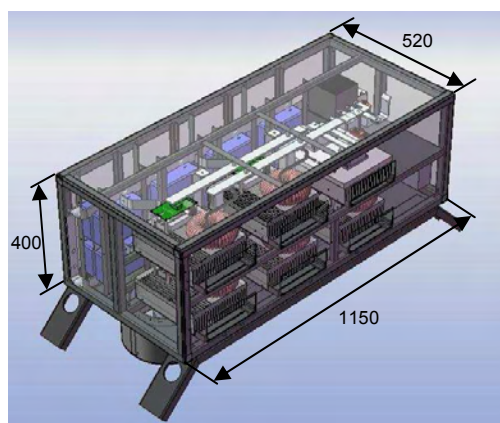
Para avaliar a massa inicialmente, são apresentadas as estimativas de massa dos principais elementos do conversor, baseadas em valores de catálogos, e nos modelos 3D desenvolvidos em plataforma CAD. Os valores de massas individuais e geral são apresentados na Tabela 5.13.

Tabela 5.13: Estimativa de massa dos componentes principais do conversor de 150kW

	Dimensão [mm]	Massa Individual [kg]	Quantidade [unidade]	Massa Total [kg]
Dissipador IP16	250	6,000	6	36,000
SKM400GAL128D	--	0,325	5	1,625
SKKD 380/08	--	0,600	2	1,200
Indutor Toroidal	--	4,000	5	20,000
Capacitor	--	1,000	24	24,000
Barramentos 5 x 32	5500	1,424	--	7,832
Barramentos 3 x 20	2400	0,600	--	1,440
Porta Fusível	--	1,000	1	1,000
Fusível	--	2,500	1	2,500
Estrutura metálica	--	87,000	1	87,000
Demais Partes	--	13,903	1	17,403
<b>Total</b>				<b>200,000</b>

Obs.: O item *Demais Partes* compreende placas de controle, ventiladores, cabos de sinal e outros. As baterias e o contator não foram considerados.

O volume do conversor é obtido diretamente da inspeção de suas medidas externas, e com isso fica fácil determinar a densidade de potência apresentada na Figura 5.3. Uma desvantagem do protótipo que diminuiu razoavelmente a densidade de potência, foi a necessidade de se fazer um equipamento totalmente independente do veículo e com estrutura de acomodação.



Especificações	
Volume [m <sup>3</sup> ]	0,2392
Volume [in <sup>3</sup> ]	14597
Massa [kg]	200
Potência [W]	150000
[W/in <sup>3</sup> ]	10,3

Figura 5.3: Conversor projetado para instalação no trólebus (dimensões em mm).



## 5.2 Resultados de simulação

Embora o projeto tenha ocorrido em etapas, sendo a etapa inicial com o desenvolvimento de um protótipo em escala reduzida (15kW), são apresentadas apenas as simulações para o caso o protótipo em escala nominal (150kW), uma vez que empregaram-se modelos ideais para os semicondutores. Foram realizadas simulações para cada configuração de número de células entrelaçadas apresentados no item 5.1.10, pois os parâmetros de cada projeto se diferenciam.

A fim de permitir uma análise mais detalhada da simulação, serão apresentadas algumas formas de onda de corrente e tensão para os dois casos extremos da técnica de entrelaçamento, ou seja, o caso com uma única célula processando toda a potência da carga e o caso com 5 células entrelaçadas.

Inicialmente, serão apresentadas as formas de onda referentes ao conversor “boost” único operando como pré-regulador de fator de potência. A Figura 5.4 apresenta a tensão de entrada ( $V_{in}$ ), a tensão sobre o capacitor de filtro de entrada ( $V_{Cin}$ ), a corrente no indutor “boost” ( $I_{Lb}$ ) e a corrente resultante filtrada na entrada do retificador ( $I_{in}$ ), considerando-se inicialmente os resultados sem malha de compensação da corrente de entrada, para verificação dos esforços e limites de DHT da corrente de entrada.

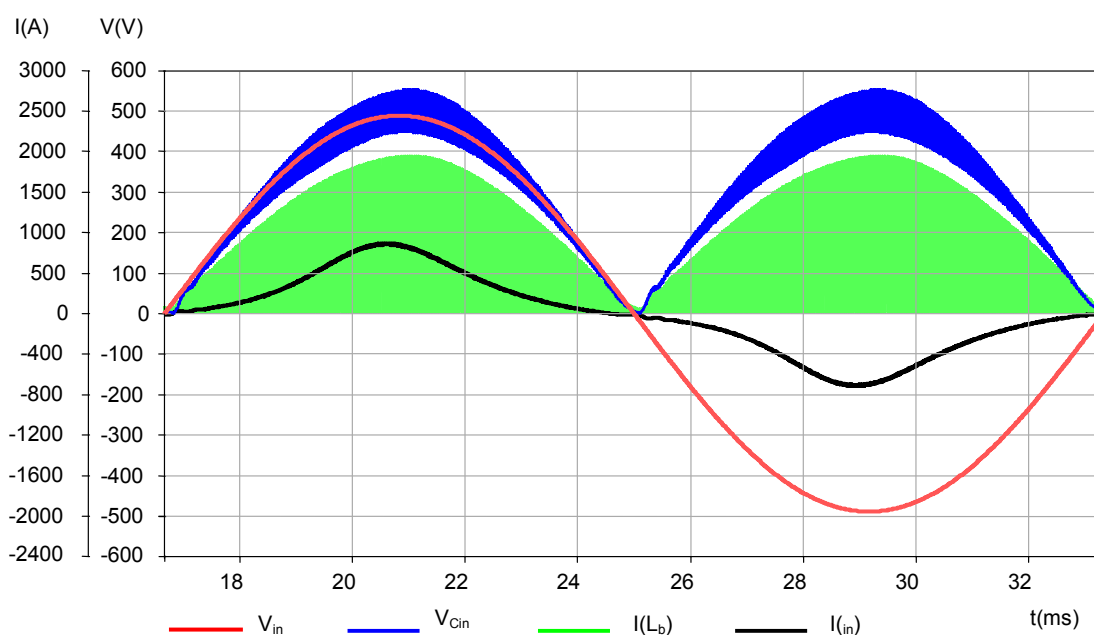


Figura 5.4: Tensões e correntes no estágio de entrada do conversor “boost”, com uma única célula projetada para 150kW, sem malha de compensação da corrente de entrada.

Nota-se que o valor de pico de corrente no indutor “boost”  $L_b$  ( $I_p$ ) apresenta valores próximos a 2kA, ao passo que a corrente de pico solicitada pela fonte lin atinge valores menores que a metade de  $I_p$ .

O formato “escarpado” da corrente de entrada revela a presença de um forte conteúdo de terceira harmônica, característica peculiar da operação do pré-regulador retificador “boost” operando no MCD. A Figura 5.5 mostra que não ocorre uma emulação ideal de carga com característica resistiva, entretanto a estrutura apresenta elevado Fator de Potência e os conteúdos harmônicos de corrente podem ser avaliados em função das normas específicas que impõe restrições para a operação do conversor. Como já foi analisado o conteúdo harmônico, em específico a componente de 3ª ordem, não atende à IEC 61000-3-4.

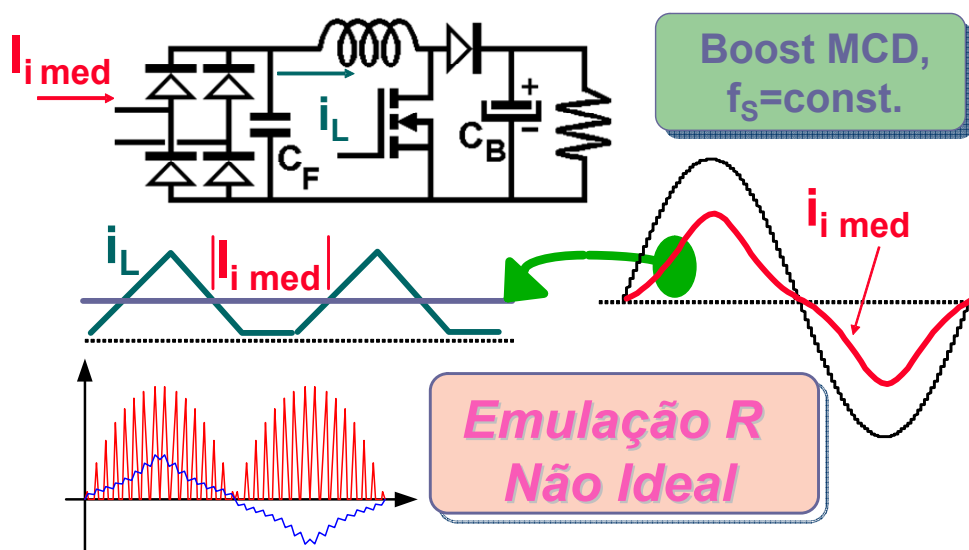


Figura 5.5: Conversor retificador “boost” operando no MCD, com correção do fator de potência, CFP.

Conforme se verifica nos dados de projeto no item 5.1.1, projetando-se o pré-regulador retificador com uma configuração com entrelaçamento, consegue-se diminuir o valor de pico de corrente nos semicondutores e diminuir drasticamente a ondulação da corrente de entrada do retificador, com enormes vantagens para o projeto do filtro de entrada.

A Figura 5.6 mostra que o valor de pico da corrente no indutor “boost” diminuiu em torno de 5 vezes e que a ondulação da corrente de entrada tornou-se muito pequeno, em relação aos resultados apresentados na Figura 5.4, uma vez que a corrente de entrada agora é composta pela somatória das correntes nos indutores “boost” de todas as células entrelaçadas.

Um detalhe apresentando as correntes nos indutores “boost” de cada uma das 5 células, com seus devidos defasamentos é mostrado na Figura 5.7, que mostra o momento em que a tensão de entrada do pré-regulador retificador se encontra no pico, momento em que a corrente nos indutores do conversor operando em MCD, apresentam característica de MCCr.

Embora a conexão entrelaçada proporcione várias melhorias em relação à esforços nos componentes, essa técnica não proporciona a diminuição das componentes harmônicas de baixas ordens. O mesmo formato evidenciando a presença de 3ª harmônica é notado na corrente de entrada do pré-regulador retificador com entrelaçamento de células, conforme Figura 5.6. Ou seja, a técnica de entrelaçamento não é eficiente para a redução do conteúdo da componente de 3ª ordem harmônica, componente esta de maior amplitude nesta técnica de CFP com o conversor retificador “boost” no MCD, principalmente para aplicações com reduzido ganho estático de tensão.

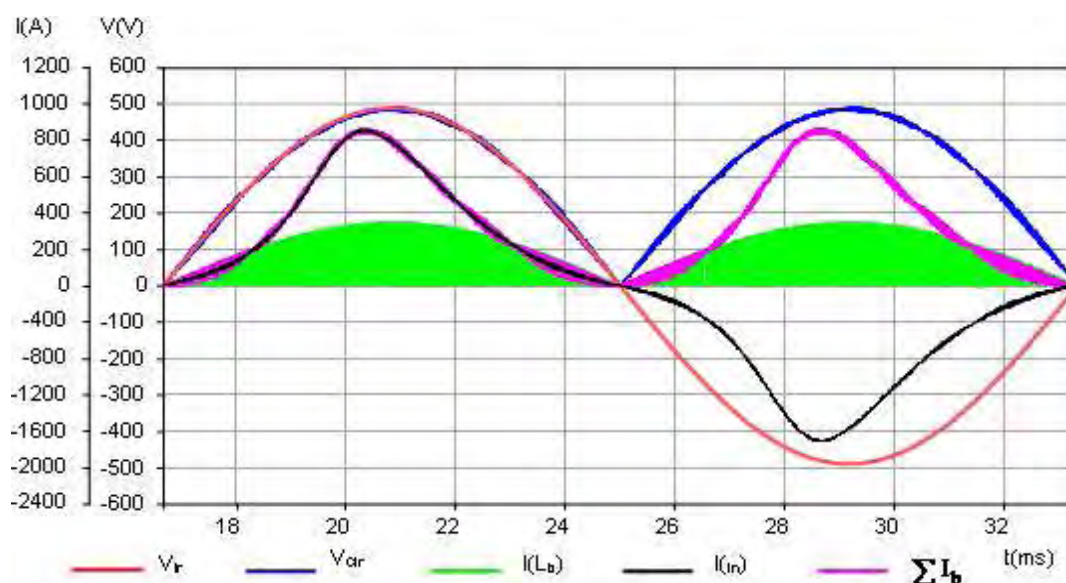


Figura 5.6: Tensões e correntes no estágio de entrada do pré-regulador retificador “boost”, com 5 células entrelaçadas, projetado para 150kW, sem malha de compensação de corrente de entrada.

Uma característica muito interessante no conversor retificador “boost” no MCD é a de bloqueio do diodo quando a corrente através dele se anula (ZCS) como apresentado na Figura 5.10, minimizando as perdas de comutação do conversor e colaborando para uma melhora da eficiência global do pré-regulador retificador com correção do fator de potência.

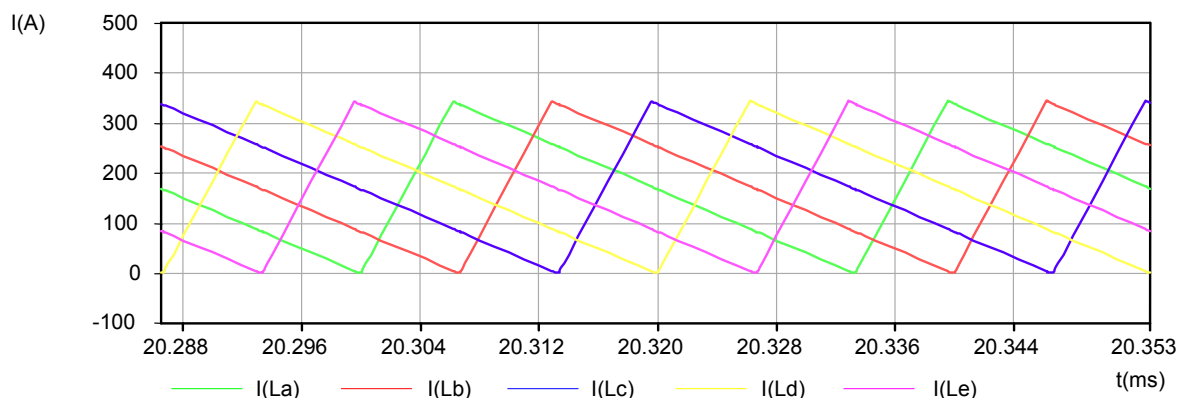


Figura 5.7: Detalhe da correntes através dos indutores “boost” ( $V_{in}$  máxima) para o pré-regulador retificador utilizando 5 células entrelaçadas.

A Figura 5.8 mostra a envoltória das máximas tensões sobre os semicondutores transistores, evidenciando que suas amplitudes seguem a tensão de saída  $V_0$  do conversor. A ondulação observada na envoltória é o próprio ondulação da tensão  $V_0$ .

