

**EDSON JOÃO LORENCETTI**

**SISTEMA DE GERENCIAMENTO ATIVO DE EQUALIZAÇÃO DE ENERGIA EM  
BANCO DE BATERIAS USANDO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL  
MODULAR**

Dissertação apresentada ao curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre Engenheiro Eletricista.

Orientador: Dr. Joselito Anastácio Heerd

**Joinville, SC**

**2018**

Lorencetti, Edson João

Sistema de Gerenciamento Ativo de Equalização de Energia em Banco de Baterias Usando Conversor CC-CC Bidirecional Modular / Edson João Lorencetti. - Joinville , 2018.

140 p.

Orientador: Joselito Anastácio Heerd

Dissertação (Mestrado) - Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação Profissional em Engenharia Elétrica, Joinville, 2018.

1. Equalização ativa de baterias. 2. Sistema de gerenciamento de baterias. 3. Conversor modular. I. Heerd, Joselito Anastácio. II. Universidade do Estado de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação. III. Título.

**Sistema de Gerenciamento Ativo de Equalização de Energia em Banco de  
Baterias Usando Conversor CC-CC Bidirecional Modular**

por

**Edson João Lorencetti**

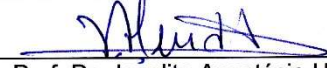
Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de

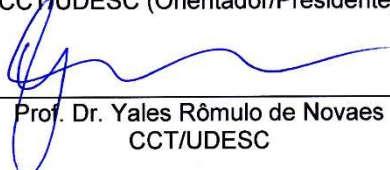
**MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA**


Área de concentração em "Automação de Sistemas"  
e aprovada em sua forma final pelo

**CURSO DE MESTRADO PROFISSIONAL EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
DO CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA  
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.**

Banca Examinadora:

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerd  
CCT/UEDESC (Orientador/Presidente)

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes  
CCT/UEDESC

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Gierr Waltrich  
UFSC

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza  
Azevedo - UFPE

**Joinville, SC, 16 de fevereiro de 2018.**



## AGRADECIMENTOS

Os primeiros agradecimentos vão aos céus, à Nosso Senhor Jesus Cristo, a quem tudo devo.

Eu sou muito grato ao Professor Joselito Anastácio Heerdt. Seu conhecimento, auxílio e incentivo foram muito importantes para que eu pudesse realizar este trabalho. Agradeço aos Professores da banca, os quais se dispuseram a leitura e avaliação deste trabalho.

Eu gostaria de agradecer a todo corpo docente da pós-graduação de Engenharia Elétrica da UDESC, pelos ensinamentos durante a disciplina do mestrado. Ao meu chefe Guilherme Bonan, gerente da WEG Critical Power, cuja compreensão e auxílio foram essenciais. Ao meu amigo Alexandre Araújo dos Santos que me incentivou a dar início ao mestrado.

Não poderia deixar de agradecer também aos meus amigos, pessoas queridas que contribuíram com ensinamentos, apoio técnico, sugestões e críticas. Obrigado ao Angelo Emanuel Lanzoni, Carlo Vinicius Mendes Barboza Fernandes, Cristiano Venturi, Edson Basquioto, Eduardo Frederico Krause, Eduardo José Batista, Frederico Vaz de Oliveira, Michael Eberle Siemeintcoski, Michael McNamara, Moreno Garcia, Paulo Pereira Junior, Rômulo Schweitzer e Rodrigo Piontkewicz.

Eu agradeço muito a minha família, em especial a minha noiva e futura esposa, Mayra Rubia Umlauf, pelo amor, compreensão e sacrífico, sendo ela a minha grande fonte de inspiração nesta vida.



## RESUMO

Este trabalho apresenta uma proposta de topologia e controle de um conversor bidirecional modularizado alimentado por baterias que integra a função de equalização ativa nos processos de carga e descarga do sistema. O controle desenvolvido realiza a estimação do estado de carga futuro das baterias, de modo a identificar a tendência de desequilíbrio de carga, e também realiza a estimação de um fator de perdas internas das baterias com base nas condições média de carga durante um período determinado via parametrização. Dessa forma, o controle pode executar ações antecipadas de equalização para reduzir as taxas de energia das baterias com menor carga ou aquelas cujo processo de descarga está mais acelerado, aumentando assim a autonomia do banco de baterias. O sistema proposto foi dimensionado e validado somente para o modo de descarga, tendo os ensaios experimentais apresentado ganhos significativos com relação ao funcionamento do mesmo sistema operando sem o controle de equalização.

**Palavras-chave:** Equalização ativa de baterias. Conversor modular. Sistema de gerenciamento de bateria.





## ABSTRACT

Battery systems that require higher voltage outputs use to face the problem of State of Charge (SOC) equalization of the cells, which causes premature deterioration of the batteries. In order to prevent the negative impacts on batteries as a result of the state of the charge unbalancing, dissipative equalization circuits used to be integrated to the battery system to throw out the exceed energy of the most charged cells of the bank. This dissertation proposes a modularized system based on a bidirectional boost converter and control of discharge of a battery system, which have the purpose to keep output voltage stabilized at the same time that works to maintain all battery banks in an equal charge. The main objective of this operation is to improve the health of batteries and the total energy capacity available to use. This system can be used as an alternative method to the common series connected batteries systems, it works as a modularized or individual equalizer and operates during the charges and discharges of the system, eliminates use of additional converters operating as equalizers. The potential impacts of the proposed system on the batteries are discussed in this dissertation.

**Keywords: Active Battery Equalization, Modular Converters, Battery Management System.**



## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Ilustração de um banco série de baterias.....	31
Figura 2 - Equalização passiva individualizada .....	33
Figura 3 – Topologia de capacitores chaveados entre duas baterias .....	35
Figura 4 – Ilustração do formato da curva de descarga das baterias do tipo chumbo-ácido e lítio-íon .....	36
Figura 5 - Topologia de capacitores ressonantes chaveados .....	36
Figura 6 - Topologia de equalização de baterias baseada no conversor Forward .....	37
Figura 7 - Topologia de equalização de baterias baseada no conversor Flyback.....	38
Figura 8 - Topologia de equalização de baterias baseada no conversor Buck-Boost.....	39
Figura 9 - Topologia de equalização de baterias baseada no conversor Cúk .....	40
Figura 10 - Topologia de equalização em blocos de baterias baseada em capacitores chaveados .....	41
Figura 11 - Topologia de equalização em blocos de baterias baseada em conversores do tipo c.c.-c.c.....	41
Figura 12 - Exemplo de sistema de equalização híbrido .....	42
Figura 13 - Topologias de sistemas: (a) Conversor único (b) Conversor modular .....	46
Figura 14 - Topologia de potência do conversor modular proposto: equalização em blocos de baterias.....	46
Figura 15 - Etapa de funcionamento do sistema proposto: Modo descarga.....	47
Figura 16 - Etapa de funcionamento do sistema proposto: Modo carga .....	48
Figura 17 – Estrutura dos controles envolvidos no sistema proposto .....	49
Figura 18 - Modelo simplificado genérico de uma bateria.....	50
Figura 19 - Curva de descarga das baterias utilizadas para validação do sistema - First Power 5Ah .....	53
Figura 20 – Primeira etapa de funcionamento do conversor bidirecional: (a) Modo Boost e (b) Modo Buck .....	56
Figura 21 - Segunda etapa de funcionamento do conversor bidirecional: (a) Modo Boost e (b) Modo Buck .....	57
Figura 22 - Gráfico comparativo de interruptores eletrônicos .....	63
Figura 23 - Núcleo de ferrite do tipo EE e o seu respectivo carretel.....	66
Figura 24 - Circuito eletrônico do conversor - Simulação PSim® .....	70

Figura 25 - Simulação do conversor Boost malha aberta conforme as três situações abordadas no projeto .....	70
Figura 26 - Resposta da simulação da corrente no indutor em regime: (a) Situação 1 (b) Situação 2 (c) Situação 3 .....	71
Figura 27 - Resposta da simulação da tensão de saída em regime: (a) Situação 1 (b) Situação 2 (c) Situação 3 .....	71
Figura 28 - Esboço do desenvolvimento de layout .....	72
Figura 29 – DockStation da Texas Instrument do MCU Delfino TMS320F28335 .....	73
Figura 30 - Esquemático do sistema de potência do conversor .....	74
Figura 31 - Esquemático da fonte isolada para acionamento dos interruptores.....	74
Figura 32 - Esquemático do gate drivers dos interruptores .....	75
Figura 33 - Esquemático do sensor de corrente da entrada.....	75
Figura 34 - Esquemático do circuito de sensor de tensão da saída .....	76
Figura 35 - Esboço da disposição dos circuitos da PCI de Potência.....	78
Figura 36 - Layout da PCI de Potência .....	78
Figura 37 - Desenho 3D do layout da PCI de Potência – Parte superior .....	79
Figura 38 - Desenho 3D do layout da PCI de Potência – Parte inferior .....	79
Figura 39 - Layout da PCI de Controle - Visão Superior .....	81
Figura 40 - PCI de Controle após fabricação - Visão superior .....	81
Figura 41- Projeto eletrônico: (a) Layout 3D (b) Fotografia do protótipo fabricado .....	82
Figura 42 - Controlador cascata do conversor - Modo descarga .....	86
Figura 43 - Resposta em função da frequência da malha de corrente por razão cíclica .....	87
Figura 44 - Resposta do sistema em malha aberta para o controlador e a malha de corrente para diferentes frequências de corte: 1 kHz, 2 kHz, 3 kHz, 4 kHz e 5 kHz .....	88
Figura 45 - Resposta em função da frequência da malha de tensão por corrente .....	89
Figura 46 - Resposta do sistema em malha aberta para o controlador e a malha de tensão por corrente para diferentes frequências de corte: 10 Hz, 20 Hz, 30 Hz, 40 Hz e 50 Hz .....	90
Figura 47 - Análise da tensão de saída do conversor do sistema em diferentes configurações de frequência de operação do controlador: (a) Resposta conversor Boost para a partida e para a resposta em degrau (b) Zoom da resposta ao degrau .....	91
Figura 48 - Análise da corrente de entrada do conversor para a resposta em degrau do sistema em diferentes configurações de frequência de operação do controlador .....	92
Figura 49 - Simulação do conversor a partir do modelo digitalizado: (a) Tensão de saída (b) Corrente de entrada .....	93

Figura 50 - Fluxograma de funcionamento do Controlador Principal .....	94
Figura 51 – Ensaio de descarga da Bateria B2 para diferentes valores médios de corrente carga .....	96
Figura 52 - Processo de estimação do SOC em tempo real por meio dos dados tabelados, a uma temperatura de 25 °C .....	97
Figura 53 - Curva de descarga para diferentes condições de descargas considerando a bateria ideal e os dados reais de catálogo do modelo First Power FP1250 com capacidade de 5 Ah	100
Figura 54 - Fator de perdas em função de corrente de descarga do sistema .....	101
Figura 55 - Erro de predição do SOC .....	103
Figura 56 - Ilustrando o cálculo da configuração das tensões de referência dos conversores	105
Figura 57 - Curva de Número de ciclos x Profundidade de descarga: Baterias First Power série LP e LFP.....	111
Figura 58 - Estado de carga das baterias: Ensaio 1 do Grupo 1 sem equalização.....	114
Figura 59 - Ensaio 1 do Grupo 1 sem equalização: (a) Tensão de saída dos conversores e (b) Tensão de saída do sistema.....	115
Figura 60 - Ensaio 1 do Grupo sem equalização: (a) Tensão das baterias e (b) Corrente das baterias.....	115
Figura 61 - Estado de carga das baterias: Ensaio 2 do Grupo 1 com equalização .....	116
Figura 62 – Ensaio 2 do Grupo 1 com equalização: (a) Tensão de saída dos conversores e (b) Tensão de saída do sistema.....	117
Figura 63 – Ensaio 2 do Grupo 1: (a) Tensão das baterias e (b) Corrente das baterias.....	117
Figura 64 - Tensão de saída dos conversores: (a) Ensaio 3 do Grupo 1 e (b) Ensaio 4 do Grupo 1 .....	119
Figura 65 - Estado de carga das baterias: Ensaio 4 do Grupo 1 com equalização .....	119
Figura 66 - Tensão de saída dos conversores: (a) Ensaio 5 do Grupo 1 e (b) Ensaio 6 do Grupo 1 .....	120
Figura 67 - Erro de predição: (a) Ensaio 4 do Grupo 1 e (b) Ensaio 7 do Grupo 1 .....	121
Figura 68 - Estado de carga das baterias do Grupo 2: (a) Ensaio 8 e (b) Ensaio 9 .....	122
Figura 69 - Tensão de saída dos conversores do Grupo 2: (a) Ensaio 8 (b) Ensaio 9.....	123
Figura 70 - Corrente das baterias do Grupo 2: (a) Ensaio 8 e (b) Ensaio 9.....	124
Figura 71 - Coeficiente angular do fator de perdas: (1) Ensaio 4 do Grupo 1 e (b) Ensaio 9 do Grupo 2.....	124
Figura 72 - Estado de carga das baterias do Grupo 2: (a) Ensaio 10 e (b) Ensaio 11 .....	125
Figura 73 - Tensão de saída dos conversores do Grupo 3: (a) Ensaio 10 e (b) Ensaio 11 .....	126

Figura 74 - Corrente das baterias do Grupo 3: (a) Ensaio 10 e (b) Ensaio 11 .....	126
Figura 75 - Coeficiente angular do fator de perdas: (a) Ensaio 4 do Grupo 1 e (b) Ensaio 11 do Grupo 2 .....	127

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros do protótipo do sistema proposto .....	52
Tabela 2 - Dados de catálogo da bateria FP1250 - tempo de descarga para diferentes condições de corrente .....	53
Tabela 3 - Parâmetros iniciais para projeto do conversor bidirecional: modo Boost.....	61
Tabela 4 - Parâmetros iniciais para projeto do conversor bidirecional: modo Buck.....	61
Tabela 5 - Equações do conversor bidirecional: Modo Boost e Buck.....	62
Tabela 6 - Resultados dos cálculos de indutância e capacitância do conversor bidirecional ...	62
Tabela 7 - Equações dos esforços no conversor bidirecional .....	64
Tabela 8 - Resultados dos cálculos dos esforços no conversor bidirecional .....	65
Tabela 9 – Equações e resultados dos cálculos referentes ao banco de capacitor de saída do conversor .....	66
Tabela 10 - Equacionamento para o projeto do indutor de entrada.....	67
Tabela 11 - Resultados de simulação dos parâmetros do projeto do indutor .....	68
Tabela 12 - Resultados do dimensionamento do fio condutor para o projeto do indutor.....	69
Tabela 13 - Dados de simulação - situações críticas .....	70
Tabela 14 - Margem de fase do sistema para diferentes frequências de corte do controlador de corrente .....	89
Tabela 15 – Diferentes bandas passantes dos controladores projetados .....	90
Tabela 16 - Tabela parcial dos dados utilizados para estimação do estado de carga em tempo real .....	96
Tabela 17 - Corrente de descarga de catálogo da Bateria First Power FP1250 e as respectivas correntes ideais relativas aos tempos de descarga. ....	99
Tabela 18 - Protocolo de comunicação: DSC para Matlab® .....	107
Tabela 19 - Protocolo de comunicação: Matlab® para DSC .....	108
Tabela 20 - Grupo de ensaio experimental.....	112
Tabela 21 - Parâmetros do controlador principal ajustados nos ensaios .....	113
Tabela 22 - Parametrização dos ensaios do Grupo 1: 1 e 2.....	116
Tabela 23 - Parametrização dos ensaios 3 e 4 do Grupo 1 .....	118
Tabela 24 – Autonomia do processo de descarga do Grupo 1 .....	118
Tabela 25 - Parametrização dos ensaios 5 e 6 do Grupo 1 .....	120
Tabela 26 - Parametrização dos ensaios 4 e 7 do Grupo 1 .....	122

Tabela 27 - Parametrização dos ensaios 8 e 9 do Grupo 2 .....	122
Tabela 28 - Autonomia do processo de descarga para o Grupo 2.....	123
Tabela 29 – Valor médio do coeficiente linear das baterias: Ensaio 4 do Grupo 1 e Ensaio 9 do Grupo 2 .....	125
Tabela 30 – Autonomia do processo de descarga do Grupo 3.....	125
Tabela 31 – Valor médio do coeficiente linear das baterias: Ensaio 4 do Grupo 1 e ensaio 11 do Grupo 2 .....	127



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Abrev/Siglas	Descrição
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
c.a.	Corrente Alternada
c.c.	Corrente Contínua
c.c.-c.c.	Conversor de corrente contínua para corrente contínua
DOD	<i>Depth of Discharge</i>
DSC	<i>Digital Signal Controller</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
EDLC	<i>Electric Double Layer Capacitor</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
FC	<i>Flying Capacitor</i>
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
GD	<i>Gate Driver</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PI	Proporcional Integral
PID	Proporcional Integral Derivativo
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SOC	<i>State Of Charge</i>
SCI	<i>Serial Communication Interface</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SMD	<i>Surface Mount Device</i>
THT	<i>Through Hole Technology</i>
VE	Veículo Elétrico
VEH	Veículo Elétrico Híbrido
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>