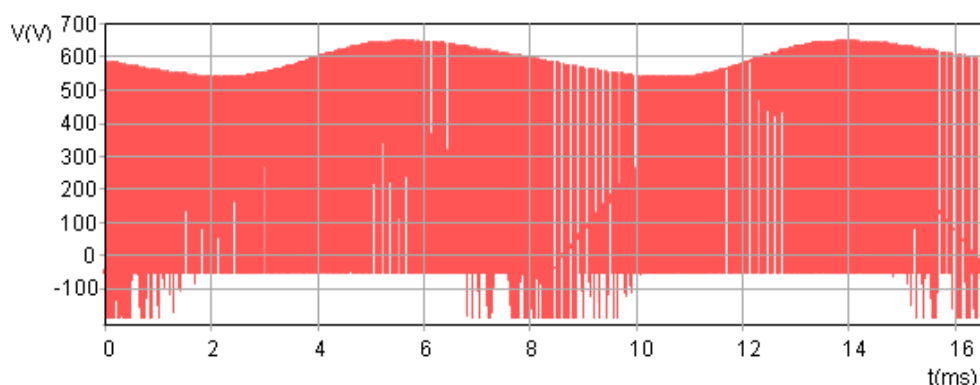


Figura 5.8: Tensão sobre um dos transistores, em um ciclo de rede de CA.

O detalhe da tensão sobre um dos interruptores e da corrente através do mesmo é apresentado na Figura 5.9, demonstrando a operação no modo de condução descontínua (MCD).

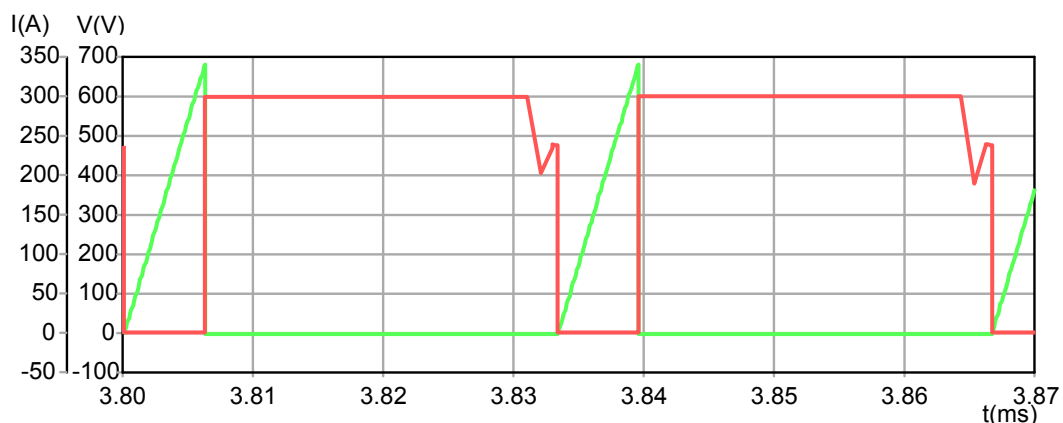


Figura 5.9: Detalhe da tensão e da corrente através de um dos transistores entrelaçado.

O bloqueio do diodo ocorre naturalmente quando a corrente através do mesmo se anula como mostra a Figura 5.10, eliminando-se os problemas associados à recuperação reversa do mesmo, na entrada em condução do transistor, e, nos níveis de interferências eletromagnéticas do conversor.

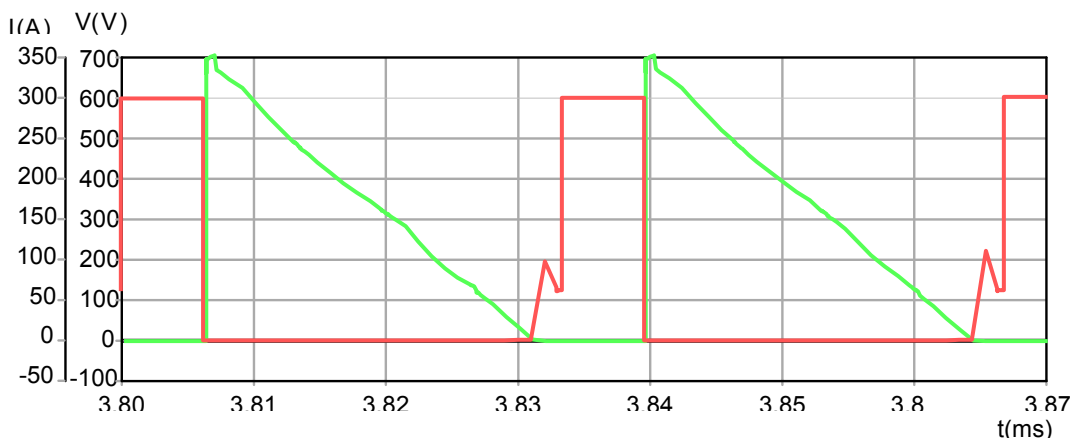


Figura 5.10: Detalhe da tensão e da corrente através de um dos diodos “boost” entrelaçado.

Para efeito de comparação foram realizadas cinco simulações, sendo a variável “número de células (n)” modificada conforme dados da Tabela 4.14. Estes resultados são comparados com os obtidos através da metodologia de projeto apresentada no item 2.3, conseguindo-se então a Tabela 5.15, que mostra o erro percentual entre os dois resultados, validando assim, a metodologia de projeto através de um software consolidado.

Tabela 5.14: Resultados obtidos através de simulações no PSpice

n	1	2	3	4	5
$I_p$ [A]	1954	992	595	439	348
$I_{Tméd}$ [A]	111	55	35	26	21
$I_{Tef}$ [A]	338	165	106	78	62
$I_{Dméd}$ [A]	225	125	83	62	49
$I_{Def}$ [A]	556	262	171	125	102
$I_{Lin\ ef}$ [A]	458	458	458	449	448

Tabela 5.15: Erros percentuais entre os dados de projeto e os valores obtidos em simulação

n	1	2	3	4	5
$I_p$ [A]	10%	11%	2%	0%	-1%
$I_{Tméd}$ [A]	6%	5%	0%	0%	0%
$I_{Tef}$ [A]	-1%	-3%	-7%	-9%	-10%
$I_{Dméd}$ [A]	-1%	9%	8%	8%	6%
$I_{Def}$ [A]	8%	2%	0%	-2%	-1%
$I_{Lin\ ef}$ [A]	0%	0%	0%	-2%	-2%

A Figura 5.11 apresenta os valores médios de tensão, corrente e potência ativa de saída do conversor retificador “boost”, operando com carga nominal.

Considerando-se os resultados apresentados para o conjunto com 5 células entrelaçadas, o Fator de Potência da estrutura é de 0,96 e a Taxa de Distorção Harmônica Total da corrente de entrada é de 33%. Na Figura 5.12 tem-se o espectro harmônico da corrente de entrada em relação à componente fundamental de corrente, verificando-se que a componente de 3ª ordem é de aproximadamente 31,2% da componente fundamental, considerando-se a operação sem compensação da corrente de entrada. Obviamente estes valores são inadequados, e os resultados de simulação foram aqui apresentados apenas para avaliação dos esforços aos semicondutores.

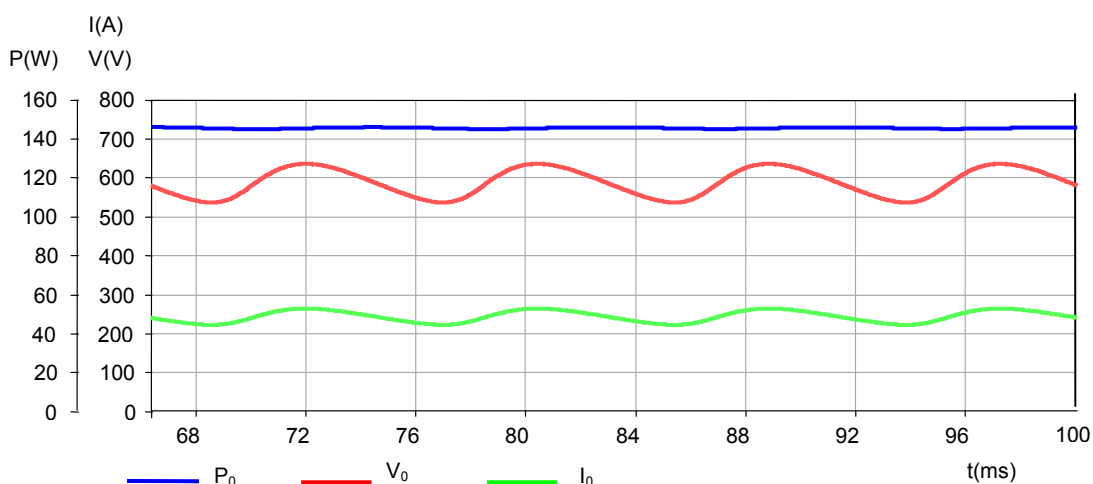


Figura 5.11: Valores médios da tensão, corrente e potência ativa de saída.

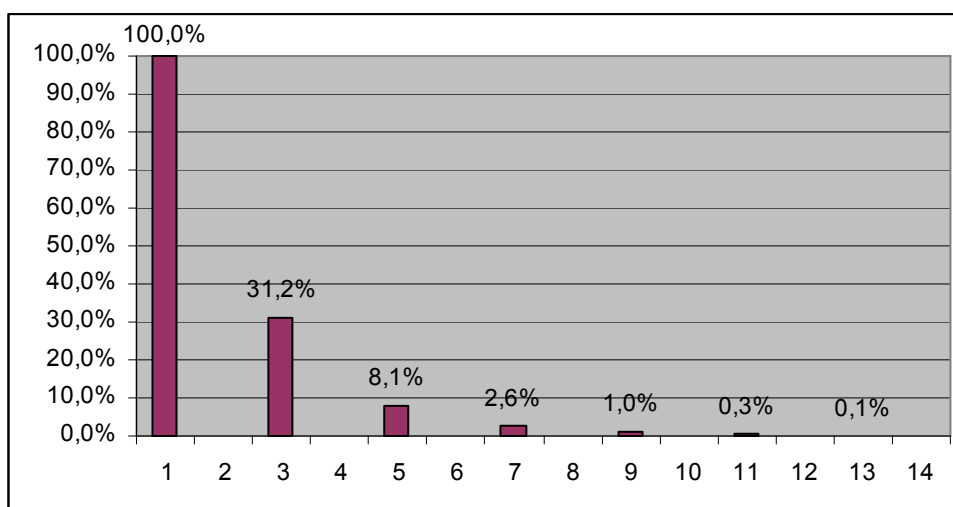


Figura 5.12: Espectro harmônico da corrente de entrada do retificador “boost” com entrelaçamento, 5 células e carga nominal, em compensação da corrente de entrada.

### 5.3 Componentes do Protótipo de 150kW

Uma nova placa de controle foi desenvolvida através do software “Eagle” versão livre com todos os elementos projetados e desenvolvidos, porém, nesta versão, cada parte do circuito foi integrada em uma única placa como é apresentado tanto no modelo virtual como na placa real na Figura 5.13.

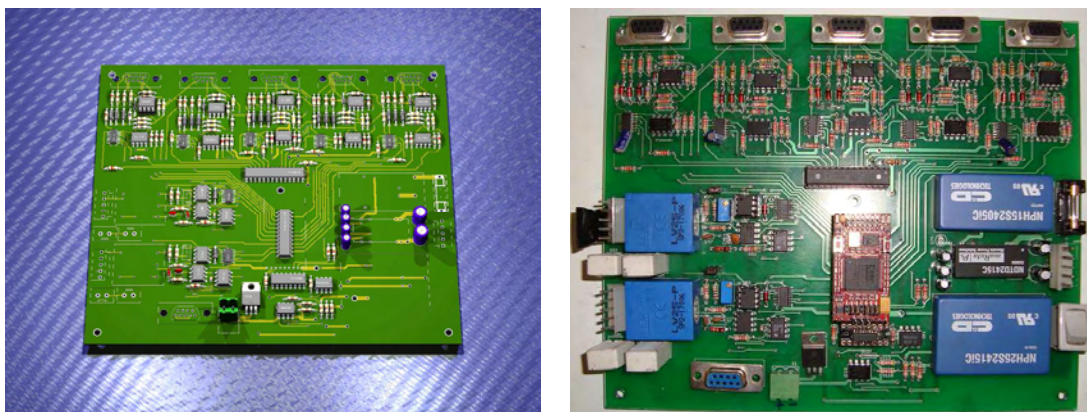


Figura 5.13: Placa de Controle (Maquete Virtual e Placa Real).

Os elementos de potência são apresentados individualmente na Figura 5.14, onde pode-se verificar uma das cinco células “boost” e o retificador de entrada.

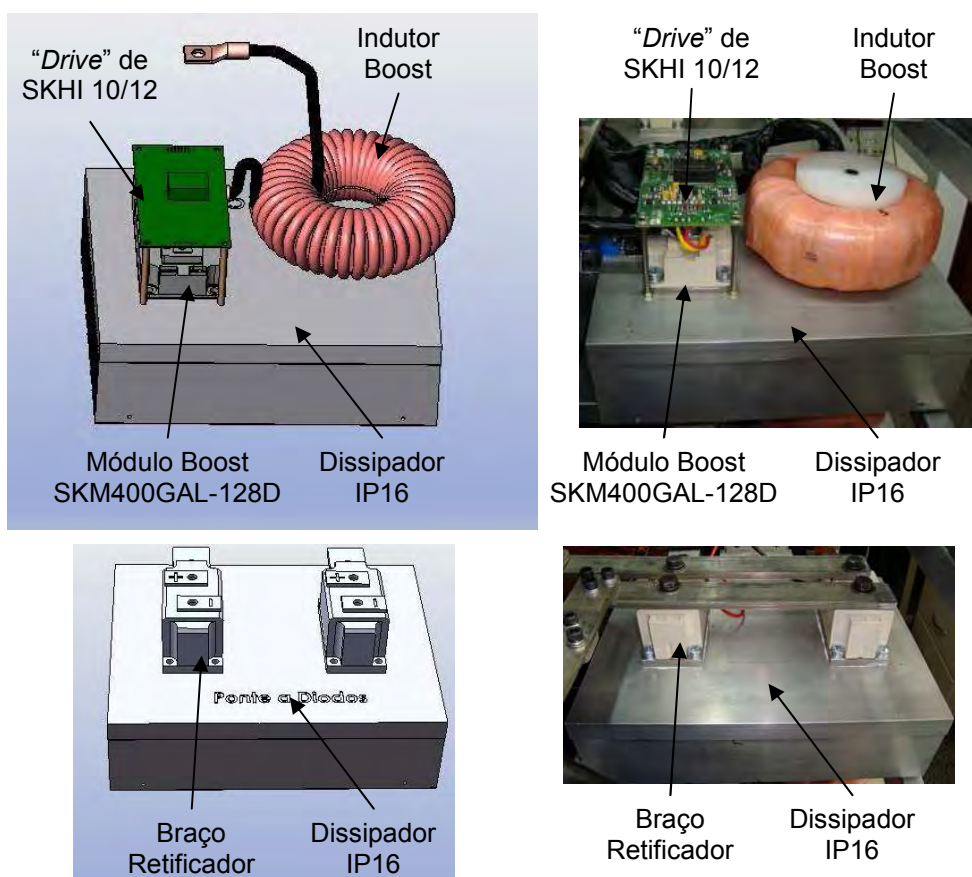


Figura 5.14: Célula “boost” com módulo SKM400GAL-128D e “driver” SKHI 10/12.

O retificador “boost” entrelaçado completo, porém ainda fora do trólebus é apresentado na Figura 5.15, onde se destacam a partes principais da estrutura.

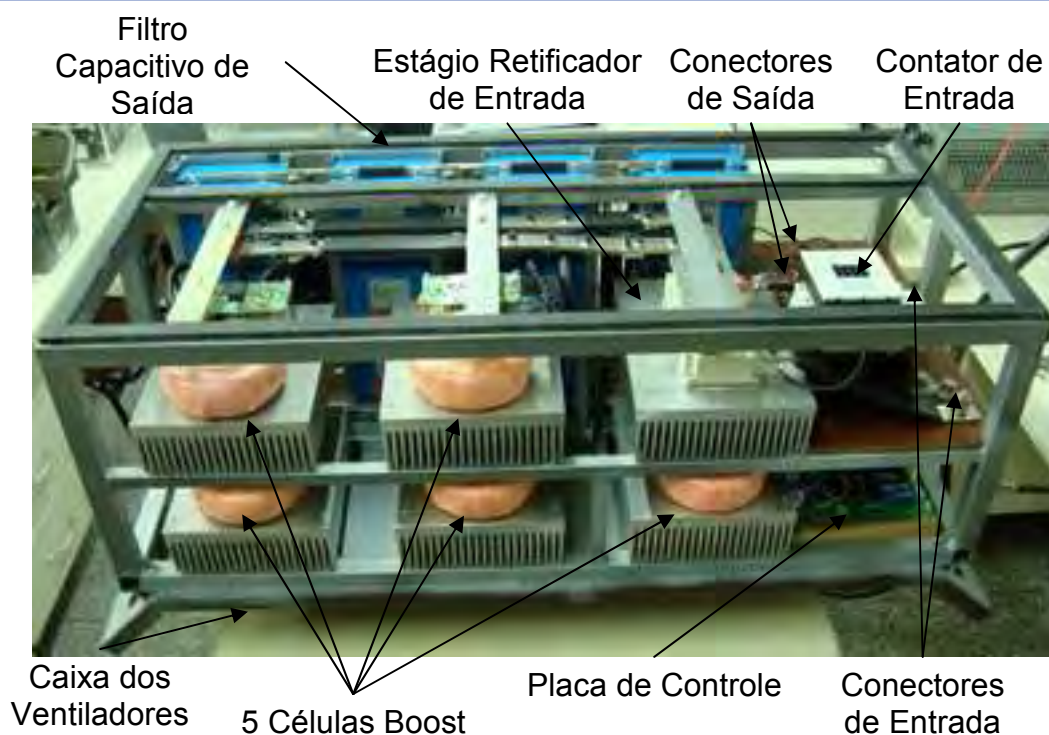
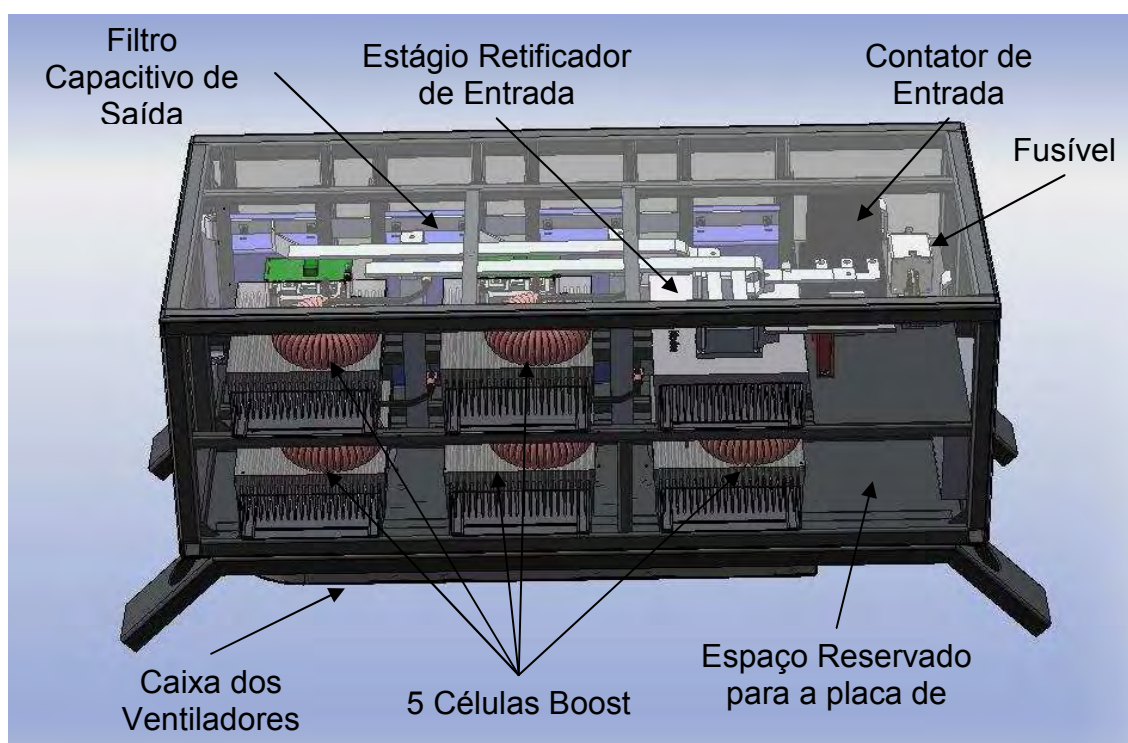


Figura 5.15: Modelo Tridimensional desenvolvido em CAD e foto do protótipo de 150kW do retificador CFP montado ainda no laboratório.

Um dispositivo implantado somente na versão de 150kW foi um display de cristal líquido (LCD) para sinalizar alguns parâmetros de funcionamento do



conversor, como tensão de entrada, tensão de saída, sobre-tensão, elevação de temperatura e falhas de funcionamento dos “drivers”, identificando cada uma das cinco células. A Figura 5.16 apresenta uma foto do dispositivo instalado no painel do tróibus, permitindo a visualização dos parâmetros fundamentais da operação e atuação das proteções para orientação do motorista.



Figura 5.16: Display de LCD com quatro linhas e vinte posições por linha.

Este display é comandado por um microcontrolador ATMEGA 8, que se comunica através de protocolo I2C e RS232 com a placa de comando localizada no conversor através de outro microcontrolador do mesmo tipo.

A Figura 5.17 mostra o retificador “boost” entrelaçado com CFP instalado e acondicionado no bagageiro lateral do tróibus utilizado para a execução do projeto.

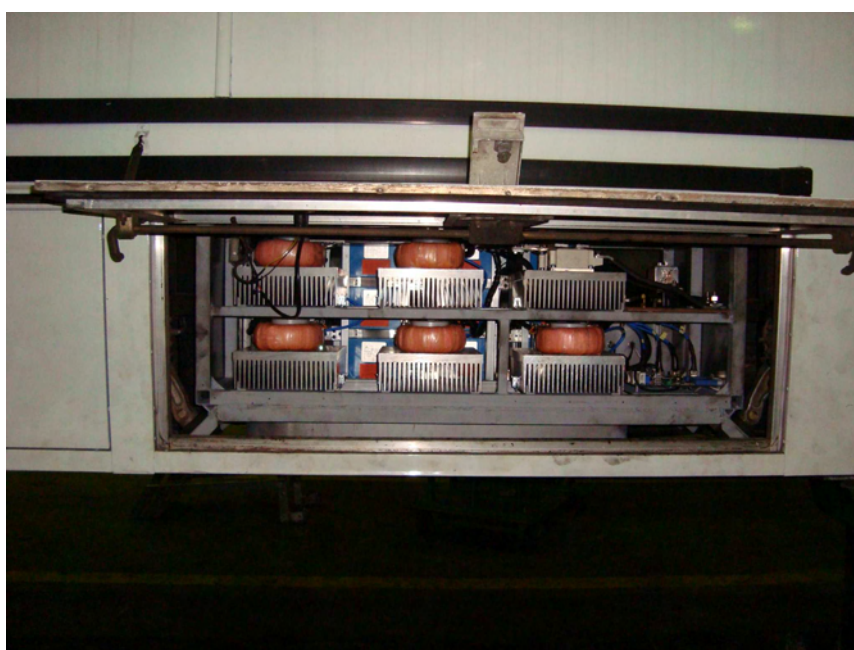


Figura 5.17: Retificador CFP instalado no tróibus.

## 5.4 Modificações no Trólebus

### 5.4.1 Sistema de Potência

Uma das premissas do projeto implicava na menor quantidade de modificações possíveis no veículo trólebus, desta forma, as poucas modificações realizadas são relatadas neste item.

Para que a exposição das modificações fique bem clara, uma breve explanação circuitual é apresentada no diagrama de blocos da Figura 5.18, que apresenta o posicionamento do retificador CFP tendo os pontos A0513 e A0505 como cabos de entrada. Estes códigos foram extraídos do diagrama esquemático dos circuitos do veículo, fornecido pela Himalaia Transportes (parceira neste desenvolvimento, com a cessão de carro trólebus para o desenvolvimento da pesquisa). O estágio anterior composto por um sistema de proteção à corrente de carga dos bancos capacitivos foi mantido intacto, assim como o banco capacitivo “CF”.

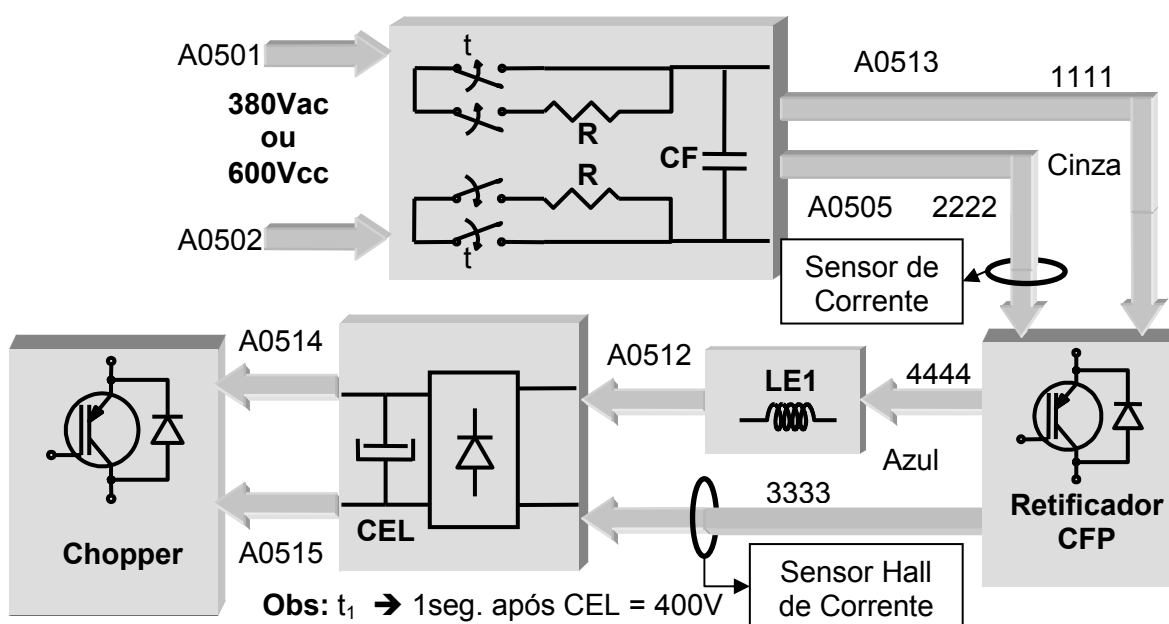


Figura 5.18: Diagrama de blocos da sistema trólebus com o Retificador CFP.

Como o retificador se localiza em um bagageiro lateral aproximadamente no meio do veículo, dois pares de cabos #120mm<sup>2</sup> foram lançados do conversor para o compartimento traseiro do trólebus, onde se localizam a ponte retificadora, o banco capacitivo “CEL” e o “Chopper”, componentes do circuito de potência original. Além disso, os cabos de entrada, que originalmente eram conectados na ponte

retificadora e no indutor LE1 também se localizam no compartimento traseiro do veículo.

Desta forma, o cabo A0513 é conectado ao cabo 1111 por uma luva de emenda para compressão e o cabo A0505 conectado ao cabo 2222 da mesma forma no compartimento traseiro do tróibus. A Figura 5.19 mostra os cabos que passam pelo compartimento em questão, sendo que a localização da emenda feita no cabo 1111 é visível, pois apresenta uma mangueira anelada protegendo a luva de emenda.

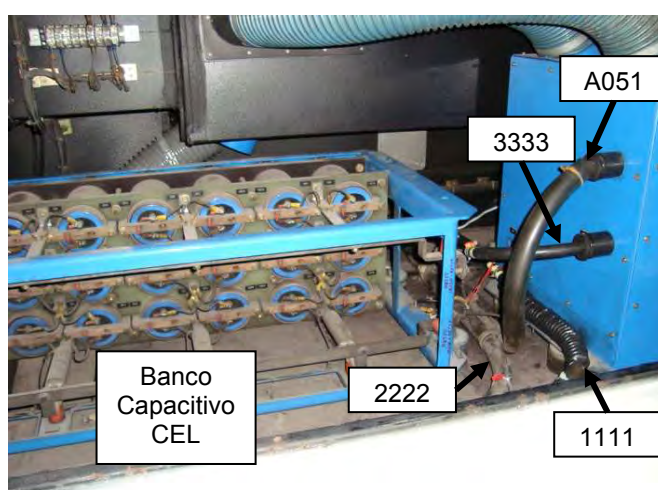


Figura 5.19: Cabos de entrada e saída do conversor localizados no compartimento traseiro do tróibus e sensor hall de corrente na saída do pré-reguladorretificador CFP.

A trajetória entre o compartimento traseiro e o lateral, conectando os cabos de potência do pré-regulador retificador “boost” ao circuito original do tróibus foi feita pela parte inferior do veículo através de mangueiras aneladas identificadas por cor, sendo a entrada do pré-regulador retificador “boost” cinza e a saída azul como é apresentado no diagrama esquemático da Figura 5.18 e nas fotos da Figura 5.20.