## LISTA DE SÍMBOLOS

Descrição	Símbolo	Unidade
Área transversal do núcleo E de ferrite	$A_e$	$cm^2$
Área da janela do carretel do indutor	$A_w$	$cm^2$
Área mínima do condutor de cobre	$S_{min}$	$cm^2$
Capacitância mínima de saída do conversor	$C_{min}$	F
Capacitância de saída do MOSFET	$C_o$	F
Capacidade efetiva da bateria informada em catalogo	$C_{Ah}$	Ah
Corrente de saída nominal	$I_{o\_nom}$	A
Corrente de saída mínima	$I_{o\_min}$	A
Corrente de saída máximo	$I_{o\_max}$	A
Corrente de pico para projeto do indutor	$I_p$	A
Corrente eficaz do diodo	$I_{D\_ef}$	A
Corrente máxima do diodo	$I_{D\_max}$	A
Corrente eficaz do MOSFET	$I_{M\_ef}$	A
Corrente máxima do MOSFET	$I_{M\_max}$	A
Corrente média de descarga da bateria	$I_d$	A
Corrente média ideal de descarga da bateria	$I_d^{ideal}$	A
Coefficiente angular do fator de perdas interno	A	
Constante do fator de perdas interno	B	
Densidade de corrente máxima	$J_{max}$	$A/cm^2$
Diâmetro máximo do fio de cobre – efeito pelicular	$\Delta$	cm
Estado de carga atual da bateria	SOC	
Estado de carga atual da bateria	$SOC_p$	
Estado de carga referente a tabela de corrente inferior	$SOC_{INF}$	
Estado de carga referente a tabela de corrente superior	$SOC_{SUP}$	
Erro de predição do SOC	$e$	
Distância do entreferro	$l_g$	mm
Fator de perdas internas da bateria	$\alpha(I)$	
Fator térmico da bateria	$\beta(T)$	
Fator de ocupação do enrolamento de cobre dentro do carretel	$k$	%
Frequência de comutação do conversor	$F_s$	Hz
Frequência de corte do compensador	$f_c$	rad/s
Frequência do zero do compensador	$wz$	rad/s
Frequência do pólo do compensador	$wp$	rad/s
Função de transferência do compensador analógico de corrente por razão cíclica	$C_i(s)$	
Função de transferência do compensador analógico de corrente por tensão	$C_{vi}(s)$	
Função de transferência do compensador digital de corrente por razão cíclica	$C_i(z)$	
Função de transferência do compensador digital de corrente por tensão	$C_{vi}(z)$	

Indutância mínima do projeto conversor	$L_{min}$	H
Indução magnética máxima	$B_{max}$	T
Matriz de variáveis de controle	$\mathbf{x}$	
Matriz de variáveis de estado	$\mathbf{u}$	
Matriz quadrática de constantes de controle	$\mathbf{A}$	
Matriz quadrática de variáveis de constantes	$\mathbf{B}$	
Resistência interna da bateria	$R_{IN}$	$\Omega$
Resistência térmica do núcleo de ferrite	$R_T$	$^{\circ}C/W$
Parâmetro do controlador: variação máxima da tensão de referência	$\Delta V_{ref}(max)$	V
Parâmetro do controlador: variação máxima do SOC	$\Delta SOC(max)$	
Período de comutação	$T_s$	s
Perdas no enrolamento de cobre do indutor	$P_w$	W
Perdas no núcleo de ferrite do indutor	$P_v$	W
Perdas totais no indutor	$P_T$	W
Permeabilidade magnética do ar	$\mu_o$	H/m
Peso de ponderação do valor de SOC da tabela de corrente superior	$P_{INF}$	
Peso de ponderação do valor de SOC da tabela de corrente inferior	$P_{SUP}$	
Resistência de condução do MOSFET	$R_{ds}$	$\Omega$
Razão cíclica do conversor	$D$	
Razão cíclica máxima do conversor	$D_{max}$	
Razão cíclica mínima do conversor	$D_{min}$	
Período de tempo	$\Delta t$	s
Tensão de referência de saída do conversor	$V_{ref}$	V
Tensão terminal da bateria em aberto	$V_{OC}$	V
Tensão atual da bateria de n° 1	$V_{B1}$	V
Tensão atual da bateria de n° 2	$V_{B2}$	V
Tensão atual da bateria de n° 3	$V_{B3}$	V
Tensão atual da bateria de n° 4	$V_{B4}$	V
Tensão de ondulação (ripple) máxima na saída do conversor	$V_r$	V
Tensão mínima de entrada	$V_{i,min}$	V
Tensão nominal de entrada	$V_{i,nom}$	V
Tensão máxima de entrada	$V_{i,max}$	V
Tensão média de saída do sistema	$V_s$	V
Tensão média de queda do diodo	$V_F$	V
Tensão instantânea sobre o indutor	$v_L$	V
Tensão média de saída do conversor	$V_o$	V
Tempo total de descarga da bateria para uma determina corrente de descarga constante	$T_d$	min

### Símbolos usados para referenciar elementos de circuitos

<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Unidade</b>
<i>C</i>	Capacitor	F
<i>D</i>	Diodo	
<i>L</i>	Indutor	H
<i>R</i>	Resistor	$\Omega$
<i>S</i>	Interruptor	
<i>Q</i>	MOSFET	
<i>B</i>	Bateria	



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO GERAL .....</b>	<b>27</b>
<b>2</b>	<b>BANCOS DE BATERIAS E SISTEMAS DE EQUALIZAÇÃO ATIVA .....</b>	<b>30</b>
2.1	INTRODUÇÃO .....	30
2.2	VIDA ÚTIL DA BATERIA.....	30
2.3	BANCO SÉRIE DE BATERIAS.....	31
2.4	SISTEMA DE EQUALIZAÇÃO PASSIVA.....	32
2.5	SISTEMAS ATIVOS DE EQUALIZAÇÃO.....	33
<b>2.5.1</b>	<b>Equalização individualizada.....</b>	<b>34</b>
<b>2.5.2</b>	<b>Equalização em blocos de baterias.....</b>	<b>40</b>
<b>2.5.3</b>	<b>Outras soluções: técnicas híbridas.....</b>	<b>42</b>
2.6	CONCLUSÕES .....	43
<b>3</b>	<b>SISTEMA PROPOSTO PARA O GERENCIAMENTO ATIVO DE EQUALIZAÇÃO DE ENERGIA EM BANCO DE BATERIAS.....</b>	<b>45</b>
3.1	INTRODUÇÃO .....	45
3.2	CONVERSOR MODULAR BIDIRECIONAL ELEVADOR COM EQUALIZAÇÃO PREDITIVA.....	45
<b>3.2.1</b>	<b>Circuito de potência do sistema proposto .....</b>	<b>47</b>
<b>3.2.2</b>	<b>Abordagem de controle de descarga para o sistema proposto .....</b>	<b>48</b>
3.3	ESTADO DE CARGA.....	50
<b>3.3.1</b>	<b>Estimativa do SOC pela tensão em circuito aberto.....</b>	<b>50</b>
<b>3.3.2</b>	<b>Contagem Coulômbica.....</b>	<b>51</b>
3.4	ESPECIFICAÇÕES DO PROTÓTIPO .....	52
3.5	CONCLUSÕES .....	54
<b>4</b>	<b>PROJETO ELETRÔNICO DO CONVERSOR.....</b>	<b>55</b>
4.1	INTRODUÇÃO .....	55
4.2	ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR .....	55
<b>4.2.1</b>	<b>Primeira etapa de funcionamento (<math>t \leq DTs</math>).....</b>	<b>55</b>

4.2.2 Segunda etapa de funcionamento ( $DTs \leq t < Ts$ ).....	57
4.2.3 Modelagem do conversor em Espaço de Estados.....	59
4.3 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR.....	61
4.3.1 Parâmetros básicos .....	62
4.3.2 Interruptores eletrônicos.....	63
4.3.3 Banco capacitivo.....	65
4.3.4 Indutor Boost.....	66
4.3.5 Simulação em malha aberta: Boost .....	69
4.4 CIRCUITOS ELETRÔNICOS.....	71
4.4.1 Microcontrolador .....	73
4.4.2 Circuito de potência .....	73
4.4.3 Gate drivers .....	74
4.4.4 Sensor de corrente.....	75
4.4.5 Sensor de tensão .....	76
4.5 LAYOUT.....	77
4.5.1 Layout do circuito de Potência.....	77
4.5.2 PCI de controle.....	80
4.6 CONCLUSÕES.....	82
<b>5 CONTROLE DO SISTEMA .....</b>	<b>84</b>
5.1 INTRODUÇÃO.....	84
5.2 CONVERSOR BOOST.....	84
5.2.1 Modelagem do conversor Boost.....	84
5.2.2 Compensadores .....	86
5.2.3 Simulação dos compensadores .....	90
5.2.4 Digitalização dos compensadores .....	92
5.3 CONTROLE DO SISTEMA DE EQUALIZAÇÃO.....	94
5.3.1 Fluxograma do controle principal.....	94



<b>5.3.2</b>	<b>Estimação do Estado de Carga.....</b>	<b>95</b>
<b>5.3.3</b>	<b>Predição do estado de carga futura .....</b>	<b>98</b>
<b>5.3.4</b>	<b>Fator de perdas dinâmico .....</b>	<b>102</b>
<b>5.3.5</b>	<b>Método de equalização .....</b>	<b>104</b>
<b>5.3.6</b>	<b>Comunicação serial .....</b>	<b>106</b>
<b>6</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....</b>	<b>110</b>
<b>6.1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>110</b>
<b>6.2</b>	<b>METODOLOGIA .....</b>	<b>110</b>
<b>6.2.1</b>	<b>Carga das baterias .....</b>	<b>110</b>
<b>6.2.2</b>	<b>Desligamento do sistema .....</b>	<b>111</b>
<b>6.2.3</b>	<b>Definição dos ensaios de descarga .....</b>	<b>112</b>
<b>6.2.4</b>	<b>Parametrização dos ensaios com controle de equalização .....</b>	<b>113</b>
<b>6.2.5</b>	<b>Método de comparação dos ensaios .....</b>	<b>113</b>
<b>6.3</b>	<b>ENSAIOS DO GRUPO 1 .....</b>	<b>114</b>
<b>6.3.1</b>	<b>Ensaio sem equalização .....</b>	<b>114</b>
<b>6.3.2</b>	<b>Ensaio com equalização .....</b>	<b>116</b>
<b>6.3.3</b>	<b>Ensaio com equalização sob a variação da tensão de referência máxima.....</b>	<b>118</b>
<b>6.3.4</b>	<b>Ensaio com equalização sob variação máxima do SOC.....</b>	<b>120</b>
<b>6.3.5</b>	<b>Ensaio com equalização sob a variação do tempo de predição .....</b>	<b>121</b>
<b>6.4</b>	<b>ENSAIOS DO GRUPO 2 .....</b>	<b>122</b>
<b>6.5</b>	<b>ENSAIOS DO GRUPO 3 .....</b>	<b>125</b>
<b>6.6</b>	<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>127</b>
<b>7</b>	<b>CONCLUSÕES GERAIS.....</b>	<b>129</b>
<b>7.1</b>	<b>ANÁLISE DOS RESULTADOS.....</b>	<b>129</b>
	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>133</b>
	<b>APENDICE A – CÓDIGO MATLAB® – OBTENÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA.....</b>	<b>136</b>

<b>APENDICE B – ALGORITMO NO MATLAB – TABELA DE DADOS DE TENSÃO/SOC DISCRETIZADOS PARA ESTIMAÇÃO DO ESTADO DE CARGA DAS BATERIAS EM TEMPO REAL .....</b>	<b>137</b>
<b>ANEXO I – CATÁLOGO BATERIA FIRST POWER FP1250 .....</b>	<b>139</b>

## 1 INTRODUÇÃO GERAL

A utilização e comercialização de veículos elétricos que utilizam baterias vêm se tornando cada vez mais comum frente às tecnologias tradicionais de combustão, ainda que este fato seja uma realidade de maior nitidez em países desenvolvidos.

As baterias com tecnologia de lítio têm apresentado preços mais competitivos a cada ano, conforme estudo realizado pela empresa Bloomberg. O preço por quilowatt das baterias de lítio-íon em 2010 era de cerca de US\$ 1.000,00, caindo para cerca de US\$ 273,00 em 2016, o que representa uma queda de 73% em seis anos. A tendência é que os custos continuem caindo, e estima-se que este preço possa cair para menos de US\$ 80,00 em meados de 2030. Isso se deve aos investimentos elevados realizados por grandes fabricantes que, embora possuam parques fabris que ainda não atingiram a plena capacidade de produção, estão investindo na construção de novas fábricas devido ao aumento estimado do uso de veículos elétricos e sistemas de armazenamento (ESS - *Energy Storage Systems*) [1].

Para a viabilização econômica de sistemas com grande quantidade de bateria, a queda dos preços precisa caminhar junto com o desenvolvimento de sistemas que utilizem a energia das baterias de forma eficiente e que considerem os cuidados relativos à preservação da vida útil destes componentes, pois a necessidade precoce de substituição de baterias em certos sistemas e equipamentos – como é o caso de veículos elétricos - pode comprometer o retorno financeiro do investimento realizado.

Dentro desta visão, a equalização de energia entre as baterias que compõem um banco série de baterias é um fator relevante para preservar a qualidade e a vida útil destes componentes.

Esta dissertação de mestrado propõe uma topologia alternativa para um sistema de baterias que necessita de um estágio de elevação de energia para um barramento com tensão estabilizada, para isso é sugerida a descentralização do banco de baterias através do uso de conversor c.c.-c.c. modulares, cujas saídas são conectadas em série. Para validação experimental do conceito foi adotado o uso de baterias de chumbo-ácido devido a sua disponibilidade. A implementação do sistema proposto pode ser adaptado para outros tipos de baterias, desde que seja considerado as suas peculiaridades.

A proposta de modularização do conversor (elevador de tensão) responsável por equalizar e transferir energia de um banco de baterias para um barramento c.c. é a principal proposta deste trabalho. Os conversores operam de forma dinâmica para reduzir os desequilíbrios de energia entre blocos de baterias durante o processo de descarga do sistema sem a ocorrência de descargas parciais entre as baterias, como normalmente ocorre nos sistemas convencionais de equalização. Uma segunda contribuição está relacionada ao desenvolvimento de um algoritmo do controle responsável pelo gerenciamento dos conversores, que engloba um algoritmo que visa identificar as perdas internas das baterias e, desse modo, preservar as baterias mais desgastadas do banco durante a operação de descarga. Há também o desenvolvimento de um algoritmo de estimação do estado de carga sob a condição de temperatura controlada, mas tratar-se de uma solução simplificada para validação dos principais conceitos desenvolvidos.

Um estudo bibliográfico de sistemas de balanceamento de carga de baterias é apresentado e comentado no Capítulo 2 deste trabalho, onde são introduzidos também fatores importantes que determinam a vida útil de baterias e as dificuldades envolvidas na utilização de bancos de baterias que necessitam de elevada quantidade de elementos conectados em série.

No Capítulo 3 é apresentada a proposta de topologia modular para gerenciamento da energia e da equalização. O funcionamento do sistema modularizado é apresentado e são explicados os dois modos de operação, carga e descarga, assim como também os modelos matemáticos que o sistema utiliza para estimação do estado de carga.

No Capítulo 4 são apresentados os cálculos dos parâmetros do conversor para fabricação de um protótipo, com potência de 200 W, e os passos de projeto de cada um dos principais componentes do circuito: indutores, capacitores e interruptores. Além disso, são apresentados os esquemas eletrônicos dos principais circuitos: fontes, acionamentos dos interruptores, medições de corrente e tensão.

No Capítulo 5 são apresentados os projetos de controle dos conversores, que trata do controle que mantêm o conversor com comportamento de tensão de saída estabilizada, e o controle principal do sistema, que determina o funcionamento de cada conversor conforme o estado de carga de cada bloco de baterias envolvido.

Os resultados dos experimentos realizados são apresentados e analisados no Capítulo 6, onde são ilustrados os comportamentos para diferentes parametrizações do sistema de controle do controlador principal.

Por fim, o Capítulo 7 retrata as considerações finais do estudo, as análises realizadas e apresenta sugestões para continuidade e aprofundamento do trabalho proposto, com sugestões de melhorias e de implementação de outras técnicas que poderiam ser validadas experimentalmente.

## 2 BANCOS DE BATERIAS E SISTEMAS DE EQUALIZAÇÃO ATIVA

### 2.1 INTRODUÇÃO

A utilização de baterias para sistemas industriais e de transporte é um fator de crescente importância no cenário mundial, e o custo por unidade de energia armazenada está diretamente associado à viabilidade econômica desta tecnologia [2].

Além da questão econômica, outro fator que restringe o uso de baterias é a degradação da vida útil do banco devido ao processo de carga e descarga frequentes. Para minimizar estes desgastes e viabilizar o uso de baterias se faz necessário a utilização de circuitos de gerenciamento e equalização [3].

### 2.2 VIDA ÚTIL DA BATERIA

A vida útil das baterias, de maneira geral, é limitada por fatores intrínsecos a tecnologia adotada, a qualidade dos materiais e do processo de fabricação, e também pelo modo de utilização das baterias. Esse último fator é determinante para o projeto do circuito de potência responsável pela descarga e carga da energia do banco de baterias, considerando que a durabilidade deste componente é um fator decisivo para a viabilidade de equipamentos e veículos elétricos. Portanto, conhecer o comportamento e a dinâmica da bateria que se deseja utilizar é essencial para o desenvolvimento de um algoritmo de controle que minimize a deterioração do banco ao longo dos anos. Alguns sistemas vão além, buscam prever ações futuras do sistema de modo a tomar ações mais inteligentes no presente.

Ao se tratar de veículos elétricos e híbridos, a tecnologia de lítio-íon é muito utilizada nesta aplicação por oferecer várias vantagens com relação às tecnologias tradicionais: possui elevada densidade de energia (Wh/Kg), elevada densidade de potência (kW/Kg) e não possuem o efeito memória que normalmente afeta algumas tecnologias, como as baterias de níquel cádmio (NiCd). Três dos principais fatores de degradação em baterias são discutidos a seguir [4, 5]:

- temperatura ao longo do tempo: Há limites mínimo e máximo de temperatura de operação das células, os quais, quando não respeitados, desencadeiam reações químicas internas que são prejudiciais para as células;

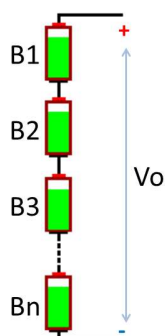
- limites elétricos: Assim como há limites térmicos, existem limites elétricos de tensão e corrente que precisam ser respeitados conforme a tecnologia da bateria de modo a evitar a degradação. Em baterias de chumbo-ácido, por exemplo, a aplicação de uma tensão terminal superior tensão de equalização resulta em processo de gaseificação interno que, se excessivo, pode prejudicar a vida útil da bateria;
- estado de carga (SOC - *State of Charge*) da bateria em função do tempo: a profundidade com que a célula é carregada e descarregada influencia na deterioração da bateria ao longo do tempo. Baterias de lítio-íon não podem ser sobrecarregadas sem danificar sua composição de materiais. O veículo elétrico comercial Nissan Leaf, por exemplo, é configurado para não carregar o banco de baterias acima de 80 % do valor do estado de carga máximo.

O controle de um sistema de potência precisa levar em consideração estes fatores para preservar a integridade das baterias do banco. Quando se trata de sistemas a baterias com grande quantidade de elementos em série, é preciso garantir que as baterias possuam um equilíbrio elétrico e térmico de modo que isso prolongue a vida útil do banco de baterias. A equalização das baterias é uma ação de controle essencial para garantir que as células funcionem dentro de sua região segura de operação e, ao mesmo tempo, garantir maior eficiência e autonomia do conjunto [6, 7].

### 2.3 BANCO SÉRIE DE BATERIAS

A utilização de banco de baterias conectadas em série é comum em muitas aplicações, especialmente aquelas cujas potências envolvidas são elevadas e que necessitam de uma tensão terminal maior do que a tensão terminal das células de baterias utilizadas. A Figura 1 ilustra a configuração de um banco série de baterias.

Figura 1 – Ilustração de um banco série de baterias



As aplicações que envolvem o uso de poucas baterias conectadas série são mais fáceis de gerenciar, como celulares, notebooks e outros equipamentos portáteis. No entanto, veículos elétricos e sistemas de armazenamento geralmente necessitam de dezenas ou centenas de células em série de modo a atingir a tensão de operação do barramento c.c., muitas vezes acima de 400 V. Nestes casos, surgem problemas de balanço energético entre as células que são causadas por diversos fatores [8-11], tais como:

- divergências no processo de fabricação das baterias;
- desequilíbrio térmico;
- diferença da impedância;
- auto-descarga;
- envelhecimento.

No processo de recarga de um banco série com a presença de desequilíbrio de carga entre as baterias, as baterias mais carregadas tendem a atingir o nível de carga desejado antes que as demais. Neste caso, as baterias já carregadas sofrem estresses térmico e elétrico desnecessários por continuarem participando do processo de carga do banco de baterias até o momento que as baterias restantes recebam a carga necessária [12]. As baterias possuem limites de tensão de operação. Quando estes limites não são respeitados, as baterias podem ser danificadas parcial ou integralmente.

Para evitar operação fora dos limites elétricos e térmicos permitidos, circuitos eletrônicos de equalização podem ser integrados a bancos séries de baterias para reduzir os desequilíbrios energéticos entre as células do banco.

## 2.4 SISTEMA DE EQUALIZAÇÃO PASSIVA

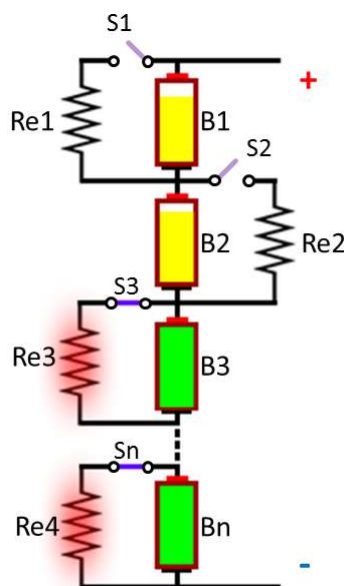
O processo de equalização consiste em manter distribuído o estado de carga de todas as células de um banco série de baterias e manter certa uniformidade nos esforços de carga e descarga destas células.

Dentre os circuitos equalizadores, os circuitos de equalização passivos são os mais difundidos. Estes circuitos dissipam termicamente a parcela da energia acumulada nas células mais carregadas, evitando sobrecarga sobre estas baterias. A Figura 2 ilustra o funcionamento de um circuito de equalização passivo, onde cada bateria do sistema possui um interruptor  $S_n$  e



um resistor de descarga associado,  $Re_n$ . Durante o processo de carga do banco, os resistores dissipam a energia das baterias mais carregadas enquanto o sistema se encontra em desequilíbrio, como acontece com as baterias  $B_3$  e  $B_n$  na figura.

Figura 2 - Equalização passiva individualizada



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Estes circuitos desperdiçam parte da energia utilizada no processo de carga e causam descargas parciais nas baterias. Este método é bastante utilizado devido ao seu baixo custo de implementação em sistemas cuja necessidade de equalização é essencial para garantir operação segura das baterias, como é o caso das baterias de tecnologia de lítio.

## 2.5 SISTEMAS ATIVOS DE EQUALIZAÇÃO

Uma alternativa ao sistema passivo de equalização são circuitos de equalização que reaproveitam a energia excedente das baterias mais carregadas para auxiliar a carga das baterias menos carregadas. Estes equalizadores são chamados de equalizadores ativos, que se trata do tipo de sistema implementado na proposta deste trabalho.

Os sistemas ativos usuais consistem em um processo contínuo de transferência de energia das células mais carregadas para as células menos carregadas, e há uma grande diversidade de circuitos que realizam este procedimento [3, 8, 11]. A maioria das topologias ativas utilizam componentes passivos (capacitores e indutores) em conjunto com componentes ativos para realizar a troca de energia.

Neste estudo as topologias de equalização foram organizadas em três grupos, conforme apresentado abaixo:

- equalização individualizada de baterias [4, 9, 12-18];
- equalização de blocos de baterias [19-23];
- circuitos híbridos de armazenamento e equalização [24-26].

Antes de prosseguir, é importante enfatizar que a literatura e os artigos referentes às topologias de equalização normalmente se referem a equalização em blocos de baterias por equalização modularizada (do inglês: *modularized equalization*). No entanto, neste trabalho optou-se por utilizar o termo “em blocos” para evitar conflitos de interpretação, considerando que o trabalho utiliza a palavra modularização para tratar dos conversores c.c.-c.c. modulares.

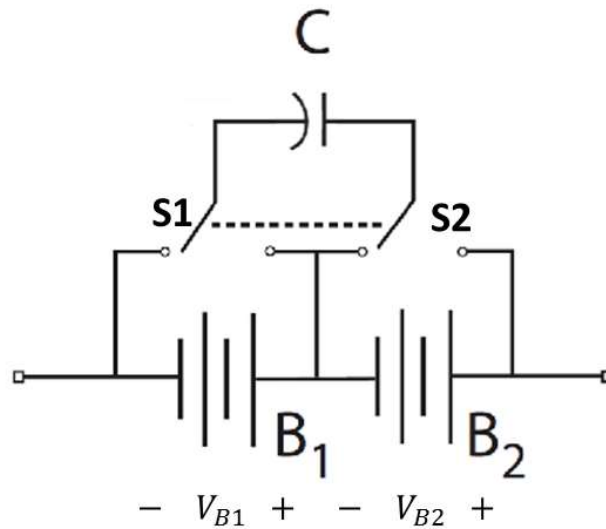
### **2.5.1 Equalização individualizada**

Os circuitos de equalização individualizados, em geral, realizam a transferência de energia de uma célula de armazenamento para outra. Existem várias topologias que utilizam este princípio (conhecido em inglês por *charge shuttling*), sendo as principais topologias pesquisadas sobre o tema apresentadas na neste capítulo.

#### *2.5.1.1 Capacitores chaveados*

O método individualizado mais difundido é o método que utiliza capacitores chaveados (em inglês: *flying capacitor*) como elementos de transferência de energia entre as células de um banco série [18]. Neste sistema, ilustrado na Figura 3, a carga de um par de células em série é distribuído e balanceado através de um capacitor, que é um elemento intermediador durante a transferência de energia entre as baterias. Os interruptores ilustram apenas o funcionamento simplificado do sistema, cuja implementação prática pode ser feita com um conjunto bidirecional de interruptores eletrônicos. Este sistema se mostra interessante para tecnologias de baterias que possuem variações relevantes de tensão em função da variação do estado de carga, por exemplo, as baterias de chumbo-ácido.

Figura 3 – Topologia de capacitores chaveados entre duas baterias

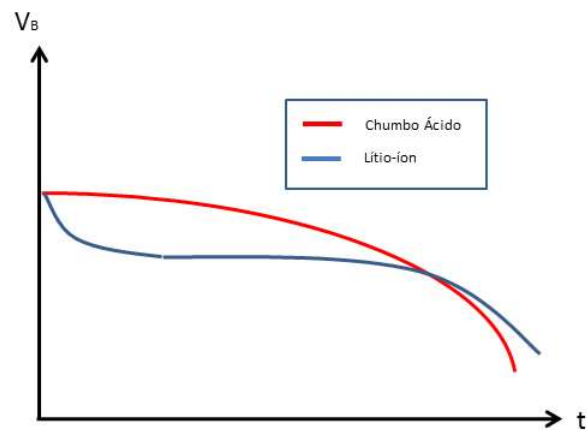


Fonte: R. Ling, L. Wang, X. Huang, Q. Dan, and J. Zhang, "A review of equalization topologies for lithium-ion battery packs," in Control Conference (CCC), 2015 34th Chinese, 2015, pp. 7922-7927.

Em um primeiro instante, o capacitor é conectado em paralelo com a bateria  $B_1$  e, em seguida, o capacitor é inserido em paralelo com a bateria  $B_2$ . Dessa forma o capacitor carrega e transfere energia à medida que surge uma diferença entre as tensões as baterias  $B_1$  e  $B_2$ . Para este tipo de equalizador funcionar adequadamente, é necessário que a variação do estado de carga da tecnologia de bateria adotada implique em uma variação considerável da tensão terminal da bateria, como é o caso do comportamento das baterias de chumbo-ácido, visualizada na Figura 4.

No caso das baterias de lítio, a diferença de tensão entre as células mais carregadas e as menos carregadas é muito pequena dentro do intervalo de 40% a 80% do estado de carga [3], o que limita o funcionamento do circuito de equalização de capacitores chaveados dentro desta faixa, embora a equalização normalmente ocorra no final da carga. A Figura 4 apresenta o formato aproximado da curva de tensão durante descarga constante para as baterias chumbo-ácidas e lítio-íon. A imagem ilustra apenas o formato das curvas, não tendo relação de escala da tensão.

Figura 4 – Ilustração do formato da curva de descarga das baterias do tipo chumbo-ácido e lítio-íon

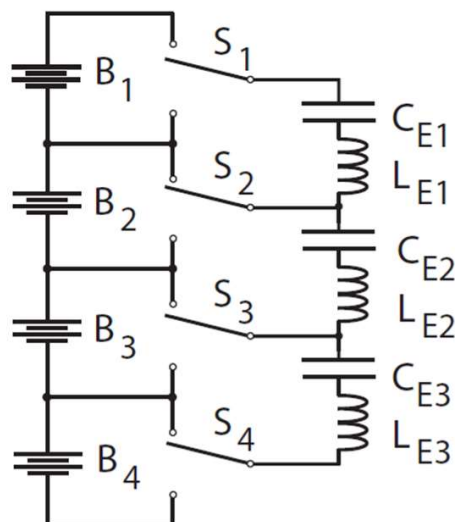


Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

### 2.5.1.2 Capacitores chaveados ressonantes (LC)

O sistema de equalização ressonante através de comutação suave [23], apresentado na Figura 5, diminui o nível dos transientes de correntes do equalizador em comparação com a topologia de capacitores chaveados.

Figura 5 - Topologia de capacitores ressonantes chaveados



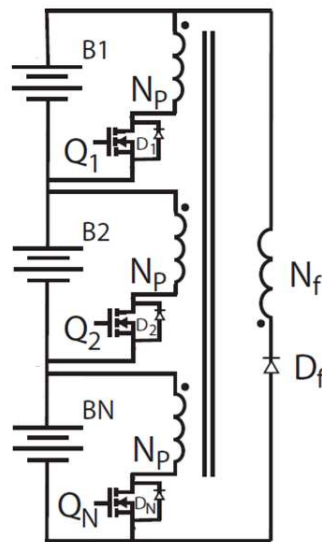
Fonte: T. Ohno, T. Suzuki, and H. Koizumi, "Modularized LC resonant switched capacitor cell voltage equalizer," in Industrial Electronics Society, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE, 2014, pp. 3156-3162.

Embora ocorra um ganho de eficiências, devido à redução das perdas, a topologia de equalização com capacitores chaveados ressonantes resulta em uma equalização mais lenta que a solução de capacitores chaveados [23].

### 2.5.1.3 Conversor Forward

A utilização de conversores Forward também pode ser aplicada para equalização individualizada de baterias. Um circuito equalizador baseado na topologia de conversor Forward [12] possui um transformador centralizado de múltiplos enrolamentos, ver Figura 6. Durante o processo de carga, no momento que uma bateria alcança o estado de carga pleno, o chaveamento do seu respectivo interruptor é acionado e, assim, a bateria compartilha o excesso de energia com as baterias que possuem menor estado de carga através do transformador de múltiplos enrolamentos.

Figura 6 - Topologia de equalização de baterias baseada no conversor Forward



Fonte: N. H. Kutkut, "Nondissipative current diverter using a centralized multi-winding transformer," in Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE, 1997, pp. 648-654 vol.1.

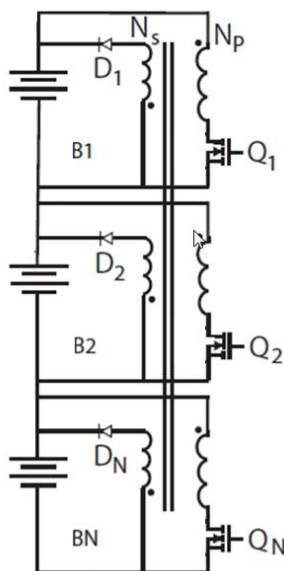
De modo a garantir a descarga da energia acumulada pela indutância magnetizante do transformador durante os processos de chaveamento, há um enrolamento centralizado,  $N_f$ , que transfere essa energia de volta para o banco, evitando a saturação do núcleo. A energia é armazenada na primeira etapa do período de comutação, sendo transferida novamente para o banco na segunda etapa.

### 2.5.1.4 Conversor Flyback

A Figura 7 apresenta a utilização de uma topologia de equalização baseada no conversor Flyback. Um único transformador concentra os enrolamentos de um conversor associado a cada bateria. Esta topologia opera da forma similar aquela proposta pela topologia baseada no

conversor Forward, mas de maneira descentralizada. Durante o processo de carga, no momento que uma bateria alcança o estado de carga pleno, o seu respectivo interruptor é acionado, armazenando energia em seu respectivo enrolamento magnético, cujo destino prioritário desta energia é direcionado às células com menor estado de carga [12, 13].

Figura 7 - Topologia de equalização de baterias baseada no conversor Flyback



Fonte: N. H. Kutkut, H. L. N. Wiegman, D. M. Divan, and D. W. Novotny, "Design considerations for charge equalization of an electric vehicle battery system," in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95.

A distribuição de energia é determinada pela indutância de dispersão entre as bobinas e o núcleo do transformador. A energia será transferida da célula carregada quando o chaveamento da(s) célula(s) carregada(s) estiver em nível lógico desligado, forçando a energia acumulada na indutância magnetizada ser descarregada através dos diodos  $D(n)$  das células com menor carga.

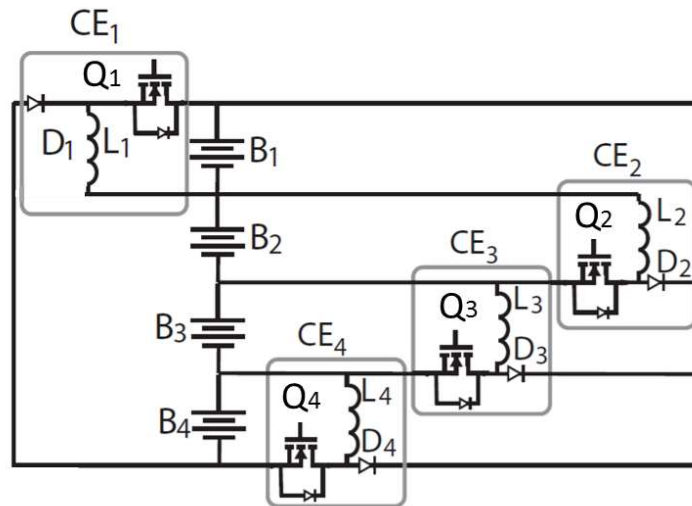
A vantagem do equalizador do tipo Flyback com relação ao tipo Forward é a seletividade no momento de transferir a energia armazenada no magnético, priorizando ponderadamente as baterias menos carregadas. No entanto, a fabricação do elemento magnético do equalizador do tipo Flyback é ainda mais complexa que a do equalizador do tipo Forward, pois possui maior quantidade de enrolamentos [12].

### 2.5.1.5 Conversor Buck-Boost

O conversor Buck-Boost como equalizador é uma topologia também baseada em um conversor c.c.-c.c. [15-17], a Figura 8 apresenta a topologia de equalização baseada neste conversor.

Quando o interruptor  $Q_1$  é ligada, o indutor  $L_1$  é energizado pela bateria  $B_1$ . Quando este interruptor é desligado, a energia armazenada no indutor é transferida através do diodo  $D_1$  para as demais baterias  $B_2$ ,  $B_3$  e  $B_4$ . Processo similar acontece com os demais interruptores e células, compartilhando energia com as demais células do banco.

Figura 8 - Topologia de equalização de baterias baseada no conversor Buck-Boost



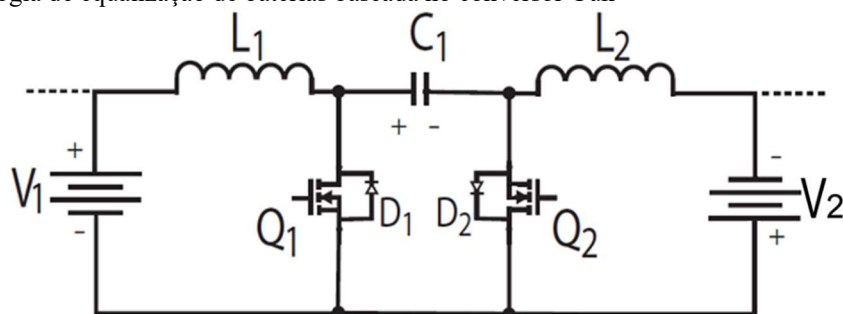
Fonte: W. L. Chen, S. R. Cheng, "Optimal charge equalization control for series-connected batteries", published in IET Generation, Transmission & Distribution, 2013.