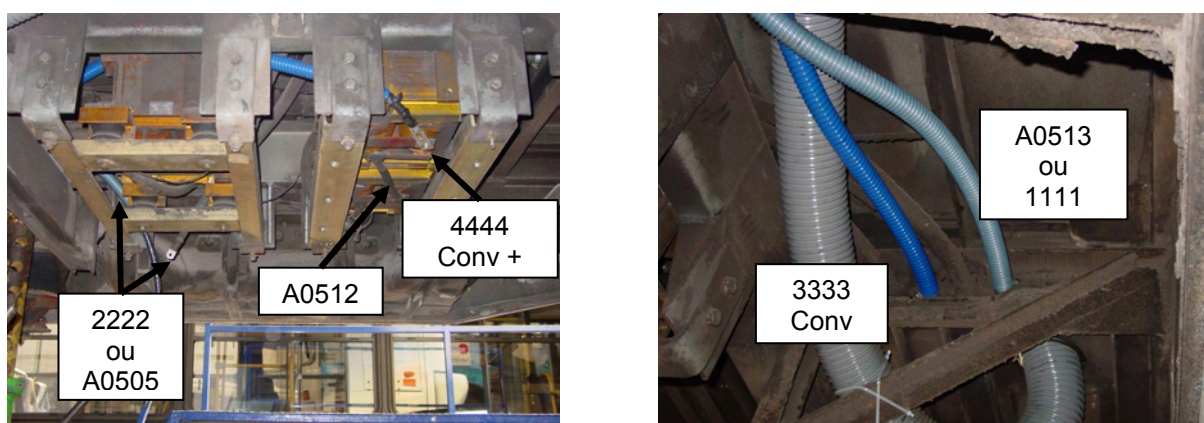


Figura 5.20: Trajetórias dos cabos de entrada e saída do pré-regulador retificador CPF tomadas entre o compartimento traseiro e o lateral do tróibus.

Para o sistema de ventilação do conversor, foi utilizada a refrigeração do motor CC de tração, uma vez que o ventilador desta máquina se localiza muito próximo ao conversor e possui um ventilador potente alimentado em 220V e com um fluxo de ar muito elevado e limpo. A Figura 5.21 mostra a mangueira de 4" que sai da lateral esquerda do motor CC, passando para o outro lado, onde se conecta a um bocal localizado na parte inferior do conversor.

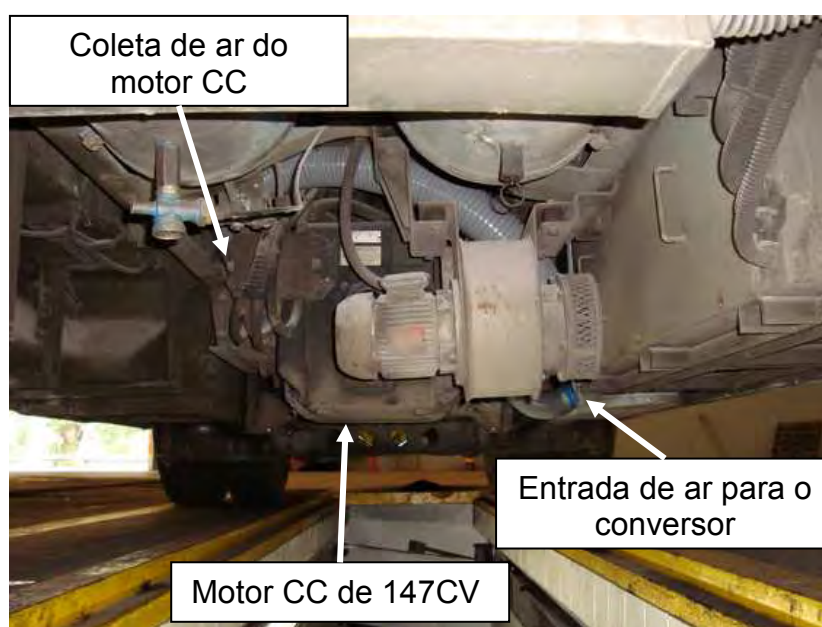


Figura 5.21: Detalhe da mangueira de ar para ventilação do conversor.

#### 5.4.2 Sistema de Controle

O sistema de controle foi projetado para uma alimentação de 24V, se beneficiando do sistema de baterias existente no trólebus. Desta forma, quando os testes foram feitos no conversor de 15 kW (baixa escala), desenvolveu-se um carregador de baterias com tensão de saída 24VCC e 380VCA de entrada.

Aparentemente, alimentar a placa de controle com o sistema de baterias do trólebus não seria problema, pois a potência deste circuito é bem diminuta, e o circuito com tensão mais elevada trabalha com +15V e -15V, fornecidos por conversores CC/CC bem regulados. Infelizmente, a placa de controle apresentou mal funcionamento em função de ruídos provenientes da tensão de alimentação (bateria do trólebus).

Desta forma, foram instaladas duas baterias de 7Ah/12V em série, juntamente com carregador de baterias alimentado a 220V através do gerador CA auxiliar.

Assim, a fonte de alimentação da placa de controle ficou dedicada, alimentando inclusive o display de LCD presente no painel do trólebus, estabilizando o funcionamento do sistema por completo.

## 5.5 Resultados Experimentais

Inicialmente foram realizados experimentos em laboratório para solucionar possíveis problemas de montagem e afinar os detalhes do protótipo, para posteriormente os resultados serem retirados na situação real do projeto, ou seja, instalado no trólebus alimentado por uma linha CA experimental em um bairro central da cidade de São Paulo.

### 5.5.1 Resultados Preliminares no Laboratório

Ainda em laboratório, o conversor foi testado utilizando carga puramente resistiva através de um transformador Scott alimentado em 220V trifásico. As formas de onda foram coletadas através de osciloscópios Tektronix utilizando ponteiras de corrente com escala de 10mV/A e analisadas pelo software WaveStar. Um dos resultados é mostrado na Figura 5.22, apresentando DHT reduzida e um pequeno fator de deslocamento, resultando em um fator de potência muito próximo do unitário, com uma aderência muito boa à norma IEC61000-3-4.

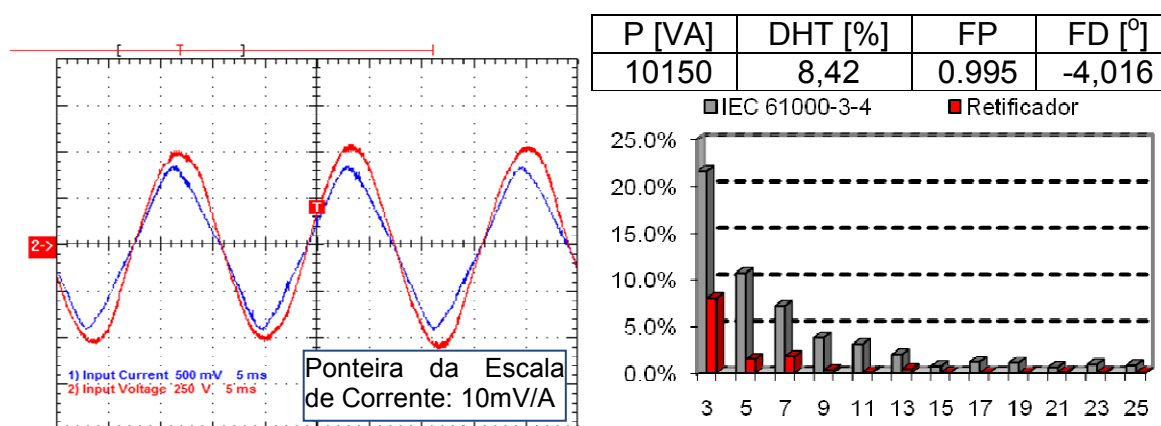


Figura 5.22: Tensão e corrente de entrada com análise harmônica da corrente em comparação com a norma IEC61000-3-4.

Neste caso, a tensão de alimentação provém de um barramento relativamente forte, que se encontra em uma área remota da cidade de Ilha Solteira, o que favorece a qualidade da tensão de entrada, já que não há cargas grandes na redondeza. Esta situação não ocorre em uma linha de trólebus no centro de São

Paulo, portanto não se deve esperar um comportamento como este para a DHT nos ensaios da linha CA experimental.

### 5.5.2 Resultados Experimentais no Tróibus

Saindo da garagem da Himalaia Transportes S.A, localizada na rua Nestor de Barros, nº 289, o tróibus foi pilotado até o cruzamento da Rua do Gasômetro x TV Lameirão, operando através de redes convencionais em CC, com a identificação deste tipo de alimentação pelo sistema de gerenciamento de alimentação desenvolvido, desabilitando-se os “drivers” dos IGBTs. Nesta situação o fluxo de potência se dá apenas pelo retificador a diodos na entrada, indutores “boost” e diodos “boost”. A operação foi um sucesso absoluto. Infelizmente, alguns dias antes dos ensaios em campo, conforme Figura 5.23, ocorreu danificação no trecho da rede CC, a qual permitiria o acesso à linha experimental em CA. Portanto, a partir da Rua do Gasômetro com a TV Lameirão, o tróibus foi rebocado até a Rua São Caetano x Rua João Jacinto, início da rede CA.



Figura 5.23: Trajeto utilizado para o acesso da linha CA e a linha experimental.

A primeira energização em CA do tróibus foi então realizada no ponto inicial da linha experimental. Desta forma, os testes foram iniciados e uma grande quantidade de dados foi coletada, sendo posteriormente utilizada para avaliar o pleno funcionamento do sistema tróibus alimentado em corrente alternada a dois fios com correção ativa do fator de potência. A Figura 5.24 apresenta uma foto do tróibus posicionado no início da linha experimental e em seguida uma foto do

transformador monorásico utilizado para energizar a linha experimental em CA e outra do trólebus sinalizado por cones e posicionado próximo ao transformador.



Figura 5.24: Início da linha experimental em CA e local onde o transformador foi instalado (Rua Oriente, 124), de onde é alimentada a linha CA experimental.

#### 5.5.2.1 Sistema de aquisição de dados

Um sistema de aquisição de dados foi preparado no banco dos fundos do trólebus, contendo um “*wave book*”, utilizando duas tomadas de tensão (entrada e saída) e duas tomadas de corrente, sendo a da corrente de entrada através de um alicate de corrente CA com escala de 10mV/A e a da corrente de saída através de um sensor hall para 500A, como é apresentado na Figura 5.25.

Para armazenar os dados, foi utilizado um “*laptop*” e posteriormente estas aquisições foram analisadas com o auxílio de softwares matemáticos para selecionar detalhes relevantes e efetuar análises qualitativas das formas de onda de tensão e corrente de entrada.



Figura 5.25: Fotos do sistema de aquisição de dados.

Além do sistema de aquisição “*wave book*”, foram utilizados os programas “*ChipScope*” e “*Project Navigator*”, integrado ao FPGA da Xilinx (Spartan XC3S200), possibilitando a aquisição dos dados internos do FPGA e à programação do dispositivo. Desta forma, pôde-se reprogramar o FPGA quando necessário, além de possibilitar a avaliação do comportamento das formas de onda coletadas pelo

sistema de controle e do comportamento das rotinas do controle digital. Este sistema foi montado no interior do trólebus, justamente acima do pré-retificador retificador “boost” com CFP. A conexão do laptop com o FPGA foi feita através de um cabo JTAG/Paralelo, que passa para o compartimento lateral do trólebus através de um acesso no assoalho do veículo, como pode ser observado na Figura 5.26.

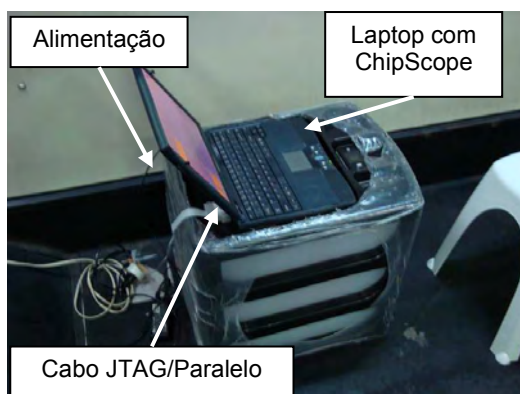


Figura 5.26: Sistema de aquisição dos sinais internos do FPGA.

### 5.5.2.2 Aspecto geral da carga

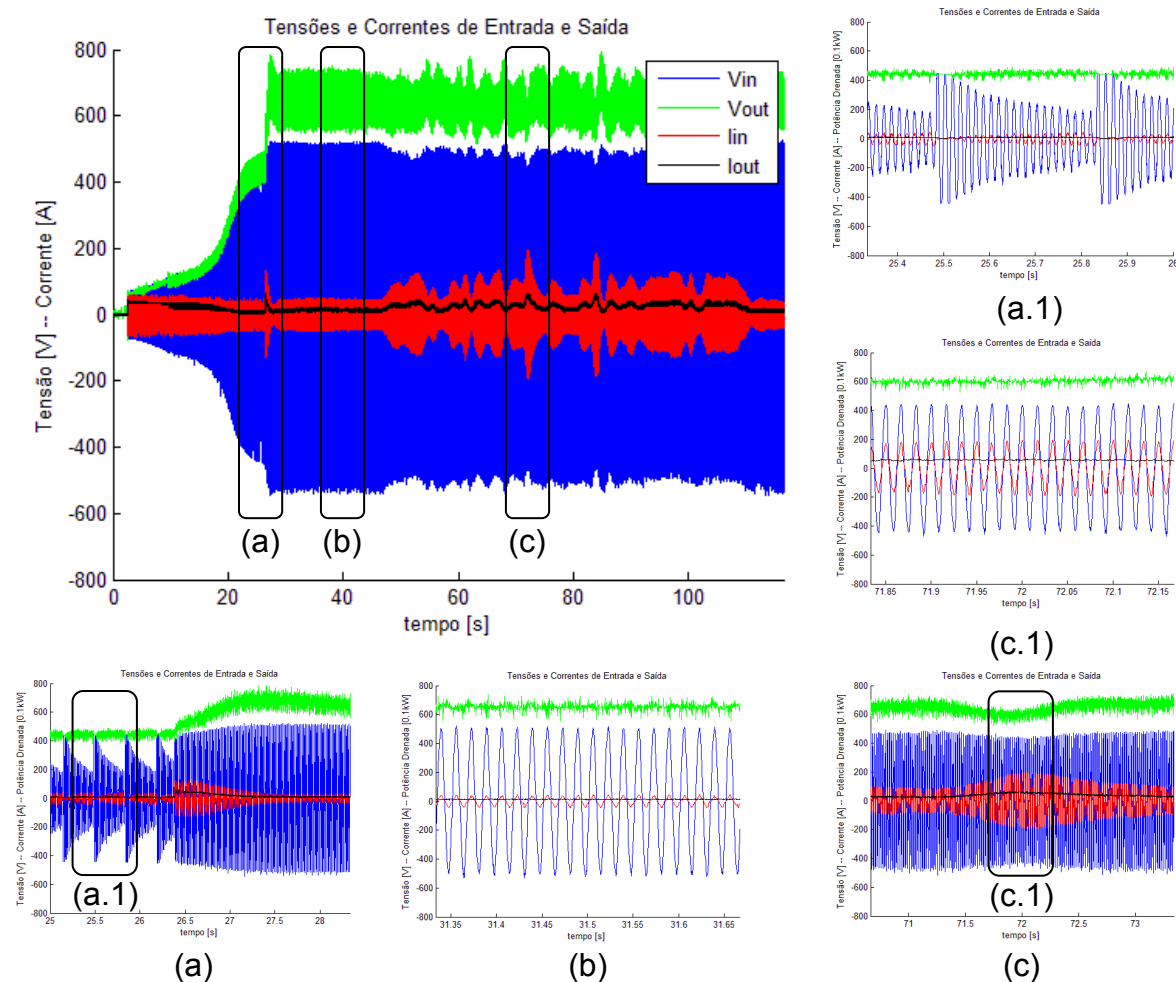


Figura 5.27: Partida e aspecto geral com carga baixa.