Esta topologia não necessita de transformadores com múltiplos enrolamentos, porém devido à elevada quantidade de modos de operação é necessário um projeto mais complexo para o algoritmo de controle.

### 2.5.1.6 Conversor Cúk

Uma topologia bidirecional para equalização de baterias baseada em um conversor Cúk é ilustrada na Figura 9. Da mesma maneira que os circuitos equalizadores de capacitores chaveados, esta proposta de topologia funciona através da equalização de pares de células vizinhas.

Figura 9 - Topologia de equalização de baterias baseada no conversor Cúk



Fonte: Y.-S. Lee and C. Ming-Wang, "Intelligent control battery equalization for series connected lithium-ion battery strings," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 1297-1307, 2005.

Sobre condições normais, a tensão do capacitor  $C_1$  é igual a  $V_{C1} = V_{B1} + V_{B2}$ . Se  $V_{B1} > V_{B2}$ , o interruptor  $Q_1$  é ligado, e a energia do capacitor é transferida para a bateria B2 e o indutor  $L_1$  armazena energia proveniente durante o tempo em que este interruptor  $Q_1$  permanece ligado. Durante a próxima etapa,  $(1 - D)T_s$ , o interruptor  $Q_1$  é desligado e o diodo  $D_2$  é forçado a conduzir, com isso o capacitor recebe energia da bateria B1 e a energia armazenada em  $L_2$  continua alimentando B2. O funcionamento equivalente é válido quando  $V_{B2} > V_{B1}$  [9].

### 2.5.2 Equalização em blocos de baterias

O sistema com equalização individualizada tem sua eficiência reduzida a partir do momento que o número de baterias em série se torna muito grande, especialmente quando as diferenças de energia entre as baterias se dão entre blocos de baterias distantes umas das outras, inviabilizando o processo de equalização. Uma solução para diminuir a distância entre blocos de baterias desequilibrados dentro de um banco série é através da inserção de equalizadores em blocos de baterias.

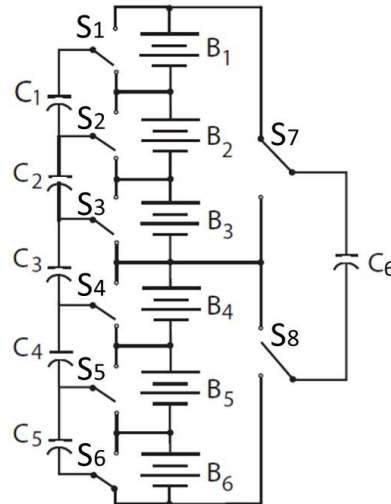
Um circuito com equalização em blocos não realiza diretamente a equalização individual de cada bateria, mas a troca de energia entre conjuntos compostos por baterias conectadas em série. Normalmente esta solução de estrutura é utilizada em conjunto com a solução individualizada, no entanto, isto não é necessariamente obrigatório e depende do tipo de aplicação.

Nas topologias que trabalham com pares de baterias vizinhas a transferência de energia se dá entre a bateria mais carregada para a menos carregada. Contudo, quando há muitas baterias no banco e o desequilíbrio se dá entre grupos de baterias muito distantes, o processo de equalização se torna muito lento e ineficiente. A implementação de camadas de balanceamento



entre grupo de baterias [27] se mostra interessante para viabilizar o processo de equalização, conforme mostrado na Figura 10.

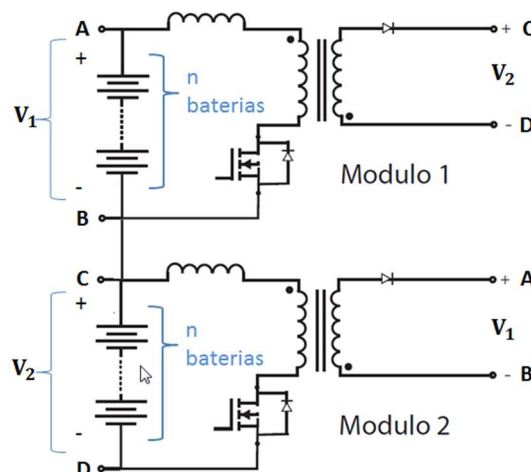
Figura 10 - Topologia de equalização em blocos de baterias baseada em capacitores chaveados



Fonte: F. Ju, W. Deng, and J. Li, "Performance Evaluation of Modularized Global Equalization System for Lithium-Ion Battery Packs," *Automation Science and Engineering, IEEE Transactions on*, vol. PP, pp. 1-11, 2015.

A utilização de conversores com núcleo compartilhado resulta em uma dificuldade prática de implementação para banco de baterias com muitas baterias. Da mesma forma que ocorre na topologia de capacitores chaveados, a utilização de conversores para blocos de baterias pode ser utilizada também para a equalização com conversores [21], conforme apresentado na Figura 11.

Figura 11 - Topologia de equalização em blocos de baterias baseada em conversores do tipo c.c.-c.c.



Fonte: L. Chang-Soon, K. Rae-Young, and H. Dong-Seok, "A modularized charge equalizer using the magnetizing energy of the multi-winding transformer," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2012 IEEE, 2012, pp. 700-705.

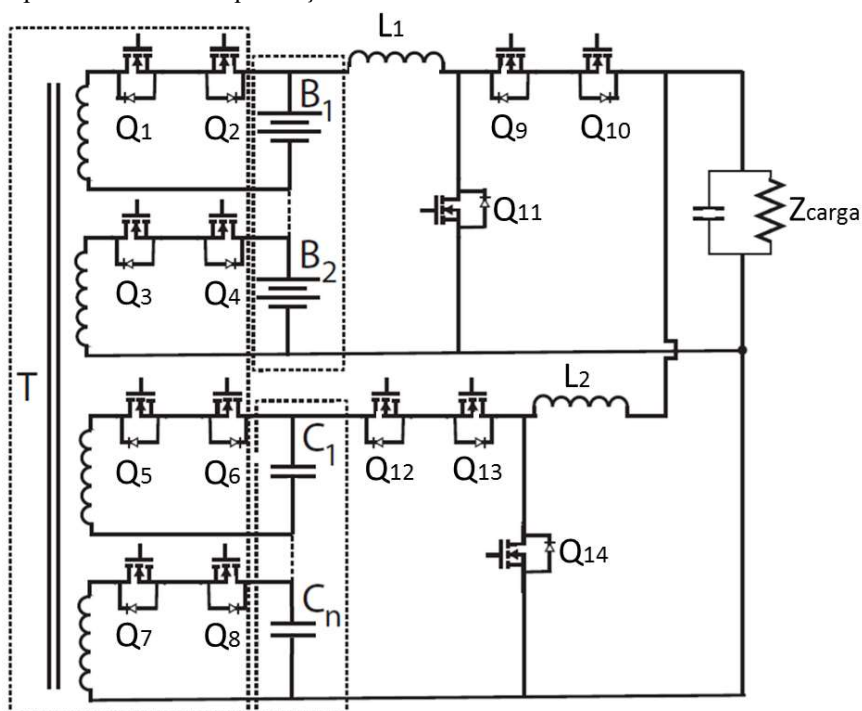
A solução em blocos de baterias neste caso diminui a complexidade da fabricação dos magnéticos, especialmente em topologias que utilizam núcleo compartilhado. Além disso, para

bancos de baterias muito grandes, é possível aumentar a quantidade níveis de equalização e acelerar ainda mais o processo de troca de energia.

### 2.5.3 Outras soluções: técnicas híbridas

Existem topologias dedicadas que utilizam de outras formas de armazenamento para tornar a troca de energia entre as células mais eficiente, e integram o circuito de equalização dentro das funcionalidades da aplicação. O circuito da Figura 12 retrata um exemplo de sistema para veículos elétricos que tem por finalidade gerenciar o armazenamento [4], a equalização e a utilização da carga de um banco de energia composto por um banco série de baterias de lítio-ion e um banco série de ultracapacitores (EDLC – *Electric Double Layer Capacitor*).

Figura 12 - Exemplo de sistema de equalização híbrido



Fonte: T. Anno and H. Koizumi, "Bidirectional chopper using cell voltage equalizing with flyback transformer," in Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE, 2013, pp. 1536-1541.

O banco de ultracapacitores pode transferir e receber energia com uma taxa de energia maior do que o banco de bateria devido à limitação dinâmica das próprias baterias. Isto permite que o sistema possa responder a variações de carga de forma muito mais rápida, o que aumenta também a taxa de energia que pode ser reaproveitado no caso de regeneração de energia da carga do sistema para o banco de armazenamento, sendo a energia primeiramente

armazenada nos ultracapacitores e, tendo a possibilidade de transferir o excesso de energia, a uma taxa menor, para o banco de baterias através do sistema de equalização.

Este sistema permite um gerenciamento de energia com maior desempenho dentro de uma aplicação que necessita de respostas rápidas e regeneração da energia. No entanto, outras soluções de topologia podem levar em conta outros fatores que definem a aplicação. Conforme foi abordado no início deste capítulo, as causas de desequilíbrios de carga entre as baterias não são unicamente de natureza elétrica, a questão do desequilíbrio térmico entre as baterias de um banco, por exemplo, é um fator que causa estresse desequilibrado entre estas baterias do banco, o que resultará em desequilíbrios energéticos mais acentuados. Por isso, o tipo de estrutura, disposição das baterias e refrigeração também são ações que auxiliam no equilíbrio elétrico e na preservação da vida útil das baterias, sendo, portanto, fatores que deveriam ser levados em consideração durante o projeto de um banco de baterias.

## 2.6 CONCLUSÕES

Foram apresentados neste capítulo alguns fatores que dizem respeito à vida útil das baterias e as dificuldades de distribuição uniforme da carga em sistemas que possuem uma quantidade elevada de baterias conectadas em série. Com relação a este problema, foi introduzido o conceito de equalização e apresentado um estudo bibliográfico sobre topologias de equalização.

As topologias de equalização apresentadas foram divididas em três grupos principais: sistemas individualizados, sistemas em blocos de baterias e sistemas híbridos. Os quais possuem vantagens e desvantagens conforme a quantidade de baterias do banco de baterias e do desempenho requerido pela aplicação.

A aplicação de cada técnica envolve vários fatores, depende do grau de complexidade da aplicação, da tecnologia de bateria adotada, dos níveis energéticos envolvidos, entre outros fatores. O conceito de capacitores chaveados, por exemplo, podendo ser construído em pares de células vizinhas. A equalização pode ser alcançada sem a necessidade de utilizar componentes de elevada tolerância e sem a necessidade de controle de laço fechado, embora isso possa ser aplicado. Este conceito pode ser utilizado para vários tipos de baterias (chumbo ácido, níquel-cádmio, níquel-hidreto metálico, ou outros tipos de baterias recarregáveis convencionais) sem a necessidade de calibração. Já o conceito de transferência de energia que

utiliza transformadores com múltiplos enrolamentos ou núcleos compartilhados é uma solução mais complexa devido à dificuldade de implementação prática dos componentes magnéticos, especialmente quando se trata de grande quantidade de células de bateria cujos circuitos possuem enrolamentos que compartilham o mesmo núcleo. Por outro lado, este conceito tem grande flexibilidade porque trabalhar seletivamente com a utilização de algoritmos inteligentes que venham otimizar o processo de equalização.

Em sistemas mais elaborados, como pode ser visto no estudo de equalizadores híbridos, o sistema de equalização é integrado em certa sintonia com as necessidades energéticas do sistema. Este conceito é integrado na proposta do sistema proposto nesta dissertação.

Ainda, um fator comum que é observado em todas as topologias de equalização apresentadas está no fato de que em todas elas ocorrem descargas parciais nas baterias com o intuito único de realizar a equalização do banco de baterias, as quais seriam desnecessárias se o sistema permanecesse em equalização e, portanto, representam um fator de perdas e de desgaste da vida útil do banco de baterias. Esta observação é um ponto de foco da proposta de sistema deste trabalho, que visa à elaboração de um sistema de equalização do banco de bateria sem a necessidade de realização de descargas parciais das baterias, ou seja, sem a necessidade de transferir energias entre as células para realizar a equalização.

A quantidade de baterias conectadas em série é outro fator importante para definição de uma topologia de equalizador. Para quantidades elevadas de baterias, na ordem de centenas, a equalização em blocos se apresenta como uma forma de garantir uma eficiência mínima do sistema de equalização.

### **3 SISTEMA PROPOSTO PARA O GERENCIAMENTO ATIVO DE EQUALIZAÇÃO DE ENERGIA EM BANCO DE BATERIAS**

#### **3.1 INTRODUÇÃO**

A proposta deste trabalho é apresentar uma solução de topologia e de controle para um sistema alimentado por baterias que tenha capacidade de atender as seguintes necessidades:

- sistema bidirecional modular para carga e descarga do sistema;
- aumentar autonomia do sistema através de melhor aproveitamento da energia total disponível no banco de baterias;
- identificar as baterias com menor desempenho e redistribuir os esforços de energia;
- possuir um estágio elevador de tensão de saída para um link de corrente contínua com tensão estabilizada;
- eliminar as descargas parciais relativas ao processo de equalização.

Ainda, a implementação do sistema considera uma lógica de operação que visa preservar as baterias menos saudáveis de modo a evitar uma deterioração precoce do sistema. No entanto, a avaliação da vida útil não é abordada experimentalmente e, portanto, este critério não foi validado.

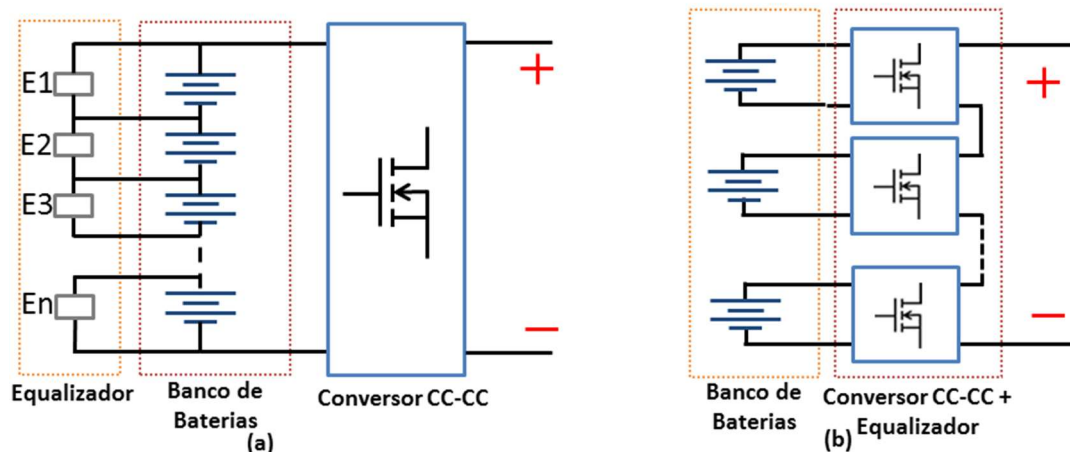
#### **3.2 CONVERTOR MODULAR BIDIRECIONAL ELEVADOR COM EQUALIZAÇÃO PREDITIVA**

A partir do estudo bibliográfico apresentado no Capítulo 2, o sistema proposto neste trabalho se fundamenta em parte em um sistema híbrido, que integra a função de equalização as operações de carga e recarga do sistema, e em parte nos sistemas individualizados e em blocos. Para isso, é sugerido o desenvolvimento de um sistema que consiste em um conversor c.c.-c.c. modular cujas funções de equalização ativa são integradas as rotinas de controle do sistema.

A Figura 13(a) apresenta uma topologia de equalização que normalmente é empregada a um banco de bateria, que consiste em um sistema de equalização e um conversor centralizado

com funcionamento independente; enquanto que a imagem da Figura 13(b) retrata a solução proposta.

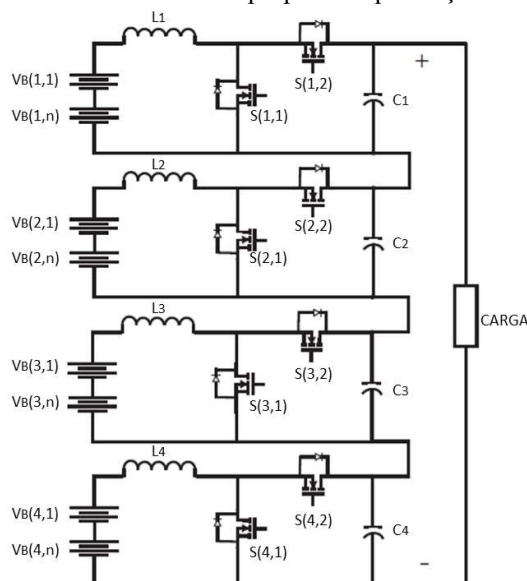
Figura 13 - Topologias de sistemas: (a) Conversor único (b) Conversor modular



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Na Figura 14 é apresentada a estrutura de potência do conversor escolhida para realizar o controle de energia e equalização. Esse sistema pode ser aplicado de forma a operar como um equalizador individualizado ou como um equalizador em blocos no caso de ser inserido um bloco de baterias em série na entrada de cada conversor. Além disso, o conversor é capaz de controlar o fluxo de energia para a carga do sistema.

Figura 14 - Topologia de potência do conversor modular proposto: equalização em blocos de baterias



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

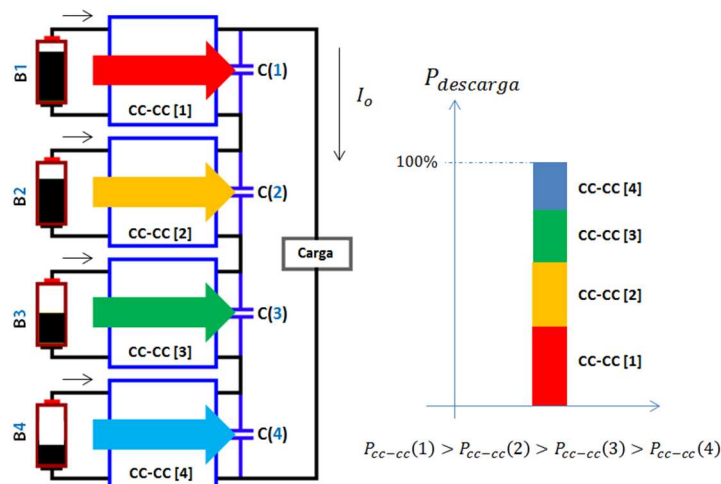
A seguir serão descritos detalhes a respeito da topologia escolhida e da técnica de controle desenvolvida para atender as especificações iniciais do sistema.

### 3.2.1 Circuito de potência do sistema proposto

A utilização da topologia, ilustrada na Figura 14, permite realizar um controle individual para a tensão de saída (modo descarga) de cada conversor de modo que se obtenha o controle do fluxo de energia de cada bateria (ou conjunto de baterias). Dessa forma as baterias com menor energia disponível, ou aquelas mais deterioradas, podem ser preservadas durante um processo de descarga ou priorizadas durante um processo de carga.

A Figura 15 ilustra o funcionamento do circuito durante o modo de descarga do sistema, operação em modo Boost (Elevador de tensão). Note que as baterias que possuem maior quantidade de energia acumulada, B1 e B2, contribuem com uma parcela maior da energia entregue à carga, conforme ilustra o gráfico da figura, parcelas vermelha e amarela. Para que isso seja possível, o sistema de controle gerencia em tempo real a tensão de saída de cada conversor de modo que possa assim, ajustar a quantidade de energia que cada conversor entrega a carga. O sistema também monitora a tensão e a corrente das baterias.

Figura 15 - Etapa de funcionamento do sistema proposto: Modo descarga

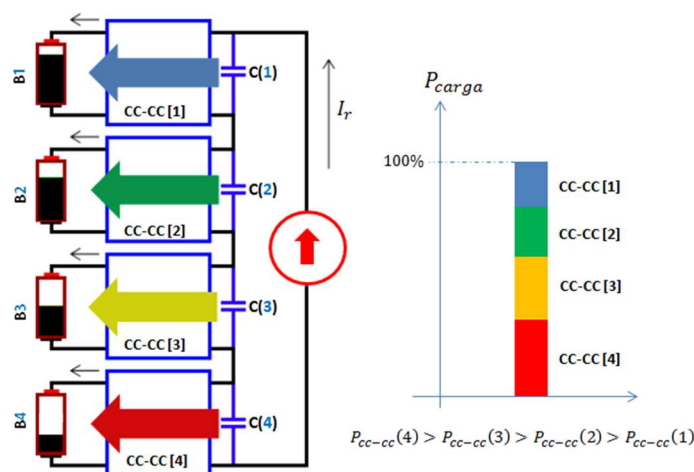


Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

A equalização das baterias envolvidas é uma consequência do processo contínuo (em tempo real) de controle das tensões de saída dos conversores. Ainda que exista discrepância elevada entre as condições de saúde das baterias envolvidas, o processo de equalização vai permitir uma autonomia maior do sistema.

A Figura 16 ilustra o funcionamento do circuito durante a carga das baterias quando se é inserido uma corrente constante no barramento de saída dos conversores, operação em modo Buck (Abaixador de tensão). Ocorre um processo energético similar ao anterior, desta vez as baterias com menor carga recebem mais energia durante o processo de carga, de modo que o processo de equalização também ocorra neste sentido. Do mesmo modo, o sistema de controle atua dinamicamente na corrente de carga de carga bateria.

Figura 16 - Etapa de funcionamento do sistema proposto: Modo carga



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

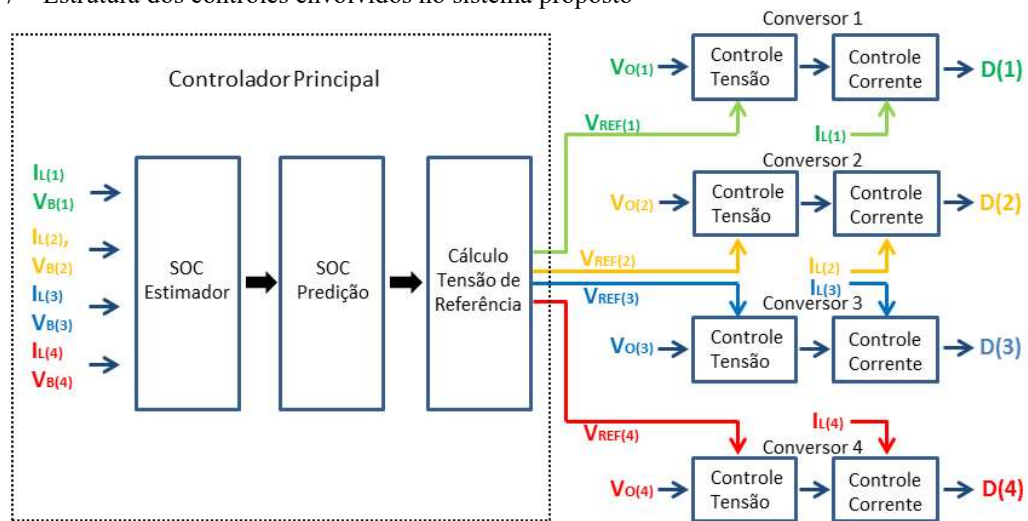
### 3.2.2 Abordagem de controle de descarga para o sistema proposto

A Figura 17 ilustra o controle proposto para o sistema, no modo descarga, onde cada conversor possui seu próprio controlador com tensão de referência individual. O modo de carga não foi abordado neste trabalho devido ao prazo disponível para realização de todo o trabalho.

Um segundo nível de controle (nomeado controlador principal) engloba todos os conversores e é responsável por ajustar a tensão de referência de cada um deles com base nas condições de carga das baterias do sistema. Este controlador foi implementado através de um algoritmo desenvolvido no Matlab.



Figura 17 – Estrutura dos controles envolvidos no sistema proposto



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

O controlador principal recebe os valores de leitura das tensões e correntes médias das baterias,  $I_L(n)$  e  $V_B(n)$ , e responde aos conversores com valores atualizados de tensão de referência da tensão de saída. As malhas de tensão e corrente dos conversores tratam estes dados e atualizam as razões cíclicas,  $D(n)$ , dos interruptores.

Os controladores clássicos garantem a estabilidade de tensão na saída dos conversores e serão projetados para possuir uma atuação rápida no sistema, aproximadamente uma década abaixo da frequência de chaveamento escolhida. A tensão no barramento CC é igual ao somatório da tensão de saída de cada conversor. O segundo nível de controle, intitulado neste trabalho de Controlador Principal, possui uma atuação lenta no sistema (na ordem de segundos) e têm por objetivo principal atualizar adequadamente as tensões de referência dos conversores, independente da variação de carga do sistema. Em segundo plano, o controlador principal atua também de forma a reduzir o desgaste sobre as baterias mais degradadas, através de um método de estimação das perdas internas com base nos valores médios mensurados, que remete a condição da saúde da bateria no período cuja medição deste fator é realizada e atualizada.

O cálculo das tensões de referência se baseia na leitura do estado de carga atual das baterias e na predição do estado de carga futuro. Para isso o controlador principal precisa estimar o valor do estado de carga a cada iteração e utilizar um método para a predição do valor futuro.

Poderia ser utilizado somente o valor da estimativa do estado de carga atual das baterias para definição de ação de controle do controlador principal. No entanto, o intuito foi projetar um controle que possua certa sensibilidade ao estado de saúde de cada bateria, de modo que

seja possível antecipar ações de controle que não somente evite o desequilíbrio de carga natural do sistema, mas que atue de modo a reduzir o estresse de carga sobre as baterias mais degradadas.

### 3.3 ESTADO DE CARGA

Para atender o que foi proposto para o sistema de controle é necessário à utilização de um algoritmo para estimação e predição do SOC das baterias em tempo real. A determinação do SOC pode ser abordada através de diferentes técnicas que se adaptam melhor ou pior conforme o tipo de bateria utilizada no projeto.

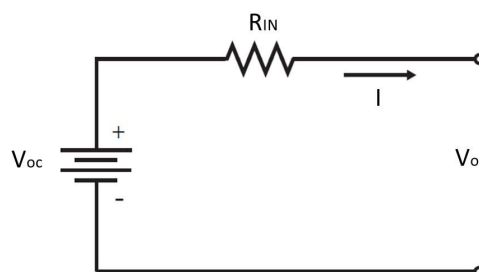
A eficiência do sistema proposto está atrelada a precisão do método de estimação de SOC adotado. No entanto, como o foco deste trabalho não é aprofundar nos estudos das técnicas de estimação de carga, serão adotados métodos básicos de estimação de carga que são utilizados em baterias do tipo chumbo-ácido.

#### 3.3.1 Estimativa do SOC pela tensão em circuito aberto

O método de estimação por meio da tensão de circuito aberto OVC (do inglês: *Open Voltage Circuit*) relaciona o SOC da bateria à tensão de circuito aberto. Este método é utilizado com base na definição de um modelo matemático equivalente da bateria [28].

A Figura 18 ilustra o modelo equivalente mais básico de uma bateria, composto de uma fonte ideal de tensão e uma resistência elétrica, que caracteriza as perdas internas por efeito joule ao aumento da corrente elétrica.

Figura 18 - Modelo simplificado genérico de uma bateria



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Para este modelo simplificado, a tensão interna  $V_{OC}$  possui uma relação direta com o estado de carga da bateria,  $SOC = k \cdot V_{OC}$ , onde  $k$  representa uma constante. Porém, a medição

de tensão só pode ser realizada a partir da tensão terminal da bateria  $V_o$ , o que acarreta levar em consideração as perdas internas da bateria. Embora a resistência interna varie conforme o valor do estado de carga, neste modelo este valor é simplificado através de uma resistência interna constante,  $R_{IN}$ . A relação do SOC da bateria em termos da tensão terminal pode ser expressa pela formulação (3.1).

$$SOC = [V_{OC} - R_m I]k \quad (3.1)$$

A partir deste método é possível realizar ensaios de descargas com corrente constante de modo que sejam mensurados os valores instantâneos de tensão terminal de modo a se estabelecer uma relação entre o valor de tensão mensurado e o valor carga correspondente. Este procedimento é repetido para diferentes valores de corrente de descarga. A referência inicial para a relação SOC e tensão terminal normalmente pode ser obtida através do catálogo de dados da bateria utilizada.

No entanto, é preciso ressaltar que esta estimacão é bastante simplificada, as perdas internas da bateria não são lineares, possuem dependência térmica e este método só é aplicável à baterias cuja dependência do SOC em relação à tensão terminal ocorre de forma linear, como é o caso das baterias de chumbo-ácido. De outro modo, o erro de estimacão do SOC será muito elevado. Para utilizar este método é importante conhecer o comportamento da bateria e trabalhar em ambiente com temperatura controlada.

### 3.3.2 Contagem Coulômbica

A contagem Coulômbica [29, 30], também conhecida como contagem Ampère-hora, é um método de estimacão de carga que consiste na quantidade de carga elétrica transferida da bateria para a carga do sistema durante o processo de descarga em um determinado intervalo  $\Delta t$ . Portanto, o SOC pode ser obtido por

$$SOC(t_f) = SOC(t_i) - \frac{1}{\beta(T)C_{Ah}} \int_{t_i}^{t_f} \alpha(I) I dt \quad (3.2)$$

A partir de um ponto inicial de estado de carga conhecido,  $SOC(t_i)$ , a energia transferida para carga em um período  $t_i$  até  $t_f$  é representada pela integração da corrente média de descarga multiplicada por um fator de perdas internas,  $\alpha(I)$ , que é dependente da corrente

média. A capacidade da bateria,  $C_{Ah}$ , representa a quantidade máxima de carga que o sistema pode fornecer. O fator térmico  $\beta(T)$  representa o efeito das variações de temperatura interna e externa. Neste trabalho foi desconsiderado a análise térmica, portanto considerou-se o valor de  $\beta(T)$  igual a 1.

Este método foi utilizado neste trabalho para a estimação futura do SOC. Existem métodos mais sofisticados para determinação da carga das baterias, através, por exemplo, de redes neurais ou filtros probabilísticos (Filtro de Kalman e filtro de Kalman estendido), os quais não serão abordados neste trabalho [31-33].

### 3.4 ESPECIFICAÇÕES DO PROTÓTIPO

Um protótipo de baixa potência é projetado, fabricado e ensaiado de modo que sejam validados os principais conceitos do sistema proposto. As especificações básicas iniciais deste protótipo são apresentadas na Tabela 1.

Tabela 1 - Parâmetros do protótipo do sistema proposto

	Parâmetros	Valor
Conversor	Tensão nominal de entrada	12 V
Conversor	Varição máxima da tensão de entrada	$\pm 3$ V
Conversor	Tensão nominal de saída	24 V
Conversor	Varição máxima da tensão de saída	$\pm 6$ V
Conversor	Potência máxima	80 W
Sistema	Tensão do barramento (tensão de saída)	96 V
Sistema	Corrente máxima de saída	2 A
Sistema	Baterias por conversor	1
Sistema	Capacidade da bateria de chumbo-ácido	5 Ah
Sistema	Quantidade de subsistemas	4

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Em teoria, o desenvolvimento do sistema não tem restrições quanto ao tipo de bateria utilizado, necessitando ajustes, especialmente em termos de modelos matemáticos e proteções, para a aplicação da tecnologia selecionada. Um modelo de bateria de tecnologia de chumbo-ácido selada foi escolhido para validação prática do sistema proposto, e esta escolha foi definida devido aos fatores: facilidade de implementação, segurança e disponibilidade das baterias.

A bateria de chumbo-ácido selada escolhida para o projeto é o modelo FP-1250, do fabricante First Power. A curva de descarga cuja tensão terminal por célula é igual a 1,8 V, que é apresentada no catálogo do fabricante, é expressa na Tabela 2. O catálogo da bateria é apresentado por completo no Anexo I.

Tabela 2 - Dados de catálogo da bateria FP1250 - tempo de descarga para diferentes condições de corrente

$I_d$ (FP1250) [A]	19	12	9,78	5,75	3,25	1,77	1,27	1,01	0,87	0,75	0,55	0,47	0,26
$t_d$ (FP1250) [h]	1/12	1/6	1/4	1/2	1	2	3	4	5	6	8	10	20

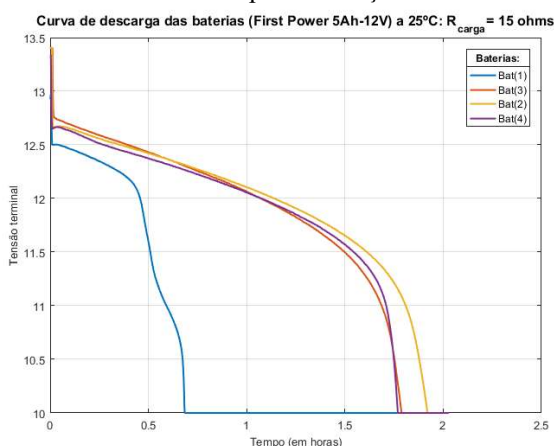
Fonte: Elaborada pelo autor, 2017

Idealmente o ensaio de descarga das baterias deveria ser realizado em condição de corrente constante, no entanto, realizam-se os ensaios sob a condição de carga constante e menosprezando-se o erro decorrente. As quatro peças adquiridas foram submetidas a um ensaio de descarga com carga constante de 15  $\Omega$ , e os resultados são apresentados no gráfico da Figura 19.

Todas as baterias foram submetidas ao mesmo processo de carga, levando em consideração o estágio de equalização e flutuação. As baterias foram carregadas individualmente através de uma fonte de tensão controlada com limitação de corrente. A tensão de equalização de 13,5 V foi mantida até a corrente de carga reduzir abaixo do valor de 50 mA.

A bateria de nº 1 se encontra nitidamente com um desempenho inferior as demais. Embora isso seja uma desvantagem, retrata uma condição interessante para validação do conceito proposto neste trabalho, pois a discrepância energética da bateria nº 1 tenderá a aumentar a ação de controle do equalizador. Portanto, a bateria não foi substituída, mas mantida nos ensaios experimentais.

Figura 19 - Curva de descarga das baterias utilizadas para validação do sistema - First Power 5Ah



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

### 3.5 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado o sistema proposto para o gerenciamento de carga e equalização de um banco de baterias, onde foram descritos os detalhes a respeito da topologia adotada e da lógica de funcionamento do controlador do sistema. A topologia foi escolhida com base em características de um conceito híbrido que permite a equalização individual ou em bloco de baterias, conforme estudo bibliográfico apresentado no Capítulo 2.

Esta solução é referente a sistemas que necessitam de um conversor c.c.-c.c. para elevar a tensão do banco de baterias para um nível maior de tensão, para isso é sugerida a descentralização do banco de baterias através do uso de conversor c.c.-c.c. modulares, cujas saídas são conectadas em série. Normalmente os conversores modularizados operam com potências iguais, porém, na solução proposta visa o funcionamento dos conversores com potências diferentes, dentro de uma faixa de operação segura, para que através destas diferenças ocorra o gerenciamento de carga as baterias de modo a levá-las a equalização de carga. A vantagem deste sistema está no fato de que o processo de equalização não realiza descargas parciais das baterias, o que diminui os esforços que desgastam a vida útil do banco. Em contrapartida, os custos atrelados à topologia proposta podem se tornar elevados para muitas aplicações. Além disso, o conversor c.c.-c.c. acarreta perdas durante a operação do sistema, o que não ocorre em sistemas que utilizam diretamente o banco de baterias.