Os testes foram iniciados com a partida do tróibus e acelerações leves para uma avaliação de baixa carga como apresentado na Figura 5.27. O detalhe (a) mostra o final do processo de partida, o detalhe (b) mostra a carga mínima que mantém o tróibus em funcionamento, incluindo um gerador auxiliar de corrente alternada, e o detalhe (c) mostra um instante em que há uma rápida solicitação de carga através do acelerador.

Nota-se que em todos os instantes, a corrente de entrada do pré-regulador retificador se mantém com aspecto senoidal e praticamente em fase com a tensão, revelando que a correção ativa do fator de potência atua em todo e qualquer momento em que o tróibus é alimentado em CA após o protocolo de partida ser concluído.

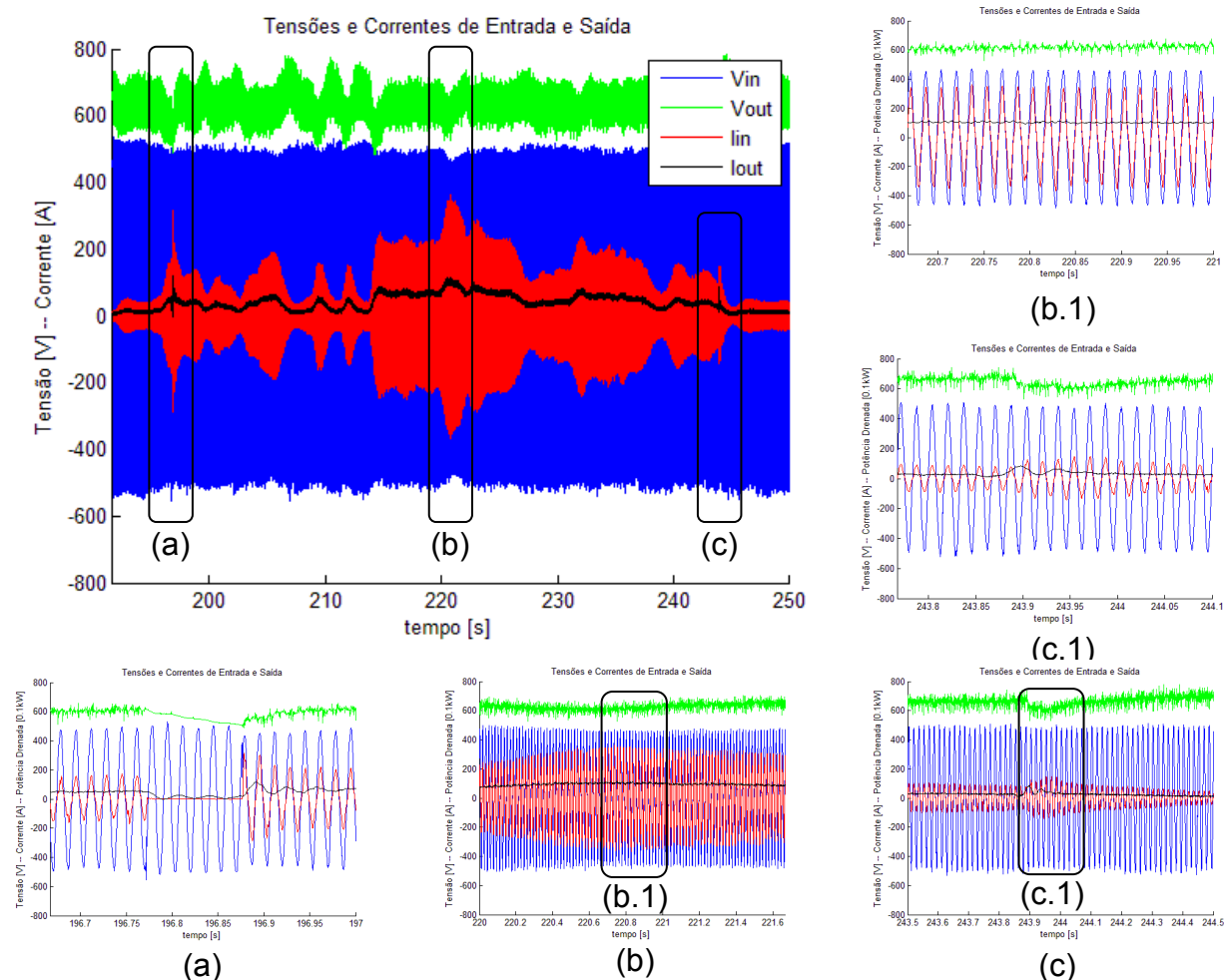


Figura 5.28: Aspecto geral da carga com o tróibus trafegando normalmente em CA.

O formato pulsado da partida mostra que a carga neste instante é muito elevada para a tensão disponível ao circuito auxiliar, fazendo com que a queda de tensão sobre o resistor de “*inrush*” seja muito elevada. Para solucionar este problema, seria

necessário alterar algumas funções do sistema de controle do trólebus, o que não foi possível neste projeto devido restrições impostas pelos parceiros, uma vez que todo o sistema de controle original do trólebus utilizado na pesquisa foi desenvolvido com a consideração de uma alimentação única em CC. Um projeto dedicado aos dois modos de alimentação, CC e CA seria ideal para um funcionamento plenamente ajustado para o instante de energização/partida.

### 5.5.2.3 *Degraus de Carga*

Na seqüência, foi realizado um teste com o trólebus trafegando normalmente nas ruas de São Paulo, mostrando o aspecto geral da carga no trânsito de um domingo na região da linha experimental. A Figura 5.28 apresenta alguns detalhes relevantes, onde (a) mostra uma provável desconexão da haste em função de oscilações causadas pelo movimento do veículo, o detalhe (b) mostra o momento em que a carga é mais elevada, atingindo cerca de 66kVA e o detalhe (c) mostra um provável distanciamento entre a linha e a bucha, sendo que a desconexão elétrica não foi total, e provavelmente se manteve através de um arco elétrico, ocorrência muito comum neste tipo de sistema.

Durante o ensaio realizado na linha CA experimental, muitos degraus de carga podem ser observados nas figuras anteriores, entretanto os maiores degraus foram observados em outro momento dos ensaios, como é apresentado na Figura 5.29 e seus detalhes (a) e (b), respectivamente Figura 5.30 (degrau positivo) e Figura 5.31 (degrau negativo).

A Figura 5.30 apresenta uma retirada de carga, que passa de aproximadamente 45kVA para zero, pois até que o banco capacitivo retorne à tensão de operação nominal, o conversor é desligado, uma vez que o suprimento de energia ao trólebus é realizado pelo banco capacitivo neste instante.

Ainda com relação à Figura 5.30, o detalhe (a) mostra que a oscilação na corrente de saída do pré-regulador retificador “boost” no início do degrau negativo de carga, não influencia no formato senoidal da corrente de entrada e o detalhe (b) mostra o momento em que a carga está sendo suprida apenas pela energia armazenada nos indutores, capacitores e massas girantes do sistema, fazendo com que as correntes processadas pelo pré-regulador sejam nulas.

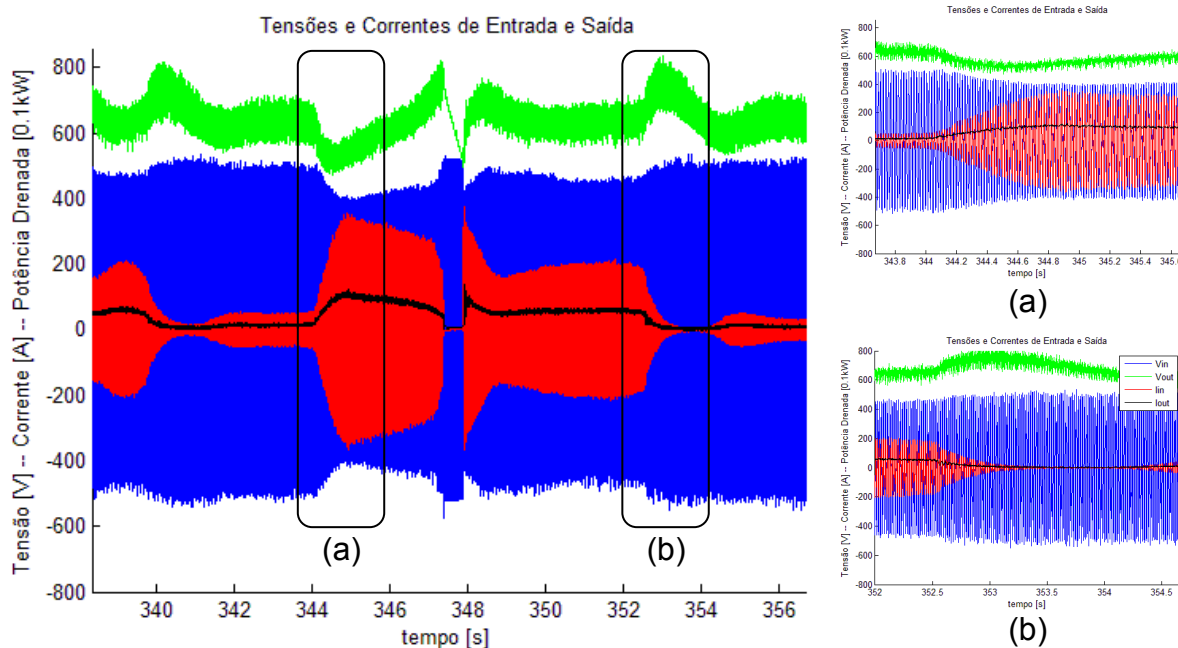


Figura 5.29: Seleção dos degraus de carga em linha experimental em CA.

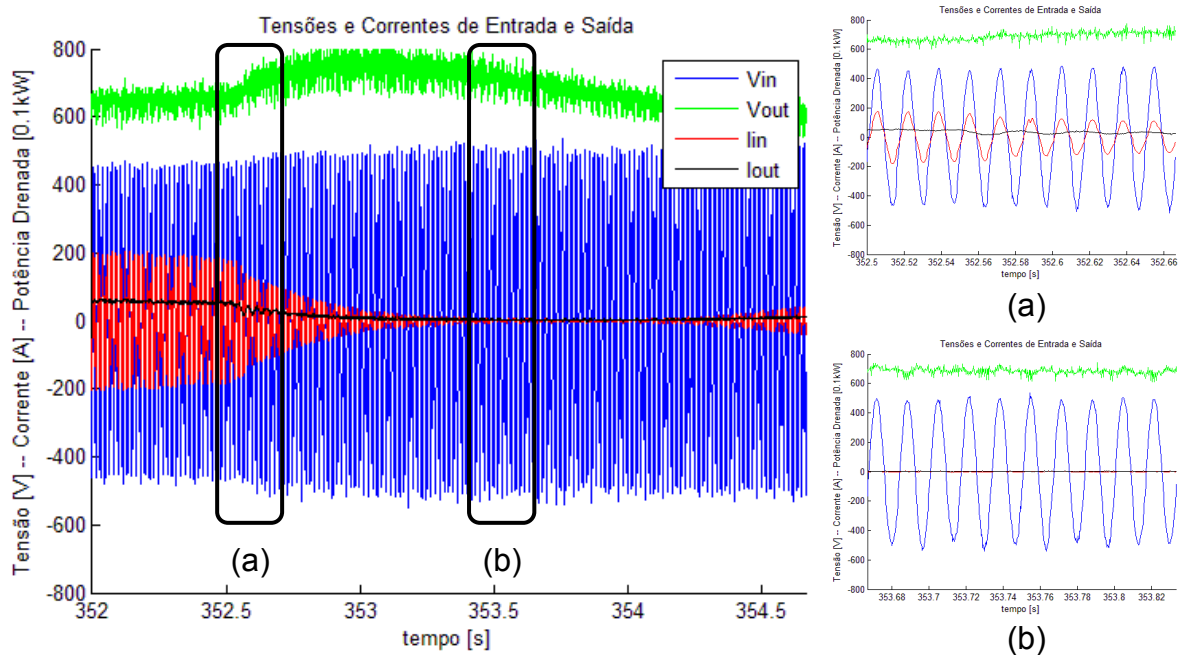


Figura 5.30: Retirada de carga em linha experimental em CA.

O degrau de carga apresentado na Figura 5.31 parte da carga mínima para manter o trólebus funcionando (cerca de 10kVA) para 60kVA. As derivadas lentas de carga, tanto para o degrau positivo quanto para o negativo, se devem ao elevado filtro indutivo presente no sistema, além da característica da própria carga, que também é fortemente indutiva.

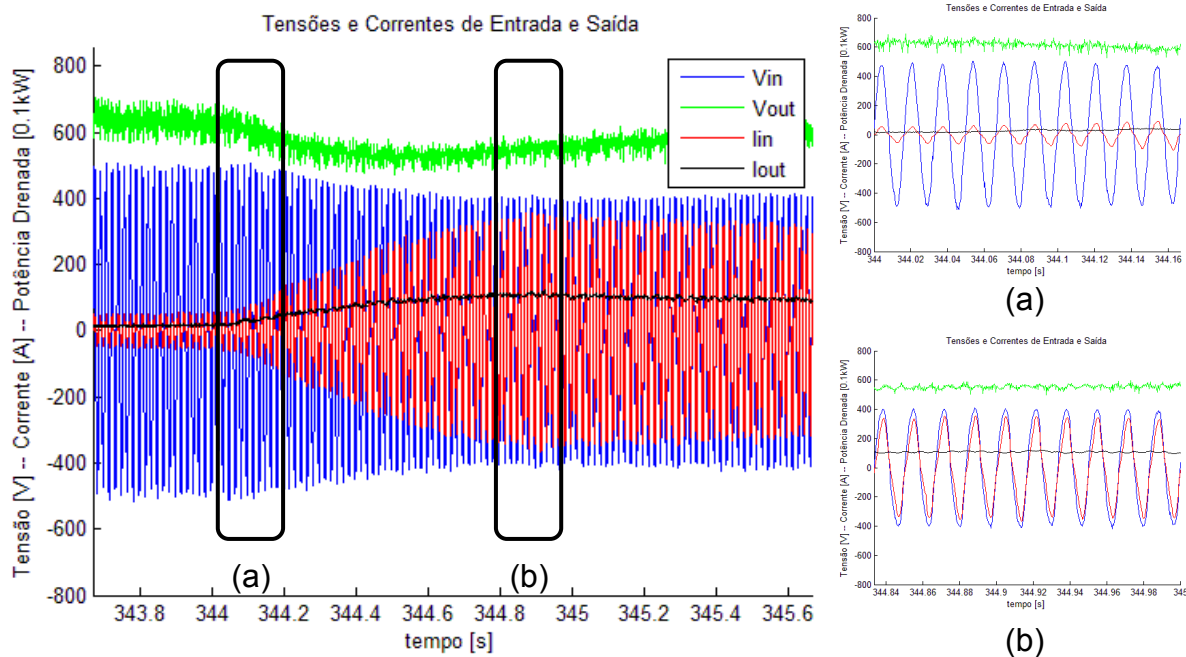


Figura 5.31: Entrada de carga em linha experimental em CA.