Após a descrição do sistema foi apresentado também duas técnicas básicas de estimação de estado de carga que serão utilizadas para validação dos conceitos apresentados, e que serão implementadas em um protótipo escalonado. Quatro baterias de chumbo-ácido de modelo idêntico com capacidade de 5 Ah foram escolhidas para o protótipo, cujas curvas de operação, dada uma temperatura fixa, foram apresentadas neste capítulo.

A partir do estudo teórico e da proposta de topologia foi buscado realizar o projeto de potência e controle do sistema, assim como a fabricação de um protótipo para validar, através de experimentos, as ideias concebidas inicialmente e tirar as conclusões acerca do desempenho, parametrizações e melhorias do sistema proposto. Com esse objetivo foi desenvolvido uma plataforma de ensaio que permite a obtenção e armazenamento de dados em tempo real durante a realização dos ensaios experimentais.

## 4 PROJETO ELETRÔNICO DO CONVERSOR

### 4.1 INTRODUÇÃO

Nesta etapa será abordado o procedimento de projeto do protótipo do conversor bidirecional elevador-abaixador (Boost-Buck), que será operado de forma modularizada, tendo suas saídas conectadas em série de modo a atender a tensão desejada de operação do barramento c.c.

Cada conversor é alimentado por uma única bateria cuja tensão terminal é elevada para um valor de modo que o conversor Boost-Buck opere com ganho máximo igual 3,0 para a condição nominal. Este valor foi determinado para o projeto de modo que se evite trabalhar com ganho muito elevado, o que acarreta em maiores perdas durante a conversão.

Neste capítulo é apresentado o funcionamento do conversor operando em ambos os modos de operação, o dimensionamento das características do conversor operando no modo elevador de tensão (Boost), o dimensionamento e o projeto dos principais componentes do circuito: capacitor de saída do conversor, o indutor de entrada e os interruptores semicondutores (MOSFETs). Por fim são apresentados os esquemáticos e layouts desenvolvidos para o protótipo.

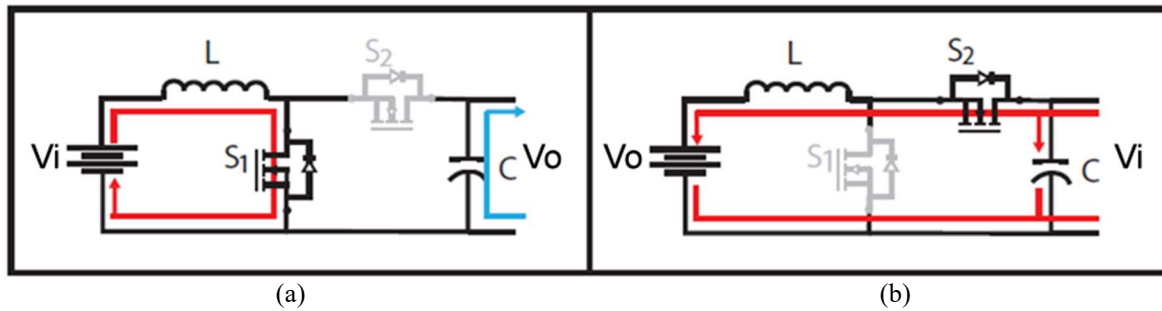
### 4.2 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR

Há duas etapas de operação para o modo de descarga do sistema, que são descritas a seguir e divididas conforme os intervalos de tempo  $DTs$  e  $(1-DTs)$ .

#### 4.2.1 Primeira etapa de funcionamento ( $t \leq DTs$ )

A Figura 20 ilustra a operação ideal do conversor nos modo Boost e Buck para esta primeira etapa.

Figura 20 – Primeira etapa de funcionamento do conversor bidirecional: (a) Modo Boost e (b) Modo Buck



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Durante a primeira etapa de funcionamento do conversor no sentido direto, modo Boost, o interruptor  $S_1$  se encontra ligado e o interruptor  $S_2$  desligado, o indutor Boost é conectado diretamente ao potencial da entrada, armazenando energia durante este intervalo da operação. Durante este intervalo o capacitor fornece energia para a carga.

Para o indutor,

$$v_L = v_i = L \frac{di}{dt} \quad (4.1)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{v_i}{L} \quad (4.2)$$

Para o capacitor,

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{i_c}{C} \quad (4.3)$$

$$i_C = -i_o \quad (4.4)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = -\frac{v_o}{RC} \quad (4.5)$$

Para a operação reversa, no modo Buck, durante a primeira etapa o interruptor  $S_1$  é desligado e o interruptor  $S_2$  é ligado, carregando o capacitor de saída e suprindo a energia requerida pela carga.

Para o indutor,



$$v_L = v_i - v_o \quad (4.6)$$

$$L \frac{di}{dt} = v_i - v_o \quad (4.7)$$

Para o capacitor,

$$i_C = i_L - i_o \quad (4.8)$$

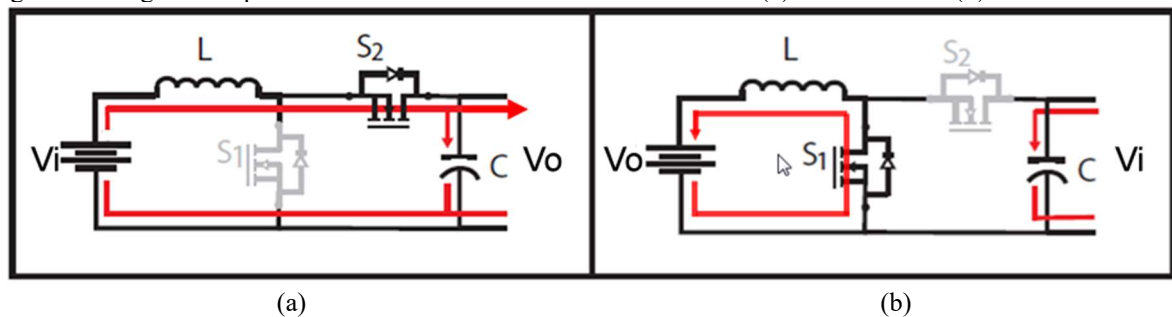
$$\frac{C dv_o}{dt} = i_L - i_o \quad (4.9)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{i_L - i_o}{C} \quad (4.10)$$

#### 4.2.2 Segunda etapa de funcionamento (DTs ≤ t < Ts)

A Figura 21 ilustra a segunda etapa de operação dos conversores no modo Boost e Buck.

Figura 21 - Segunda etapa de funcionamento do conversor bidirecional: (a) Modo Boost e (b) Modo Buck



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Nesta segunda etapa, o conversor Boost opera com o interruptor S1 desligado. A transição do interruptor S1 do estado ligado para o desligado faz com que o indutor gere uma tensão de polaridade contrária à etapa anterior, suficiente para manter a sua corrente constante. Desta forma, a tensão  $V_i$  (da bateria) mais a tensão  $-V_L$  superam a tensão  $V_i$  e polarizam diretamente o diodo D2, fazendo com que a energia armazenada no indutor seja transferida para o capacitor e à carga, o que caracteriza o processo de elevação de tensão deste conversor. A partir desta situação são apresentadas as seguintes equações referentes à segunda etapa:

Para o indutor,

$$v_L = v_i - v_o \quad (4.11)$$

$$v_i - v_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (4.12)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_i - v_o}{L} \quad (4.13)$$

Para o capacitor,

$$i_c + i_o = i_L \quad (4.14)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = i_L - i_o \quad (4.15)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{v_o}{RC} \quad (4.16)$$

No modo Buck, na segunda etapa de operação ocorre o desligamento do interruptor S2, e isso interrompe o fornecimento de energia da fonte de alimentação (barramento c.c.) para a carga (carga da bateria). Desse modo, o nível da tensão do capacitor tende a cair, sendo sustentado somente pela energia acumulada no capacitor, este comportamento vai reduzir a tensão média do capacitor caracterizando o comportamento abaixador de tensão desta topologia. O equacionamento desta etapa é apresentado a seguir:

Para o indutor,

$$v_L = v_o \quad (4.17)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = v_o \quad (4.18)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_o}{L} \quad (4.19)$$

Para o capacitor,

$$i_L = i_c + i_o \quad (4.20)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{i_C - i_o}{C} \quad (4.21)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{v_o}{RC} \quad (4.22)$$

### 4.2.3 Modelagem do conversor em Espaço de Estados

O funcionamento do conversor em ambos os modos de operação pode ser expresso na forma de espaço de estados [34], conforme a forma padrão apresentada em (4.23) e (4.24), sendo  $\mathbf{x}$  o vetor de variáveis de estados e  $\mathbf{u}$  o vetor de variáveis de controle. As matrizes  $\mathbf{A}$  e  $\mathbf{B}$  são quadráticas e representam, respectivamente, as constantes do sistema. Pelo fato de conversores estáticos se tratarem de sistemas não lineares, foi inserido um coeficiente  $n$  que determina a etapa de operação do conversor.

$$\dot{\mathbf{x}} = A_n \mathbf{x} + B_n \mathbf{u} \quad (4.23)$$

$$\mathbf{y} = C_n \mathbf{x} + F_n \quad (4.24)$$

A partir das equações (4.2), (4.5), (4.19) e (4.22) foi obtida a representação por Espaço de Estados do conversor no modo Boost, resultando nas equações (4.25) e (4.26) para a primeira e a segunda etapa, respectivamente.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_i \quad (4.25)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_i \quad (4.26)$$

Seguindo a mesma linha de análise, a partir das equações (4.7), (4.10), (4.19) e (4.22) obteve-se a representação por Espaço de Estados do conversor no modo Buck, resultando nas equações (4.27) e (4.28) para a primeira e segunda etapas respectivamente.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_i \quad (4.27)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_i \quad (4.28)$$

Visto que as duas etapas de operação dependem da razão cíclica nos dois modos do conversor, é possível determinar o valor médio das matrizes dos coeficientes dentro de um intervalo de comutação  $T_s$ . As matrizes A e B resultantes de cada um dos sistemas são apresentadas nas expressões (4.29) e (4.30).

$$A = \frac{A_1 \cdot D \cdot T_s + A_2 \cdot (1-D) \cdot T_s}{T_s} = A_1 D + A_2 (1-D) \quad (4.29)$$

$$B = \frac{B_1 \cdot D \cdot T_s + B_2 \cdot (1-D) \cdot T_s}{T_s} = B_1 D + B_2 (1-D) \quad (4.30)$$

Partindo da formulação (4.29) e (4.30) e das expressões (4.25) e (4.26) se obtém a representação do conversor Boost,

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \left(\frac{1-D}{L}\right) \\ \left(\frac{1-D}{C}\right) & \left(\frac{2D-1}{RC}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \left(\frac{2D-1}{L}\right) \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_i \quad (4.31)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

Da mesma forma, através das equações (4.27) e (4.28) se obtém a representação do conversor Buck em espaço de estados:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \left(\frac{1-2D}{L}\right) \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_i \quad (4.33)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

### 4.3 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR

As especificações do conversor bidirecional são apresentadas de forma tabelada e divididas conforme o modo operação: sentido direto (Boost) e sentido reverso (Buck). A frequência de chaveamento do conversor é definida em 50 kHz, sendo as demais especificações visualizadas na Tabela 3.

Tabela 3 - Parâmetros iniciais para projeto do conversor bidirecional: modo Boost

Parâmetros	Descrição	Valor mínimo	Valor nominal	Valor máximo
$V_o$ [V]	Tensão Saída	18,0	24,0	30,0
$I_o$ [A]	Corrente Saída	0,05	1,0	2,0
$V_i$ [V]	Tensão Entrada	9,0	12,0	15,0
$V_r$ [V]	Tensão “ <i>Ripple</i> ”	-	$V_o/100$	-
FS	Fator segurança	-	15%	-

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Para o processo de recarga das baterias através dos conversores operando modo Buck, a corrente de carga é limitada para um valor máximo de projeto de 1C. As especificações de dimensionamento são observadas na Tabela 4.

Tabela 4 - Parâmetros iniciais para projeto do conversor bidirecional: modo Buck

Parâmetros	Descrição	Valor mínimo	Valor nominal	Valor máximo
$V_o$ [V]	Tensão Saída	9,0	12,0	15,0
$I_o$ [A]	Corrente Saída	0,15	1,5	3,0
$V_i$ [V]	Tensão Entrada	18,0	24,0	30,0
$V_r$ [V]	Tensão “ <i>Ripple</i> ”	-	$V_o/100$	-
FS	Fator segurança	-	15%	-

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

A partir destes dados, os parâmetros do conversor são calculados e, posteriormente, simulados de modo a validar os valores reais que serão utilizados no protótipo deste projeto.

### 4.3.1 Parâmetros básicos

Os cálculos dos valores mínimos de capacitância e indutância compõe a primeira fase do dimensionamento do conversor. Os valores destes parâmetros são calculados para os modos de operação Boost e Buck, sendo o maior valor calculado de cada parâmetro definido como o valor mínimo para o projeto. Dessa forma, o conversor pode operar na faixa especificada em qualquer um dos sentidos. Os cálculos destes parâmetros podem ser obtidos a partir das equações apresentadas na Tabela 5 [35].

Tabela 5 - Equações do conversor bidirecional: Modo Boost e Buck

Parâmetros	Modo Boost	Modo Buck
$D_{\min}$	$\frac{V_o - V_{i_{\max}}}{V_o}$	$\frac{V_o}{V_{i_{\max}}}$
$D_{\max}$	$\frac{V_o - V_{i_{\min}}}{V_o}$	$\frac{V_o}{V_{i_{\min}}}$
$L_{\min}$	$\frac{V_o \cdot D_{\min} \cdot (1 - D_{\min})^2}{2 \cdot I_{o_{\min}} \cdot F_s}$	$\frac{V_o \cdot D_{\max} \cdot (1 - D_{\min})}{2 \cdot F_s^2 \cdot L \cdot V_r}$
$C_{\min}$	$\frac{2 \cdot D_{\max} \cdot I_{o_{\max}}}{F_s \cdot V_r}$	$\frac{D_{\max} \cdot (1 - D_{\min})}{2 \cdot I_{o_{\min}} \cdot F_s}$

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

A partir das especificações apresentadas nas Tabelas 3 e 4, os resultados dos cálculos dos parâmetros básicos são apresentados na Tabela 6, onde se verifica que os valores de indutância e capacitância mínimos são mais restritivos para o projeto do conversor Boost, logo, portanto, são estes valores que determinam o limite mínimo do conversor.

Tabela 6 - Resultados dos cálculos de indutância e capacitância do conversor bidirecional

Parâmetros	Modo Boost			Modo Buck
	$V_o = 18V$	$V_o = 24V$	$V_o = 30V$	
$L_{\min}$	533 $\mu H$	703 $\mu H$	750 $\mu H$	509 $\mu H$
$C_{\min}$	110 $\mu F$	104 $\mu F$	93 $\mu F$	4,6 $\mu F$

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

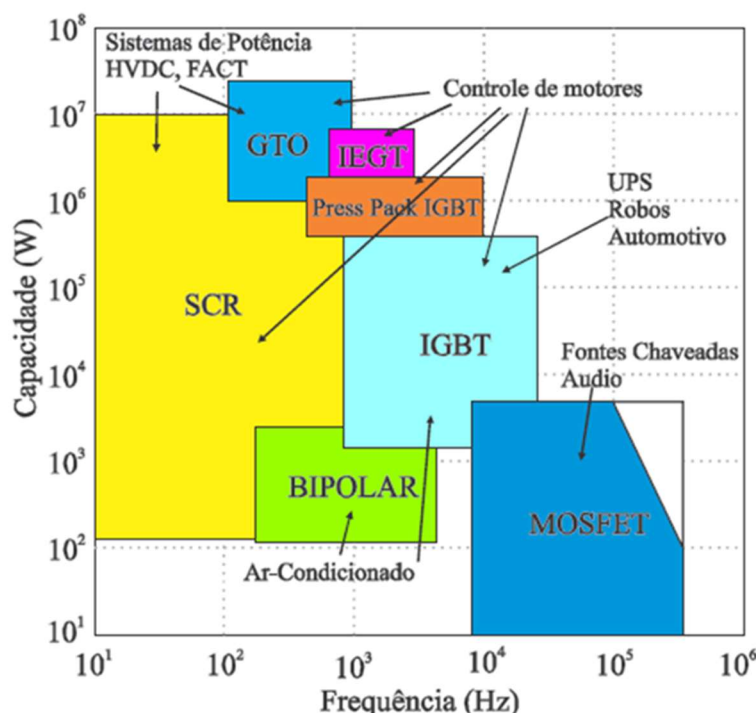
Os cálculos apresentados até então foram obtidos de um modelo ideal para ambos os conversores, de modo que, para garantir que o valor mínimo indicado seja respeitado, foi admitido um fator de segurança de + 15%. Dessa forma, o valor de indutância para o projeto

do conversor é definido em 800  $\mu\text{H}$ , e o valor de capacitância igual a 200  $\mu\text{F}$ , utilizando-se dois capacitores de 100  $\mu\text{F}$  em paralelo (Valor comercial de capacitância).

### 4.3.2 Interruptores eletrônicos

Em conversores estáticos c.c.-c.c. é de costume utilizar MOSFET e IGBT. os IGBTs possuem maior capacidades de corrente e tensão dos que os MOSFETs, conforme pode ser observado na Figura 22. Já o MOSFET é tido como uma opção adequada para projetos de fontes chaveadas de potências menores.

Figura 22 - Gráfico comparativo de interruptores eletrônicos



Fonte: IUE. – Evolution of Power Semiconductor Devices. Disponível em: <http://www.iue.tuwien.ac.at/phd/park/node14.html>. Acesso em: 21 mar. 2017.

O aumento da frequência de operação é importante em muitas aplicações e permite a redução do tamanho dos componentes passivos (capacitores e indutores). A operação em frequências elevadas também permite a implementação de controles com dinâmica que possuem respostas mais rápidas para o sistema. Devido a características de baixa potência do circuito, foram escolhidos interruptores do tipo MOSFET para este projeto.

Os MOSFET são interruptores com gatilho isolado e são acionadas por tensão, o que corresponde a uma baixa potência necessária para habilitar ou desabilitar o componente,

diferentemente do que ocorre em outros interruptores como transistores bipolares e tiristores. As perdas nos MOSFETs podem ser estimadas através das equações apresentadas na Tabela 7.

Tabela 7 - Equações dos esforços no conversor bidirecional

Componente	Parâmetros	Modo Boost	Modo Buck
MOSFET	Corrente eficaz	$I_{M\_ef} = \frac{\sqrt{D_{max}} I_{o\_max}}{(1 - D_{max})}$	$I_{M\_efic} = I_{o\_max} + \frac{\Delta i_{L\_max}}{2}$
	Perdas de condução	$r_{DS} \cdot I_{M\_ef}^2$	$D_{min} \cdot r_{DS} \cdot I_{o\_max}^2$
	Perdas de comutação	$\frac{F_s}{2} C_o V_{o\_max}^2$	$\frac{F_s}{2} C_o V_{i\_max}^2$
DIODO	Corrente eficaz	$I_{D\_ef} = \sqrt{\frac{D_{max}}{1 - D_{max}}}$	$I_{M\_max}$
	Perdas condução	$V_F I_{o\_max} + R_F (I_{D\_ef})^2$	$(1 - D_{min})(V_F \cdot I_{o\_max} + R_F \cdot (I_{o\_max})^2)$

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

A corrente elétrica através dos interruptores do conversor, diodo e MOSFET, possui maior valor na situação em que o conversor opera com carga máxima no modo Boost e com tensão de saída configurada em seu valor máximo, ou seja, 30 V. A corrente eficaz do interruptor nesta situação é em torno de 5,57 A.

A partir dos esforços calculados de corrente e tensão foi decidido que o modelo interruptor usado seria o MOSFET FDD5810\_F085, com encapsulamento SMD DPAK-TO252, fabricado pela Fairchild, cujas características elétricas são apresentadas a seguir:

- $V_{ds}(max) = 60 \text{ V}$
- $R_{on}(max) = 22 \text{ m}\Omega$
- $I_D = 32 \text{ A} @ V_{gs} = 10 \text{ (} T_j = 75 \text{ }^\circ\text{C)}$
- $C_o = 200 \text{ pF}$



Os esforços calculados nos interruptores através do equacionamento da Tabela 7 são apresentados na Tabela 8.

Tabela 8 - Resultados dos cálculos dos esforços no conversor bidirecional

Componente	Parâmetros	Boost ( $V_o = 30V$ )
MOSFET	Corrente eficaz	5,57 A
	Perdas de condução	684 mW
	Perdas de comutação	9,0 mW
DIODO	Corrente eficaz	1,82 A
	Perdas condução	908 mW

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

### 4.3.3 Banco capacitivo

Os valores de capacitância e tensão máxima de saída do projeto – no modo Boost - são parâmetros importantes para escolha de um modelo de capacitor eletrolítico comercial. O primeiro garante que o circuito Boost possa armazenar adequadamente a energia transferida do indutor quando o interruptor é bloqueado, e o segundo parâmetro é necessário para garantir que as placas do capacitor não entrem em curto-circuito devido a um potencial elétrico que exceda o limite máximo efetivo do componente.

Um terceiro fator que também é importante – embora não tão crítico quanto os primeiros no caso do projeto proposto – é ondulação máxima desejada para a tensão de saída. Este parâmetro é atendido ao se impor um limite máximo da resistência série intrínseca do capacitor. A inserção de dois ou mais capacitores em paralelo resulta na diminuição da resistência série equivalente do ramo de saída, melhorando o aspecto de ondulação da tensão. Ainda, é possível inserir em paralelo na saída do conversor um capacitor de polipropileno ou multicamadas com um valor de capacitância pequeno com relação ao capacitor de saída. Geralmente este tipo de capacitor possui resistência série muito menor que a dos capacitores eletrolíticos, o que auxilia a redução à resistência série do banco capacitivo e, por consequência, filtrar com maior facilidade ruídos de alta frequência.

Para cálculo do banco capacitivo é definido que a tensão de ondulação sobre o capacitor é igualmente dividida entre a resistência série e a capacitância ideal do componente. A Tabela 9 apresenta o equacionamento e o resultado do cálculo do valor máximo de resistência série do

banco, considerando uma oscilação máxima na tensão de saída igual a 2% com relação ao valor de tensão de saída nominal, e operação com carga máxima do sistema.

Tabela 9 – Equações e resultados dos cálculos referentes ao banco de capacitor de saída do conversor

Parâmetros	Equação	Valor Calculado
$I_D(\text{max})$	$\frac{I_{o\_max}}{1 - D_{max}} + \frac{V_o D_{max}(1 - D_{max})}{2 \cdot F_s \cdot L}$	5,33 A
$R_{SE}(\text{max})$	$\frac{V_r}{2 \cdot I_{D\_max}}$	45 mΩ

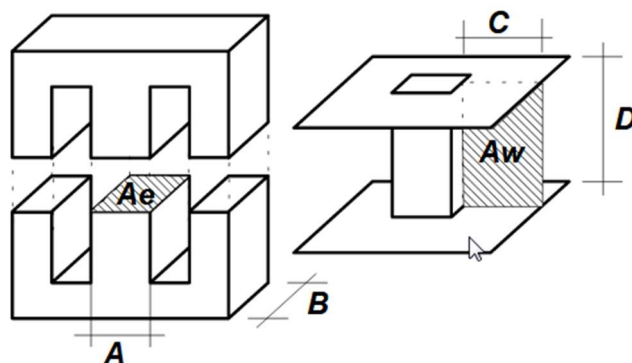
Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Com base nos valores calculados foi escolhido um modelo de capacitor eletrolítico de alumínio da Panasonic, modelo EEE-1HA470XP, que apresenta as seguintes características:  $C_{nom} = 100 \mu\text{F} \pm 20\%$ ,  $V_{max} = 50 \text{ V}$  e  $R_{se} \cong 61 \text{ m}\Omega$ . A resistência série equivalente do banco de saída, portanto, para dois capacitores em paralelo o valor ôhmico do banco capacitivo resulta em 30,5 mΩ.

#### 4.3.4 Indutor Boost

Os núcleos de ferrite são adequados para operação em frequências elevadas (na faixa de kHz), e o indutor escolhido para o projeto do conversor é construído com núcleo de ferrite do tipo EE, conforme ilustrado na Figura 23. A seção da área transversal,  $A_e$ , e a área da janela,  $A_w$ , são critérios para os cálculos de dimensionamento do núcleo.

Figura 23 - Núcleo de ferrite do tipo EE e o seu respectivo carretel



Fonte: BARBI, Ivo; FONT, Carlo H.; ALVES, Ricardo L. Projeto físico de indutores e transformadores. UFSC, 2002, p3.

A Tabela 10 a seguir apresenta as equações utilizadas para o projeto físico do indutor de ferrite tipo EE [36].

Tabela 10 - Equacionamento para o projeto do indutor de entrada

Parâmetros	Equações	Grandezas
Produto entre área da seção transversal do núcleo e área da janela do núcleo	$A_e A_w = \frac{L \cdot I_p^2}{k \cdot B_{\max} \cdot J_{\max}} 10^4$	cm <sup>4</sup>
Número de espiras	$N = \frac{L \cdot I_p}{B_{\max} \cdot A_e} 10^4$	Espiras
Entreferro	$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} 10^{-2}$	mm
Resistência térmica do núcleo	$R_T = 23(A_e \cdot A_w)^{-0,37}$	°C/W
Elevação de temperatura	$\Delta T = P_T \cdot R_T$	°C
Perdas no cobre	$P_w = \frac{I_{ef}^2 \cdot N \cdot l_t \cdot \rho}{S}$	W
Perdas no núcleo	$P_v = P_{uv} \cdot V_e$	W
Perdas totais	$P_T = P_w + P_v$	W
Área mínima do condutor	$S_{\min} = \frac{100 \cdot I_{ef}}{J_{\max}}$	cm <sup>2</sup>
Diâmetro máximo (efeito pelicular)	$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{F}}$	cm
Número de fios em paralelo	$n_f = \frac{S_{\min}}{S_{awg}}$	-

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Um algoritmo em Matlab<sup>®</sup> foi desenvolvido neste projeto para verificar todas as possibilidades de projeto considerando os núcleos de ferrite do fabricante Thornton. Além disso, o algoritmo de cálculo verifica também as opções de enrolamento com base em uma tabela de fios de cobre AWG, respeitando o efeito pelicular e a bitola mínima para atender a corrente elétrica especificada, que, neste caso retrata a corrente de entrada máxima do projeto do conversor Boost.

Os parâmetros iniciais são definidos no início deste algoritmo com base na frequência de operação do conversor. Foi considerado para o projeto um valor máximo de indução

magnética  $B(\max) = 0,3 \text{ T}$ , densidade de corrente  $J(\max) = 450 \text{ A/cm}^2$  e permeabilidade do ar  $\mu_0 = 4. \pi. 10^{-7} \text{ H/m}$ .

O valor da indutância mínima definido para o projeto é de  $800 \mu\text{H}$  (valor calculado na seção 4.2.1) e a corrente máxima de  $5,33 \text{ A}$ . Os núcleos EE Thornton que apresentam soluções mais adequadas em termos de tamanho e ocupação são apresentados na Tabela 11. No campo fator de ocupação, os valores em vermelho indicam que o projeto não é viável, pois a área de janela disponível não é suficiente para enrolar a quantidade de espiras necessárias.

Tabela 11 - Resultados de simulação dos parâmetros do projeto do indutor

Núcleo Thornton	Número de espiras	Entreferro (mm)	Resistência térmica do núcleo (C/W)	Fator de ocupação (%)
EE-19/08/06	303	3,81	45,68	348,20
EE-28/10/11	209	2,62	34,44	162,35
EE-28/10/11	96	1,20	27,76	90,68
EE-30/11/11	88	1,09	26,11	76,83
<b>EE-30/15/07</b>	<b>136</b>	<b>1,71</b>	<b>26,03</b>	<b>76,16</b>
EE-30/15/11	88	1,10	22,09	48,86

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Os dois primeiros núcleos analisados, EE-19/08/06 e EE-28/10/11, são muito pequenos para atender as especificações do projeto. O núcleo EE-28/10/11 atende, porém, o fator de ocupação é muito próximo de 1, que representa a máxima ocupação de cobre no núcleo, o que dificulta a montagem do enrolamento no carretel. O núcleo EE-30/15/07 foi o núcleo escolhido para o projeto, por resultar em uma folga de cerca de 20% a 25% para montagem do enrolamento.

A Tabela 12 apresenta os condutores esmaltados que atendem as especificações do projeto, levando em consideração o núcleo escolhido e o efeito pelicular que limita o condutor ao tamanho máximo do fio condutor em 22 AWG. Quanto menor a bitola do condutor escolhido, maior a quantidade necessária de condutores em paralelo de modo que as especificações de corrente do projeto do indutor sejam atendidas.

Tabela 12 - Resultados do dimensionamento do fio condutor para o projeto do indutor

Condutor	Nº de condutores	Perdas no cobre (mW)	Perdas no núcleo (mW)	Perdas totais (mW)	Varição térmica (°C)
AWG 22	0,7	403,63	42,38	446,02	12,384
AWG 23	0,9	403,71	42,38	446,09	12,386
AWG 24	1,1	403,69	42,38	446,08	12,385
AWG 25	1,4	403,67	42,38	446,05	12,385
AWG 26	1,7	403,69	42,38	446,08	12,385
AWG 27	2,2	403,84	42,38	446,23	12,389
AWG 28	2,8	403,54	42,38	445,95	12,381
AWG 29	3,4	403,71	42,38	446,09	12,386
AWG 30	4,4	403,89	42,38	446,28	12,391
AWG 31	5,5	403,51	42,38	445,89	12,380

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

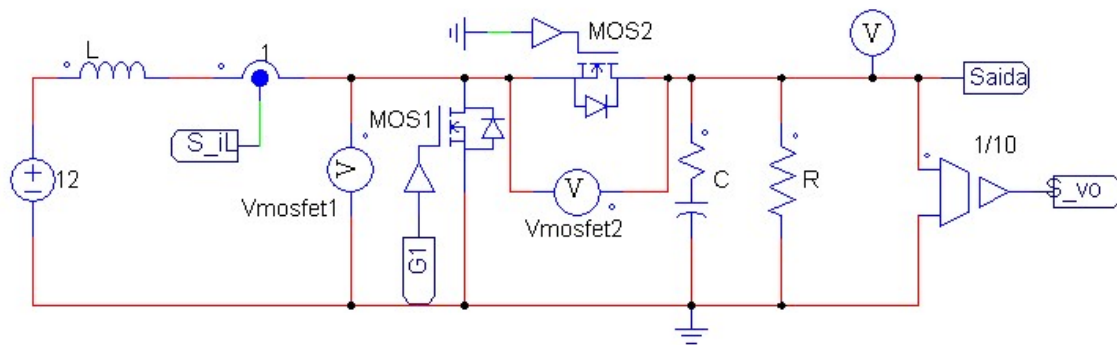
Os fios condutores 22 AWG e 23 AWG permitem a fabricação do indutor sem a necessidade de inserir mais de um condutor em paralelo, o que facilita o enrolamento e acomodação do condutor dentro do carretel em um processo manual de montagem. Embora o fio condutor 23 AWG permite melhor acomodação no carretel do que o fio condutor 22 AWG, foi utilizado no projeto o fio condutor 22 AWG devido a sua disponibilidade.

#### 4.3.5 Simulação em malha aberta: Boost

Os valores calculados dos parâmetros do conversor são analisados via simulação, no software PSim<sup>®</sup>, de modo a verificar a consistência dos procedimentos dos cálculos realizados com base nas características iniciais esperadas para o projeto.

Realizou-se a primeira análise via simulação em malha aberta de modo a validar os cálculos de dimensionamento do conversor. A Figura 24 apresenta o circuito de potência em malha aberta.

Figura 24 - Circuito eletrônico do conversor - Simulação PSim®



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

O gráfico da Figura 25 apresenta três situações de simulação (Situação 1, Situação 2 e Situação 3) cuja tensão de entrada é configurada, respectivamente, nos valores 9V, 12V e 15V, com a razão cíclica ajustada manualmente conforme valores calculados na Tabela 13.

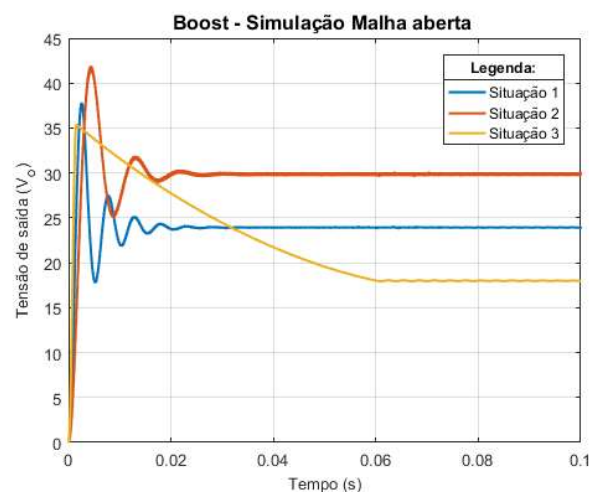
Tabela 13 - Dados de simulação - situações críticas

Simulação	Descrição	$V_i$	$V_o$	Carga	D
Situação 1	Operação nominal	12 V	24 V	12 $\Omega$	0,50
Situação 2	Operação máxima	9,0 V	30 V	12 $\Omega$	0,70
Situação 3	Operação mínima	15 V	18 V	360 $\Omega$	0,167

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

A situação 2 é o caso que possui a maior razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada, somado ao fato do sistema ser ligado em carga plena, este é caso com maior tensão de pico (do inglês: *Overshooting*) de partida, conforme pode ser observado na Figura 25 onde esta tensão de pico ultrapassa 40 V.

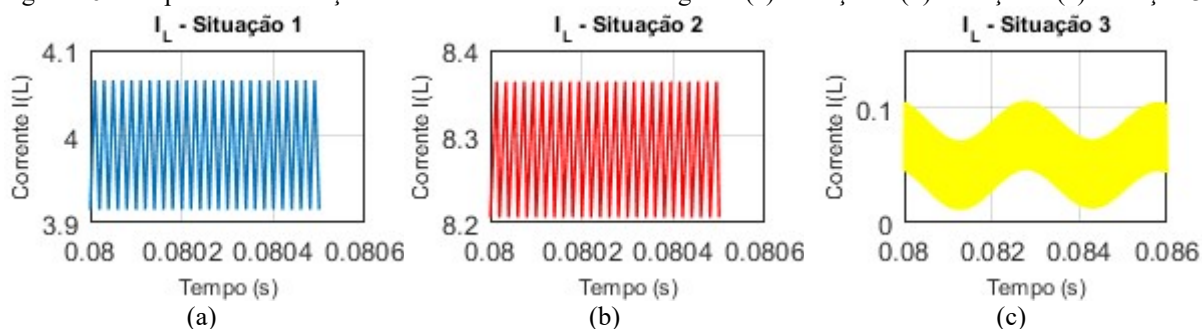
Figura 25 - Simulação do conversor Boost malha aberta conforme as três situações abordadas no projeto



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

A corrente no indutor Boost, nestas três situações, são apresentadas na Figura 26. Na simulação é desprezada a resistência série do indutor, e os resultados apresentam o conversor em regime permanente em  $t > 0,08s$  e funcionando no modo de operação contínua para o qual foi projetado.