#### 5.5.2.4 Comutação do tipo de alimentação

Os resultados das comutações da linha CC para CA e CA para CC são resultados importantes neste projeto, pois provam que o equipamento detecta automaticamente o tipo de alimentação, passando normalmente e sem problemas nestes pontos de comutação.

Conforme já comentado, infelizmente, poucos dias antes de iniciarmos os testes, parte da linha experimental foi danificada por um caminhão, impossibilitando o teste real de transição CC para CA, desta forma apenas foi possível realizar a transição CA para CC apresentada na Figura 5.32 por uma figura com o aspecto geral da carga nas proximidades do ponto de transição e o detalhe da transição, onde, tanto a tensão quanto a corrente de entrada tornam-se nulas.

Apesar da não realização da passagem automática da rede CC para a rede em CA, observa-se que foram realizados os testes nas piores situações possíveis, ou seja, energização inicial na rede em CA, considerando-se todo o sistema desligado inicialmente, com os capacitores do barramento CC completamente descarregados. Ainda, observa-se que a transição de CC para CA é muito menos severa do que a transição de CA para CC, considerando-se que em CC o nível de tensão do barramento CC é elevado, e, nesta condição de transição as estruturas

chaveadas inicialmente desligadas entrarão em operação de forma suave e sem qualquer “inrush” de corrente.

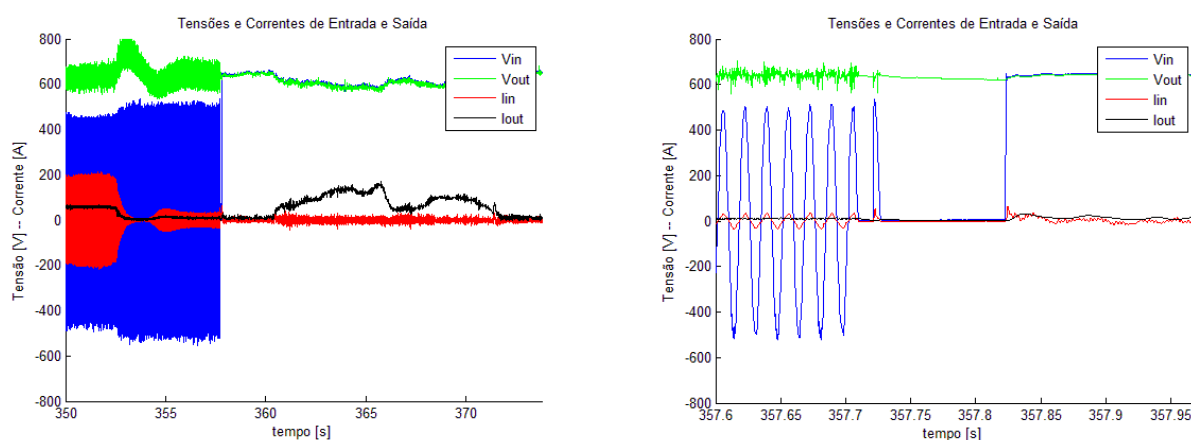


Figura 5.32: Mudança de alimentação CA para CC.

#### 5.5.2.5 Qualidade da energia drenada

Os próximos resultados apresentam análises de qualidade de energia para algumas situações de carga, entre elas, a de carga mínima e a que apresentou maior carga durante os testes realizados na linha CA experimental.

A Figura 5.33 apresenta a análise da carga mínima, suficiente apenas para a alimentação dos sistemas auxiliares do trólebus.

Algumas ordens pares da corrente de entrada na Figura 5.33 não aderem à norma IEC 61000-3-4, entretanto, a carga analisada é mínima, não sendo considerável a ponto de prejudicar o sistema. Além disso, como as pontes de corrente apresentam fundo de escala em torno de 500A, nas magnitudes lidas na situação em questão os erros podem estar influenciando no resultado. Entretanto, como se verifica, o fator de potência é elevado mesmo para baixa carga.

As próximas figuras apresentam três situações de carga distintas e relativamente elevadas, entretanto não muito distintas umas das outras e nota-se que tanto a distorção harmônica total (DHT) quando o fator de deslocamento (FD) tendem a piorar com o aumento da carga, entretanto todos os limites de harmônicos presentes na norma permanecem comportados e as harmônicas pares tendem a diminuir com o aumento da carga.

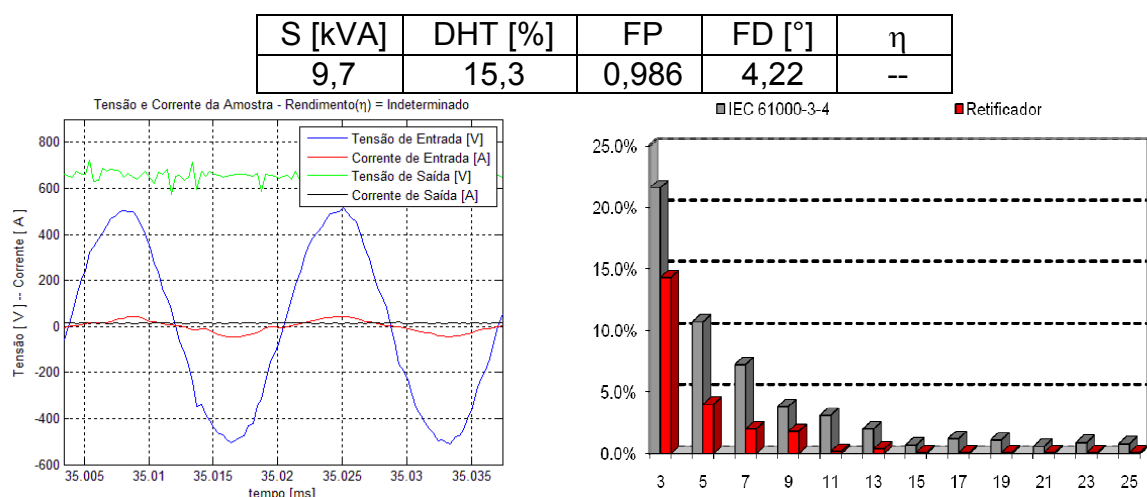


Figura 5.33: Avaliação da qualidade de energia para carga mínima para o funcionamento do trólebus.

Na Figura 5.34, a corrente harmônica de segunda ordem ultrapassa ligeiramente o limite permitido pela IEC61000-3-4, entretanto, os limites aqui adotados podem estar sendo muito rígidos, uma vez que não se conhecem parâmetros suficientes do sistema como corrente de curto circuito no PCC para que uma avaliação precisa da norma seja realizada. Sabe-se entretanto, que os resultados apresentados são visivelmente satisfatórios, considerando-se que os limites da IEC utilizados foram os mais restritos.

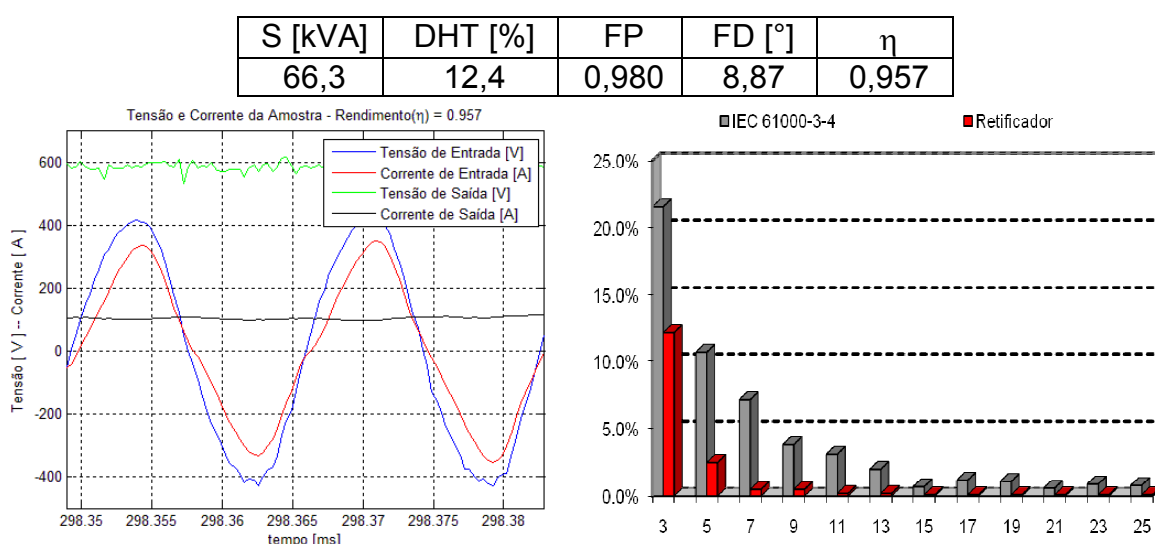


Figura 5.34: Avaliação da qualidade de energia para 66kVA de carga.

Verificando-se os resultados apresentados nas Figura 5.33 até a Figura 5.36, validam-se plenamente as técnicas de compensação da corrente desenvolvidas, resultando numa operação com elevado fator de potência quando o sistema trólebus

é alimentado em corrente alternada, com reduzidas distorções harmônicas na corrente de entrada.

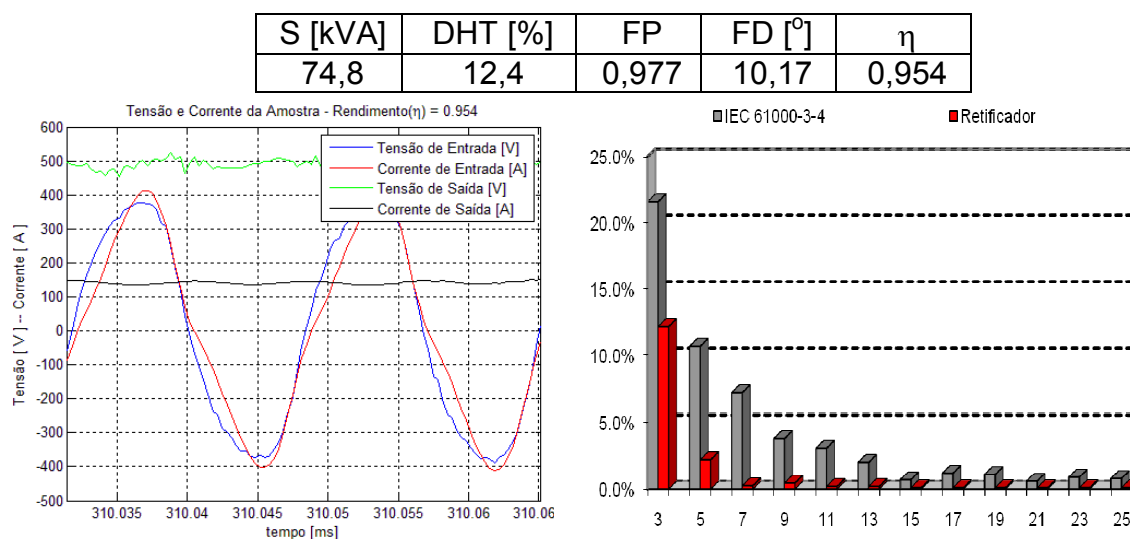


Figura 5.35: Avaliação da qualidade de energia para 75kVA de carga.

Observa-se ainda que o rendimento calculado foi plenamente verificado experimentalmente, sendo superior a 95% em larga faixa de variação de carga.

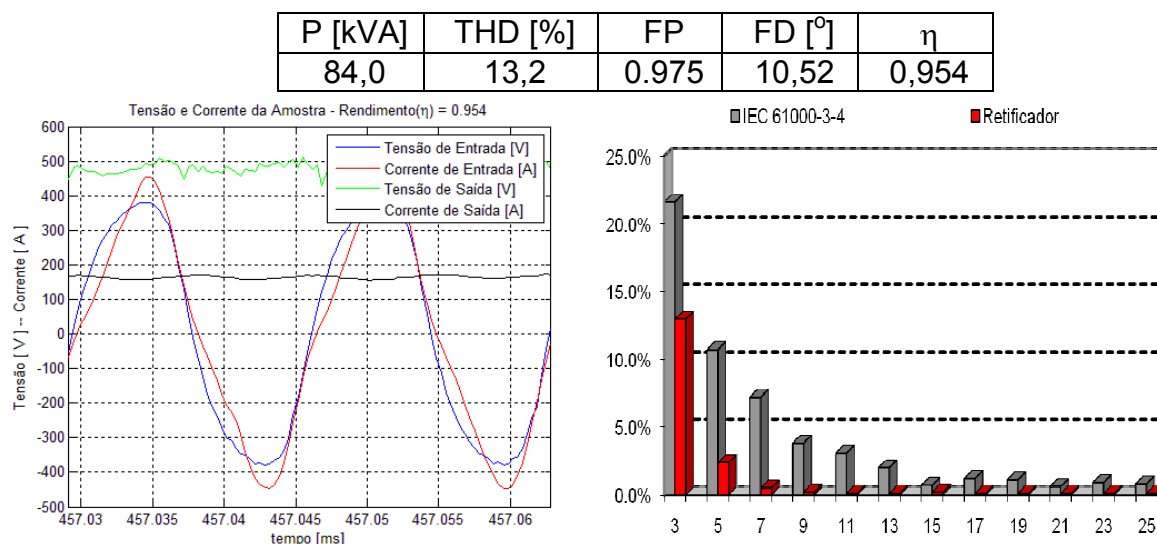


Figura 5.36: Avaliação da qualidade de energia para 84kVA de carga.

## 5.6 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados o projeto, especificações dos componentes e os principais resultados de um protótipo operacional instalado em carro tróibus cedido pela Himalaia Transportes S.A., com potência nominal de 150kW, operando em uma nova rede de alimentação em corrente alternada, com

comutação automática e eletrônica quando da passagem da (e para) rede de alimentação convencional em corrente contínua.

Os resultados experimentais apresentados demonstraram a funcionalidade e eficácia do conversor retificador chaveado entrelaçado “boost”, que, para operação em corrente alternada promove a correção ativa do fator de potência da instalação, através da imposição de formas de onda praticamente senoidais para as correntes drenadas da linha de corrente alternada. As reduzidas distorções harmônicas apresentadas pela corrente de entrada proporcionam um fator de potência praticamente unitário para a estrutura, com pleno atendimento dos limites impostos pela norma IEC 61000-3-4.

A operação e o gerenciamento das transições entre as linhas de alimentação em corrente alternada e convencional em corrente contínua são garantidas através da lógica de controle e proteção implementadas em dispositivo FPGA ( Xilinx Spartan XC3S200), utilizando-se linguagem de descrição de hardware (VHDL).

O conversor desenvolvido, executado e testado, além de permitir a operação híbrida em redes de corrente alternada e/ou corrente contínua, promove a correção do fator de potência quando em corrente alternada, utilizando comutação eletrônica entre as redes de alimentação, garantindo desta forma a manutenção das características elétricas do barramento CC de alimentação do sistema de acionamento (chopper, ou, inversor). Além disso, o equipamento apresenta reduzido peso e volume, reduzidas perdas, elevado rendimento e elevada densidade de potência, permitindo plena integração ao carro tróibus e aos seus sistemas convencionais de potência e acionamento.

Considerando-se que o veículo tróibus cedido para o projeto é composto por sistemas auxiliares eletromecânicos, empregando uma máquina elétrica CC como gerador auxiliar CA (atualmente utilizam-se sistemas inversores estáticos para os sistemas auxiliares), houve a necessidade de adaptações ao processo de partida do tróibus (start-up), considerando-se os circuitos de proteção convencionais de partida (inrush) e a elevada inércia da carga motriz imposta pelo gerador auxiliar. Neste contexto, a dinâmica para o processo de partida é lenta, em torno de 20 segundos. Entretanto, observa-se que para um tróibus moderno, ter-se-ia uma dinâmica muito melhor para o processo de partida, uma vez que os sistemas auxiliares seriam alimentados por conversores estáticos com elevado rendimento no lugar do grupo auxiliar gerador.



Finalmente, observa-se que todos os parâmetros elétricos foram comprovados experimentalmente, todas as proteções consideradas foram verificadas e validadas na operação de campo em uma linha experimental de corrente alternada, além de percorrer um longo percurso pelas ruas da cidade de São Paulo em linhas convencionais de corrente contínua.

## Capítulo 6

### CONCLUSÃO GERAL E PROPOSTA DE CONTINUIDADE DA PESQUISA

#### 6.1 Conclusão

A tese aqui apresentada é constituída por um sistema inédito de alimentação de trólebus em CA a dois fios que drena, do sistema de alimentação isolado, correntes senoidais processadas pelo retificador pré-regulador “boost” entrelaçado em MCD com CFP e compensação de corrente. Além disso, o sistema proposto propiciar uma carga com pouco desequilíbrio para a rede trifásica em função da utilização de um transformador Scott. Esta tese é resultado de um trabalho de Pesquisa, Desenvolvimento e Inovação (P&D&I), com pleno financiamento através do programa de P&D da AES-Eletropaulo, para aplicações em sistemas de transporte coletivo através da tração elétrica do tipo Trólebus, o sistema permite operação com redes de alimentação em CC (Corrente Contínua) ou CA (Corrente Alternada), através da proposição, implementação e experimentação de uma nova estrutura de retificador chaveado monofásico, com elevado fator de potência (FP) e reduzida distorção harmônica de corrente ( $DHT_1$ ), quando da operação em CA.

Para atender todas as especificações, foi empregado um retificador convencional monofásico não controlado de onda completa, associado a conversores chaveados “boost” em configuração entrelaçada operando em MCD (Modo de Condução Descontínua) Foi demonstrado que além do conversor pré-regulador retificador chaveado permitir flexibilidade de alimentação em corrente alternada ou contínua, as elevadas dinâmicas impostas ao fluxo de potência pela carga são plenamente atendidas. Adicionalmente, demonstrou-se que a técnica suplementar de correção da corrente de entrada, em função do baixo ganho estático imposto pelas especificações de projeto do retificador “boost”, minimizou as componentes harmônicas de baixa ordem, corrigindo o formato da corrente de maneira eficaz e garantindo uma envoltória praticamente senoidal. Para promover robustez, confiabilidade e alta qualidade para a corrente de entrada, adotou-se um conversor “boost” com cinco células entrelaçadas operando em MCD, garantindo simplicidade na ação do controle, elevado fator de potência e reduzida  $DHT_1$ ,

garantindo o pleno atendimento aos limites impostos pela norma internacional IEC 61000-3-4.

Portanto, a pesquisa desenvolvida com caráter inédito técnico e científico apresentou o desenvolvimento de uma estrutura pré-reguladora retificadora com potência nominal de 150kW, com a capacidade de manter as mesmas condições operacionais no barramento de corrente contínua de alimentação do sistema de acionamento do trólebus, tanto para aplicações com máquinas de CC (conversor CC-CC), ou, para máquinas de CA (inversor CC-CA).

Todo o estudo teórico envolvendo as análises qualitativas e quantitativas, modelagem, metodologia e técnicas de controle, metodologia de projeto e implementação, além dos resultados experimentais obtidos através da aplicação de testes em campo com sistema trólebus, são apresentados neste trabalho, demonstrando e comprovando a eficácia da técnica proposta para operação do sistema trólebus a dois fios em corrente alternada.

Dentro desse contexto, apresenta-se a tese de que o pré-regulador retificador monofásico projetado, desenvolvido e ensaiado em campo da forma mais real possível, poderá possibilitar a expansão do sistema trólebus a um baixo custo, permitindo que as empresas de distribuição de energia elétrica possam investir neste modal de transporte público, com a possibilidade de retorno de tal investimento, podendo-se ainda, quando da operação em CA, compor a tarifa de uma forma transparente em função de medição direta a bordo. Adicionalmente, contribuindo para a justificativa desta tese, tem-se o interesse mundial para o desenvolvimento de tecnologias ecologicamente corretas, que neste caso se ajusta principalmente a países onde a base da geração de energia está calcada em hidroelétricas, além de contribuir na melhoria da qualidade de vida da população pertencente a grandes centros urbanos, onde em muitos exemplos a qualidade do ar é precária durante muitos meses do ano.

Portanto, com os resultados apresentados nesta tese demonstrou-se a viabilidade técnica e funcional da operação do sistema de transporte público tipo trólebus em corrente alternada a dois fios, permitindo além da expansão da rede de alimentação a baixo custo, a recuperação de investimentos já realizados no passado em sistemas atualmente abandonados em diversas cidades do Brasil e do mundo. Finalmente, a presente tese ainda contribui para a temática atual da “Mobilidade Urbana Sustentável”, considerando-se o desenvolvimento e inovação aplicados a

um modal de transporte coletivo eletrificado, com insignificante emissão de elementos poluentes, com níveis de ruídos reduzidos na operação, ou seja, silencioso, contribuindo fortemente para a sustentabilidade da qualidade de vida humana, principalmente em grandes centros urbanos.

## **6.2 Proposta de Continuidade da Pesquisa**

Considerando a relevância e importância científica do trabalho, além do interesse por parte de empresas de distribuição de energia elétrica e fabricantes de trólebus, apresenta-se como proposta de continuidade fundamental deste trabalho a integração do conversor desenvolvido ao sistema de alimentação e estágios de potência de um trólebus comercial com sistema de acionamento para máquinas de corrente alternada.

Adicionalmente, cogita-se a inserção de técnica de controle deslizante, otimizando as dinâmicas de alteração de carga do conversor para cada ponto de operação, abrangendo toda a faixa de operação, ou as faixas mais críticas de potência dentro do regime de operação do trólebus.

Finalmente, como forma de complementar o desenvolvimento de todo o sistema, propõe-se o estudo, projeto e implementação para os elos de alimentação em CA, incluindo-se elementos de transformação Scott, filtros especiais e as necessárias proteções em CA, permitindo-se uma operação equilibrada e com reduzidas distorções harmônicas para as redes de alimentação em CA.

## REFERÊNCIAS

- [1] BRUNTON, L. J. The trolleybus history. **Jornal of IET**, New York, v.38, n.2 p. 57–61, 1992.
- [2] BRUNTON, L. J. Why not trolleybus? In: IEE SEMINAR ON ELECTRIC, HYBRID AND FUEL CELL VEHICLES, 10., 2000, Durham. **Proceedings...** Durham: IEE, 2000. p. 1-7.
- [3] BRANCO, A. M. **A grave crise dos transportes – I.** [S.l.s.n.], nov 2009. Disponível em: <<http://adrianobranco.eng.br/2009/11/24/a-grave-crise-dos-transportes-i/>>. Acesso em: 1 maio 2010.
- [4] BRANCO, A. M. **Ainda a crise dos transportes tem solução – II.** [S.l.s.n.], dez. 2009. Disponível em: <<http://adrianobranco.eng.br/2009/12/15/ainda-a-crise-dos-transportes-ii/>>. Acesso em: 1 maio 2010.
- [5] BRANCO, A. M. **A Triste história dos transportes urbanos – III.** [S.l.s.n.], dez. 2009. Disponível em: <<http://adrianobranco.eng.br/2009/12/26/a-triste-historia-dos-transportes-urbanos-iii/>>. Acesso em: 1 maio 2010.
- [6] BRANCO, A. M. **Idealização e abandono do projeto dos transportes metropolitanos – IV.** [S.l.s.n.], jan. 2010. Disponível em: <<http://adrianobranco.eng.br/2010/01/05/idealizacao-e-abandono-do-projeto-dos-transportes-metropolitanos-iv/>>. Acesso em: 1 maio 2010.
- [7] BRANCO, A. M. **A crise dos transportes tem solução – V – final.** [S.l.s.n.], jan. 2010. Disponível em: <<http://adrianobranco.eng.br/2010/01/13/a-crise-dos-transportes-tem-solucao-v-final/>>. Acesso em: 1 maio 2010.
- [8] BRANDEMARTE, M. A. G. **Trólebus brasileiros.** [S.l.s.n.], Disponível em: <<http://www.trólebusbrasileiros.com.br/index.htm>>. Acesso em: 23 abr 2010.
- [9] MELO, G. A. **Um sistema eletrônico de 2kW para emulação/simulação experimental da característica estática de saída, tensão (versus) corrente, de sistemas de geração com células combustível tipo PEM.** 2007. 167 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2006.
- [10] VARUN, A. Jagadish Chandra Bose: the real inventor of marconi's wireless receiver. **The Ancient Wireless Association Journal**, India, v.47, n.3, p.50-54, 2006.
- [11] KHAN, A. I. Pre-1900 semiconductor research and semiconductor device applications. In: CONFERENCE ON THE HISTORY OF ELECTRONICS, 5., 2004, United Kingdom. **Proceedings...** United Kingdom: IEEE, 2004. p.1-23.
- [12] THE Birth of electronics. [S.l.s.n.], 2006. Disponível em: <[http://www.hm-treasury.gov.uk/d/queen\\_mary\\_ip\\_research\\_institute\\_p4\\_043\\_1513kb.pdf](http://www.hm-treasury.gov.uk/d/queen_mary_ip_research_institute_p4_043_1513kb.pdf)>. Acesso em: 13 abr. 2010.

- [13] ARC Lighting. [S.l:s.n], 2008. Disponível em: <<http://www.ieeeahn.org/wiki/index.php/arc-lighting>>. Acesso em: 13 abr 2010.
- [14] DITTMANN, F. **The development of power electronics in Europe**. [S.l:s.n, 200?]. Disponível em: <[www.ieeeahn.org/wiki/images/a/a7/DITTMANN.pdf](http://www.ieeeahn.org/wiki/images/a/a7/DITTMANN.pdf)>. Acesso em: 13 abr. 2010.
- [15] HEWITT, P. C. Electric gas lamps and gas electrical resistance phenomena. **IEEE Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, New York, v.19, n.1, p.59-65, 1902.
- [16] NEBEKER, F. The great war and wireless communication. In:\_\_\_\_\_. (Org.). **Chapter 1**. New York: IEEE, 2009. p. 11-45.
- [17] FRIEDEL, R. **A century of electricals**. [S.l:s.n], 1984 – Disponível em: <[http://www.ieeeahn.org/wiki/index.php/A\\_Century-of\\_Electricals](http://www.ieeeahn.org/wiki/index.php/A_Century-of_Electricals)>. Acesso em: 15 abr. 2010.
- [18] THOMPSON, S. P. Rotatory converters. **Journal of Institute of Electrical Engineering**, New York, v.27, n.137, p. 651- 689, 1898.
- [19] WILSON, E. A rotatory converter. **Journal of Institute of Electrical Engineering**, New York, v. 28, n.140, p. 367- 388, 1899.
- [20] GRONDAHL, L., O.; GEIGER, P. H. A new electronic rectifier. **IEEE Transactions of AIEE**, New York, v.46, n.5, p. 357- 366, 1827.
- [21] JAHNS, T. M.; OWEN, E. L. AC adjustable-speed drives at the millennium: how did we get here? **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 16, n. 1, p. 17-25, 2001.
- [22] VAN WYK J.D.; SKUDELNY CH.; MULLER-HELLMANN A. Power electronics, control of the electromechanical energy conversion process and some applications **IEE Electronic Power Applications**, United Kingdom, v. 133, n.6, p. 369-399, 1986.
- [23] NEACSU D. O. Space vector modulation – an introduction. In: CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY – IECON , 27., 2001, Denver, **Tutorial...** Denver: IEEE, 2001. p.1583-1592.
- [24] ZHOU, Y. et. al. Harmonic sources in the city distribution system. In: INTERNATIONAL ADVANCES IN POWER SYSTEM CONTROL - APSCOM, 4., 1997, Hong Kong. **Proceedings...** Hong Kong: IEEE, 1997. p. 549-551.
- [25] SUN Z. et. al. A novel active power quality compensator topology for electrified railway. **IEEE Transactions On Power Electronics**, New York, v. 19, n. 4, p. 1036–1042, jul 2004.

- [26] GUO W.; ENEN R.; MINGXING T. A hybrid active compensation method for current balance based on Y,d11 connection traction transformer. In: POWER ELECTRONICS AND INTELLIGENT TRANSPORTATION SYSTEM – PEITS, 1., 2008, Guangzhou. **Proceedings...** Guangzhou: IEEE, 2008. p. 582 – 586.
- [27] GONZAILEZ, O. L. D. Environmental friendly electric transport for large cities. the case of mexico city. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS - ISIE, 23., 2000, Cholula. **Proceedings...** Cholula: IEEE, 2000. p. kL1-kL4.
- [28] ABRAHAM, L. Power electronics in german railway propulsion. **Journal of the IEEE**, New York, v. 76, n. 4, p.472-480, 1988.
- [29] RUFER, A.; HOTELLIER, D.; BARRADE, P. A supercapacitor-based energy storage substation for voltage compensation in weak transportation networks. **IEEE Transactions On Power Delivery**, New York, v.19, n. 2, p. 626-636, 2004.
- [30] TURNER, D. B.; GUZMAN, F. I. San Francisco MUNI trolleybus propulsion tests: the results. **IEEE Transactions On Vehicular Technology**, New York, v.35, n. 3, p. 118-131,1986.
- [31] SOPOV, V. I.; BIRYUKOV, V. V.; VORFOLOMEYEV, G. N. Increase of efficiency of the power supply system of a trolleybus. In: INTERNATIONAL FORUM ON STRATEGIC TECHNOLOGY, 1., 2006, Ulsan. **Proceedings...** Ulsan: IEEE, 2006. p. 336-337.
- [32] NIKULIN, M. Y.; SCHUROV, N. I. The factors influencing to electrosafety of a trolleybus with an impulse control system. In: RUSSIAN-KOREAN INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON SCIENCE AND TECHNOLOGY - KORUS, 6., 2002, Russia. **Proceedings...** Russia: IEEE, 2002. p.110-112.
- [33] GARCÍA, O. et. al. Single phase power factor correction: a survey. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 18, n. 3, p. 749-755, 2003.
- [34] NAVA, A. et. al. Dynamic performance of an induction motor driven trolleybus. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND DRIVE SYSTEMS - PEDS, 4.,1999, Hong Kong. **Proceedings...** Hong Kong: IEEE, 1999. p. 416-421.
- [35] ZHANG, J.; JOVANOVIC, M. M.; LEE, F. C. Comparison between CCM single-stage PFC and two-stage"boost"PFC converters. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION - APEC, 14., 2000, New Orleans. **Proceedings...** New Orleans: IEEE, 2000. p. 335-341.
- [36] FREITAS, L. C. G.; LIMA, G. B.; GONÇALVES, F. A.; MELO, G. A.; CANESIN, C. A.; FREITAS, L. C. Proposal of a hybrid rectifier structure with HPF and low THD suitable for front-end trolleybuses systems supplied by AC distribution networks. In: ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION - ECCE,1., 2009, San Jose. **Proceedings...** San Jose: IEEE, 2009. p. 451-458.

- [37] FREITAS L. C. G.; LIMA G. B.; GONÇALVES, F. A.; MELO, G. A.; CANESIN, C. A.; FREITAS, L. C. A novel single-phase HPF hybrid rectifier suitable for front-end trolleybus systems. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP, 9., 2009, Bonito. **Proceedings...** Rio de Janeiro: Brazilian Power Electronics Society, 2009. p. 619-626.
- [38] Freitas L. C. G. et. al. A novel programmable PFC based hybrid rectifier for ultra clean power application. In: POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE - PESC, 35., 2004, Aachen. **Proceedings...** Aachen: 2004. p. 2172-2177.
- [39] CANESIN, C. A.; GONÇALVES, F. A. S. A 2kW interleaved ZCS-FM"boost"rectifier digitally controlled by FPGA device. In: POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE - PESC, 36., 2005, Recife. **Proceedings...** Recife: IEEE, 2005. p. 513-518.
- [40] IRVING, B. T.; JANG, Y.; JOVANOVIĆ, M. M. A comparative study of soft-switched CCM"boost"rectifiers and interleaved variable-frequency DCM"boost"rectifier. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION - APEC, 15., 2000, New Orleans. **Proceedings...** New Orleans: IEEE, 2000. p. 171-177.
- [41] BALOGH, L.; REDL, R. Power-Factor correction with interleaved"boost"converters in continuous-inductor current mode. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION - APEC, 8., 1993, San Diego. **Proceedings...** San Diego: IEEE, 1993. p.168-174.
- [42] WONG, P.; LEE, F. C. Interleaved to reduce reverse recovery loss in power factor correction circuits. In: INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY CONFERENCE - IAS, 1., 2000, Salt Lake City. **Proceedings...** Salt Lake: IEEE, 2000. p. 2311-2316.
- [43] ISHII, T.; MIZUTANI, Y. Power factor correction using interleaving technique for critical mode switching converters. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION - APEC, 9., 1994, Orlando. **Proceedings...** Orlando: IEEE, 1994. p. 404-410.
- [44] MIWA, B. A.; OTTEN, D. M.; SCHLECHT, M.F. High efficiency power factor correction using interleaving techniques. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION - APEC, 7., 1992, Boston. **Proceedings...** Boston: IEEE, 1992. p. 557-568.
- [45] NEWTON, A.; GREEN, T. C.; ANDREW, D. AC/DC power factor correction using interleaved"boost"& Cúk converters. In: POWER ELECTRONICS AND VARIABLE SPEED DRIVES, 8., 2000, London. **Proceedings...** London: IEEE, 2000. p. 293-298.
- [46] BORTIS, D.; BIELA J.; KOLAR, J.W. Active gate control for current balancing in paralleled IGBT modules in a solid state modulator. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON PLASMA SCIENCE - ICOPS, 34., 2007, Albuquerque. **Proceedings...** Albuquerque: IEEE, 2007. p. 791-791.



- [47] HOFER, O.; KARRER, N.; GERSTER, C. Paralleling intelligent IGBT power modules with active gate-controlled current balancing. In: POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE - PESC, 27.,Baveno, 1996. **Proceedings...** Baveno: IEEE, 1996. p. 1312-1316.
- [48] SIEMENS. **Connecting IGBTs in parallel (fundamentals)**. [S.l:s.n, 200?]. Disponível em: <tp://www.infineon.com/dgdl/lh\_ap\_22.pdf?folderl>. Acesso em: 14 abr 2010.
- [49] YANG, C. H.; LIANG, Y. C. Investigation on parallel operations of IGBTs. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS, CONTROL, AND INSTRUMENTATION CONFERENCE, 22., 1996, Taipei. **Proceedings...** Taipei: IEEE, 1996. p. 1005-1010.
- [50] NOSER, P. H.; KARRER, N. Monitoring of paralleled IGBT/diode modules. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v.14, n 3, p.438-444, 1999.
- [51] LEE, F. C. et al. Evaluation of input current in critical mode"boost"pfc converter for distributed power systems. In: APPLIED POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE - APEC, 16., 2001, Anaheim. **Proceedings...** Anaheim: IEEE, 2001. p.130-136.
- [52] CHAN, C. H.; PONG, M. H. Input current analysis of interleaved"boost"converters operating in discontinuous-inductor current mode. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC, 28.,1997, St. Louis. **Proceedings...** St. Louis: IEEE, 1997. p. 392-398.
- [53] KLAASSENS, J. B.; DE CHATELEUX, W. L. F. H. A. M.; VAN WESENBEECK, M.P.N. Phase-staggering control of a series-resonant DC-DC converter with paralleled power modules. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 3, n. 2, p. 164-173, 1988.
- [54] BROECK; H.; TEZCAN, I. 1 KW dual interleaved"boost"converter for low voltage applications. In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONFERENCE - IPEMC, 5., 2006, Shangai. **Proceedings...** Shangai: IEEE, 2006. p. 1-5.
- [55] CHAN, C. H.; Pong, M. H. Interleaved"boost"power factor corrector operating in discontinuous-inductor-current mode. In: POWER CONVERSION CONFERENCE, 2.,1997, Nagaoka. **Proceedings...** Nagaoka: IEEE, 1997. p. 405-410.
- [56] XUDONG, H. et. al. Parasitic ringing and design issues of digitally controlled high power interleaved"boost"converters. **IEEE Transactions On Power Electronics**, New York, v.19, n. 5, p. 1341-1352, 2004.
- [57] LOPEZ, G. C.; FORSYTH, A. J.; NUTTALL, D. R. Design and performance evaluation of a 10kw interleaved"boost"converter for a fuel cell electric vehicle. In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONFERENCE - IPEMC, 5., 2006, Shangai. **Proceedings...** Shangai: IEEE, 2006. p. 1-5. 3v.

- [58] SHIN, H. B. et. al. Generalised steady-state analysis of multiphase interleaved"boost"converter with coupled inductors. **IEE Journal of IET**, New York, v.152, n.3, p. 584-594, 2005.
- [59] SHIN, H. B. et. al. Small-signal analysis of multiphase interleaved"boost"converter with coupled inductors. **IEE Journal of IET**, New York, v.152, n.5, p. 1161-1170, 2005.
- [60] KILDERS, E. S. et. al. High power passive soft switched interleaved"boost"converters. In: POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE - PESC, 35., 2004, Aachen. **Proceedings...** Aachen: IEEE, 2004. p. 426-432.
- [61] BABU, C. S.; VEERACHARY, M. Predictive controller for interleaved"boost"converter. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS - ISIE, 28., 2005, Dubrovnik. **Proceedings...** Dubrovnik: IEEE, 2005. p. 577-581.
- [62] WOO, Y. C.; BONG, H. K. An Efficient Power-Factor Correction Scheme for Plasma Display Panels. **IEEE Journal Of Display Technology**, New York, v.4, n.1, p. 70-80, 2008.
- [63] ANDRADE, M. A. P.; SCHUCH, L.; PINHEIRO, J. R. Generalized switching logic scheme for CCM-PFC interleaved"boost"converters. In: POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE - PESC, 35., 2004, Aachen. **Proceedings...** Aachen: IEEE, 2004. p. 2353-2359.
- [64] JIANG, Y. et. al. A Novel Single-Phase Power Factor Correction Scheme. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION - APEC, 8., 1993, San Diego. **Proceedings...** San Diego: IEEE, 1993. p.287-282.
- [65] HAIPING X. et. al. High power interleaved"boost"converter in fuel cell hybrid electric vehicle. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRIC MACHINES AND DRIVES, 10.,2005, San Antonio. **Proceedings...** San Antonio: IEEE, 2005. p. 1814-1819.
- [66] DIXON J.; MORÁN L. A Clean four-quadrant sinusoidal power rectifier using multistage converters for subway applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 52, n. 3, p. 653-661,2005.
- [67] MUMMADI, V.; TOMONOBU, S.; KATSUMI, U. Neural-network-based maximum-power-point tracking of coupled-inductor interleaved-boost-converter-supplied PV system using fuzzy controller. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 50, n. 4, p. 749-758, 2003.
- [68] BARBOSA, P. M.; LEE, F. C. A. A Three-Level converter and its application to power factor correction. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 20, n. 6, p. 1326-1330, 2005.

- [69] GARTH, D. R. et al. Multi-phase 2 kilowatt, high voltage, regulated power supply. In: POWER CONDITIONING SPECIALISTS CONFERENCE - PCSC, 1., 1971, New York . **Proceedings...** New York: IEEE, 1971. p. 110-116.
- [70] BRAGA, H.; BARBI, I. A new technique for parallel connection of commutation cells – analysis, design and experimentation. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC, 26., 1995, Atlanta. **Proceedings...** Atlanta: IEEE, 1995. p. 81-86.
- [71] JOVANOVIĆ, M. M.; ZHANG, M. T. Analysis and evaluation of interleaving techniques in forward converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 13, n. 4, p. 690-698, 1998.
- [72] PINHEIRO, J. R.; BAGGIO, J. E. Isolated interleaved-phase-shift-pwm dc-dc zvs converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 39, n. 6, p. 1795-1802, 2003.
- [73] SINGH, B. N.; JOOS, G.; JAIN, P. A new topology of 3-phase pwm ac/dc interleaved converters for telecommunication supply systems. In: INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY CONFERENCE - IAS, 1., 2000, Salt Lake City. **Proceedings...** Salt Lake: IEEE, 2000. p. 2290-2296.
- [74] HEY, H. L.; PINHEIRO, J. R.; STEIN, C. M. O. Power factor with Interleaved ZCS<sup>TM</sup> boost converters in critical conduction mode. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP, 6., 1999, Foz do Iguaçu. **Anais...** Campinas: Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, 1999. p. 399-404.
- [75] MCLYMAN, C. Wm. T. **Designing magnetic components for high frequency dc-dc converters**. San Marino, USA: Braun-Brumfield, 1993, 532p.
- [76] ROGGIA L. **Estudo, controle e implementação do conversor<sup>TM</sup> boost<sup>TM</sup> PFC operando no modo de condução mista**. 2009. 143 f.. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2009.
- [77] ROGGIA L.; BAGGIO J. E.; PINHEIRO J. R. Predictive current controller for a power factor correction<sup>TM</sup> boost converter operating in mixed conduction mode. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS - EPE, 13., 2009, Barcelona. **Proceedings...** Barcelona: IEEE, 2009. p. 1 – 10.
- [78] MATTAVELLI P.; SPIAZZI G. P. T. Predictive digital control of power factor preregulators using disturbance observer for input voltage estimation. In: POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE - PESC, 34., 2003, Acapulco. **Proceedings...** Acapulco: IEEE, 2003. p. 1703-1708.
- [79] YEH C.A.; HO K.M.; LAI Y.L. Digital-controlled power factor corrector with transition current mode control without zero current detection. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND DRIVE SYSTEMS - PEDS, 14., 2009, Taipei. **Proceedings...** Taipei: IEEE, 2009. p.198-203.

- [80] FERDOWSI P. D. Review of digital control techniques for automotive DC-DC converters. In: CONFERENCE ON VEHICLE POWER AND PROPULSION, 4., 2005, Michigan. **Proceedings...** Michigan: IEEE, 2005. p. 653-657.
- [81] JAYARAMAN Y.; RAVINDRAN U. FPGA implementation of predictive control strategy for power factor correction. **World Academy of Science - Engineering and Technology**, Paris, v.39, n.1, p.199-204, 2008.
- [82] LENINE D. BABU Ch. S. KUMARI J. S. An improvement of predictive control for single phase voltage fed power factor correction converters. **International Journal of Recent Trends in Engineering**, Paris, v.2, n.5, p. 116-120, 2009.
- [83] LAZAR J. CUK S. Open loop control of a unity power factor, discontinuous conduction mode boost rectifier. In: TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE, INTELEC, 17., 1995, The Hague. **Proceedings...** The Hague: IEEE, 1995. p. 671 – 677.
- [84] LIU K. H.; LIN Y. L. Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous-mode”boost”converters. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC, 20., 1989, Milwaukee. **Proceedngs...** Milwaukee: IEEE, 1989. p. 825-829.
- [85] CANESIN, C. A.; GONÇALVES, F. A. S.; MELO, G. A.; FREITAS L. C. G. DCM”boost”interleaved converter for operation in AC and DC to trolleybus application. In: European Conference on Power Electronics and Applications - EPE, 13., 2009, Barcelona. **Proceedings...** Barcelona: IEEE, 2009. p. 1-10.
- [86] GONÇALVES, F. A. S.; CANESIN, C. A. ; MELO, G. A.; FREITAS, L. C. G. HPF”boost”interleaved operating in discontinuous conduction mode for trolleybus application. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE - COBEP, 9., 2009, Bonito. **Proceedings...** Rio de Janeiro: Brazilian Power Electronics Society, 2009. p. 648-654.