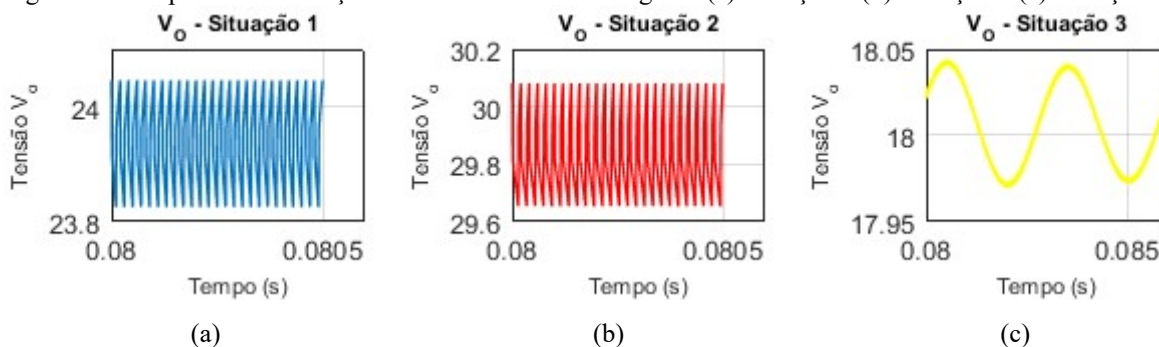
Figura 26 - Resposta da simulação da corrente no indutor em regime: (a) Situação 1 (b) Situação 2 (c) Situação 3



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

A ondulação de tensão é apresentada na Figura 27. Neste caso ideal, as tensões de pico a pico da ondulação não ultrapassam o valor de 1%, respeitando o limite determinado no início do projeto.

Figura 27 - Resposta da simulação da tensão de saída em regime: (a) Situação 1 (b) Situação 2 (c) Situação 3



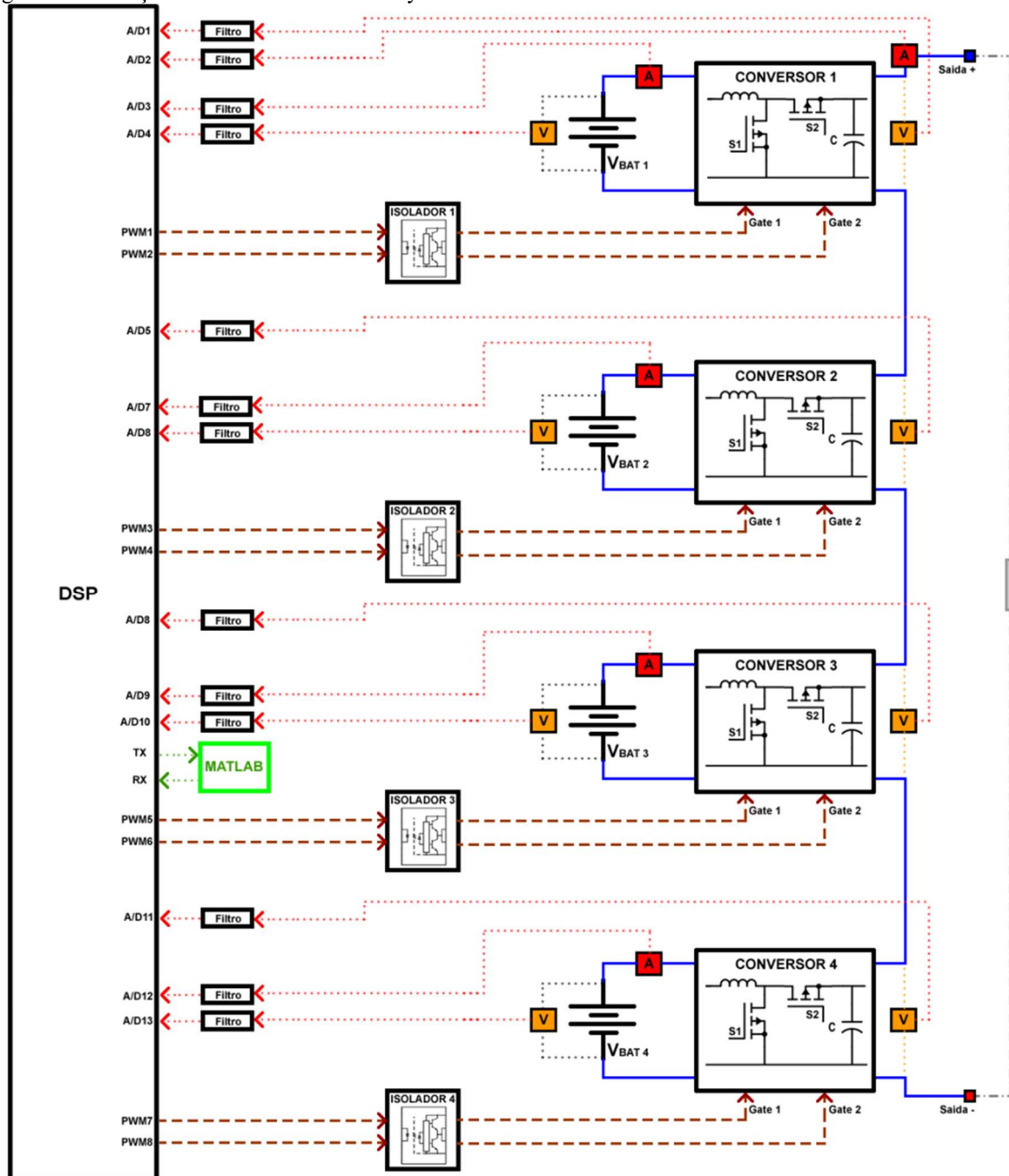
Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

#### 4.4 CIRCUITOS ELETRÔNICOS

A divisão dos circuitos e esquemáticos eletrônicos se deu a partir do esboço inicial apresentado na Figura 28, cuja divisão do sistema se resume em quatro placas iguais para o circuito de potência e uma placa para o circuito controle, que tem por objetivo controlar os quatro conversores e trocar informações em tempo real com um computador via comunicação serial.

O processador faz a leitura de três dados de cada conversor: tensão de entrada (tensão da bateria), tensão de saída e corrente de entrada (Corrente no indutor). Além disso, o sistema faz a leitura da corrente de saída do sistema. Todas estas leituras são isoladas, exceto a leitura de temperatura ambiente. Os sinais de chaveamento e as fontes de tensão do circuito de comutação dos interruptores são isolados.

Figura 28 - Esboço do desenvolvimento de layout



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

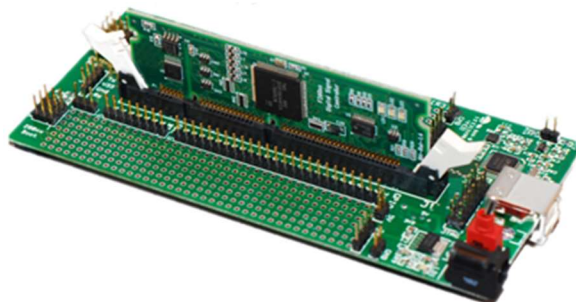


A placa de potência possui os componentes de conversor Boost (indutor, capacitores e interruptores), conectores para entrada da bateria e saída da carga, os circuitos de medição de corrente de entrada, tensão de entrada e tensão de saída, assim como também circuitos isolados de controle dos interruptores de potência (GD - *Gate-drivers*). A placa de controle possui uma unidade de processamento que reúne todas as informações e acionamentos (PWM – *Pulse-Width Modulation*) dos quatro conversores, assim como as fontes necessárias para alimentar os circuitos de controle e medição.

#### 4.4.1 Microcontrolador

O processador digital (DSC - *Digital Signal Controller*) utilizado no projeto tem o objetivo principal de controlar os quatro conversores do sistema através dos seus canais PWM. Para isso são realizadas aquisições de corrente de entrada e tensão de saída de cada conversor através de canais analógicos digitais. O DSC escolhido para o projeto é o modelo TMS320F28335, da fabricante Texas Instruments.

Figura 29 – DockStation da Texas Instrument do MCU Delfino TMS320F28335



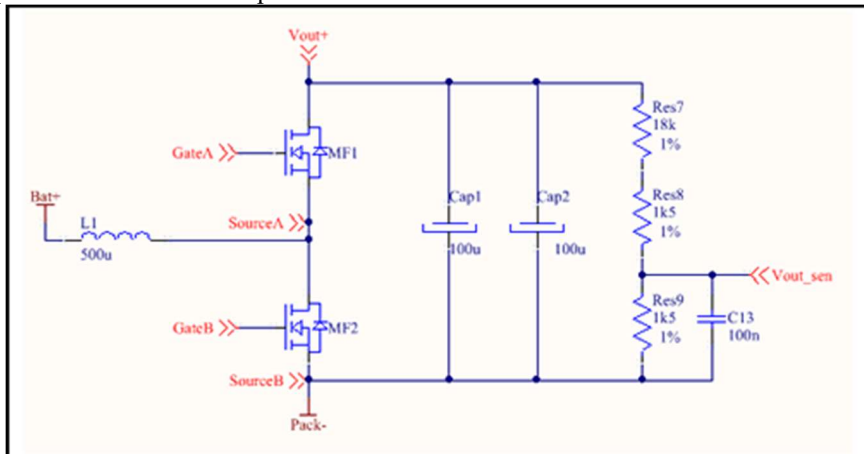
Fonte: Texas Instruments – Delfino Microcontroller tools and softwares. Disponível em: < <http://www.ti.com/product/TMS320F28335> >. Acesso em: 28 out. 2017.

A Figura 29 apresenta o kit didático do DSC utilizado no projeto, cujo circuito externo possui fontes auxiliares próprias, gravador e módulo de comunicação serial que será utilizado para trocar informações com um computador.

#### 4.4.2 Circuito de potência

O circuito de potência do conversor é constituído por dois interruptores, dois MOSFET, que permitem, assim, a operação do modo bidirecional. O esquemático de potência é apresentado na Figura 30.

Figura 30 - Esquemático do sistema de potência do conversor

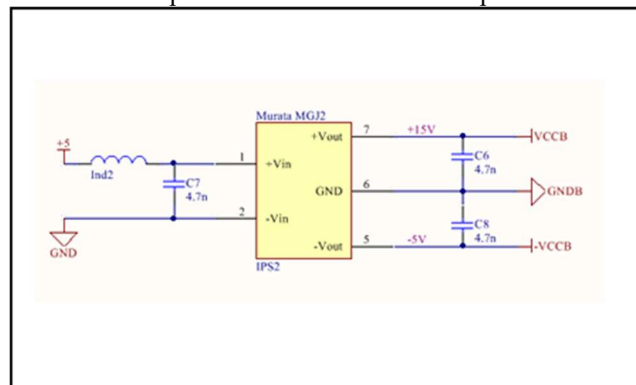


Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

#### 4.4.3 Gate drivers

O circuito de acionamento de cada MOSFET do conversor é realizado por um circuito isolado, ilustrado na Figura 31, que possui um conversor integrado isolador (modelo MGJ2D051505SC, do fabricante Murata) que é responsável por disponibilizar as tensões de -5 V e +15 V para definir, respectivamente, os estados desligado e ligado dos interruptores de potência.

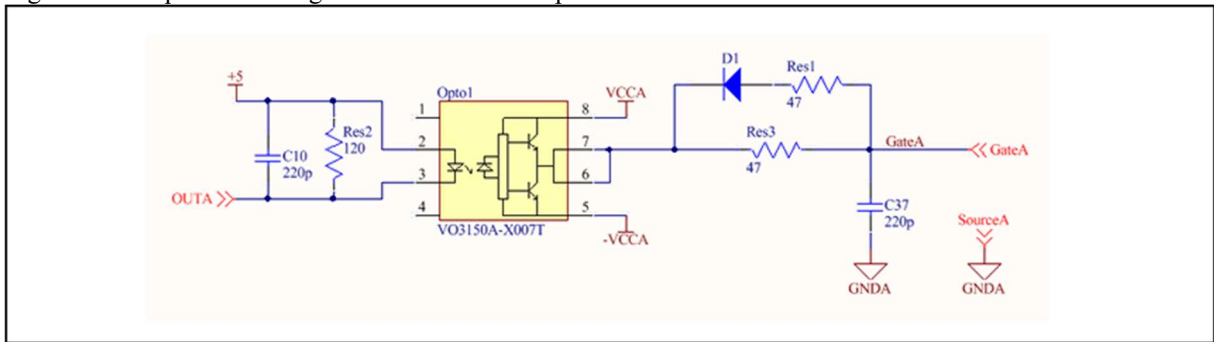
Figura 31 - Esquemático da fonte isolada para acionamento dos interruptores



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

O sinal de comando do PWM de cada interruptor, que é proveniente do DSC, passa por buffer de sinal (SN74LS07DR, da Texas Instruments) e, em seguida, é isolado por um acoplador óptico antes de atingir o gatilho de comando do interruptor. Este circuito óptico do driver é apresentada na Figura 32.

Figura 32 - Esquemático do gate drivers dos interruptores

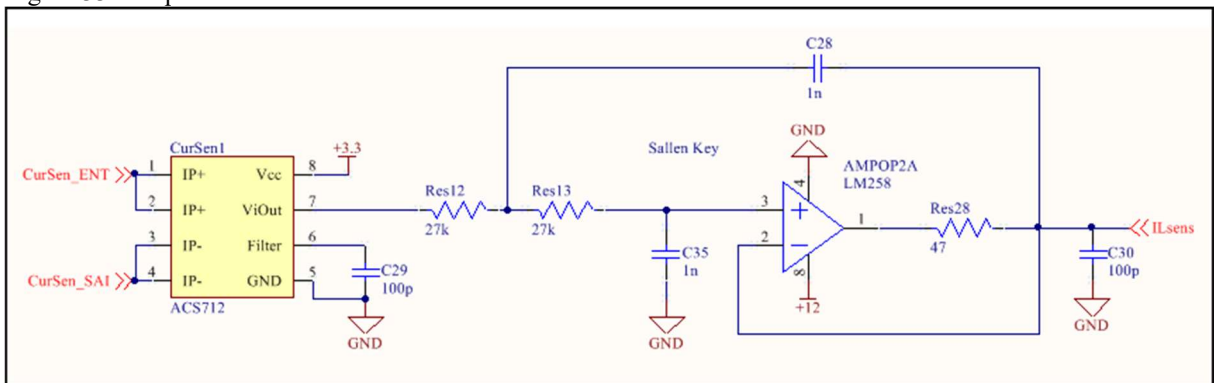


Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

#### 4.4.4 Sensor de corrente

A saída do conjunto de conversores e a entrada de cada conversor possuem sensor de corrente, representado pela Figura 33. Este circuito de medição é composto por um sensor de efeito hall bidirecional e por um filtro Sallen-key. O sensor utilizado é o CI ACS712 fabricado pela Allegro MicroSystems.

Figura 33 - Esquemático do sensor de corrente da entrada



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

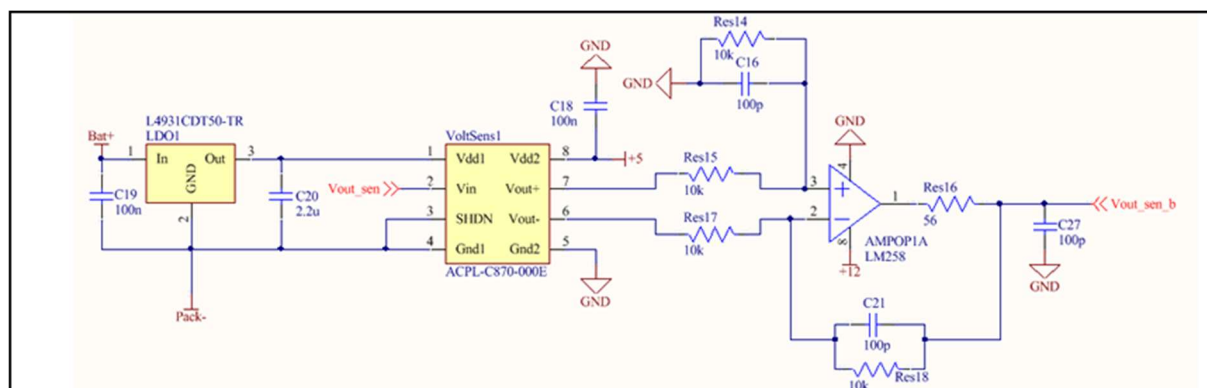
O circuito de filtro é ajustado para uma frequência de corte de 5,894 kHz e apresenta ainda, próximo ao DSP, um diodo de proteção de modo a evitar sobretensão na entrada do conversor analógico-digital do DSC.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_{12}R_{13}C_{35}C_{28}}} \quad (4.35)$$

#### 4.4.5 Sensor de tensão

A tensão de cada bateria e a tensão de saída de cada conversor é mensurada através de um circuito que possui um amplificador operacional isolado e um circuito de condicionamento de sinal.

Figura 34 - Esquemático do circuito de sensor de tensão da saída



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

O esquema eletrônico da figura Figura 34 apresenta o circuito de medição da tensão de saída do conversor, utilizando um amplificador operacional isolado, ACPL-C870. O lado esquerdo, por ser isolado, é alimentado através de uma fonte linear de tensão que estabiliza a tensão de saída em 5,0 V. O sinal de amostragem da tensão de saída, que é conectado ao pino 2 do sensor, é proveniente de um divisor resistivo – ilustrado na Figura 30- que atenua 14 vezes o valor do sinal. O filtro diferencial possui ganho unitário e sua saída é diretamente conectada ao conversor analógico-digital do DSC.

A tensão da bateria que retrata a tensão de entrada de cada conversor também possui um circuito de leitura similar, com diferença de possuir uma entrada diferencial responsável por mensurar valores de tensão na faixa de 10 a 14 V. Valores abaixo dessa faixa são rejeitados pelo sistema, a saída do conversor não é habilitada para valores de tensão de entrada fora desta janela. Assim, o sistema é protegido para operar dentro de condições que não são recomendadas para as baterias.

## 4.5 LAYOUT

O layout do circuito de potência foi projetado em uma placa de circuito impresso com duas camadas, priorizando a utilização de componentes SMD, com exceção dos componentes que necessitam de maior sustentação mecânica (indutor, capacitor e conectores, kit do DSC) e daqueles que possuem apenas a opção THT, como é o caso da fonte isolada do gatilho do interruptor.

Quanto aos cuidados de layout foi tomado o cuidado de atender alguns critérios para evitar excesso de ruídos e interferências indevidas:

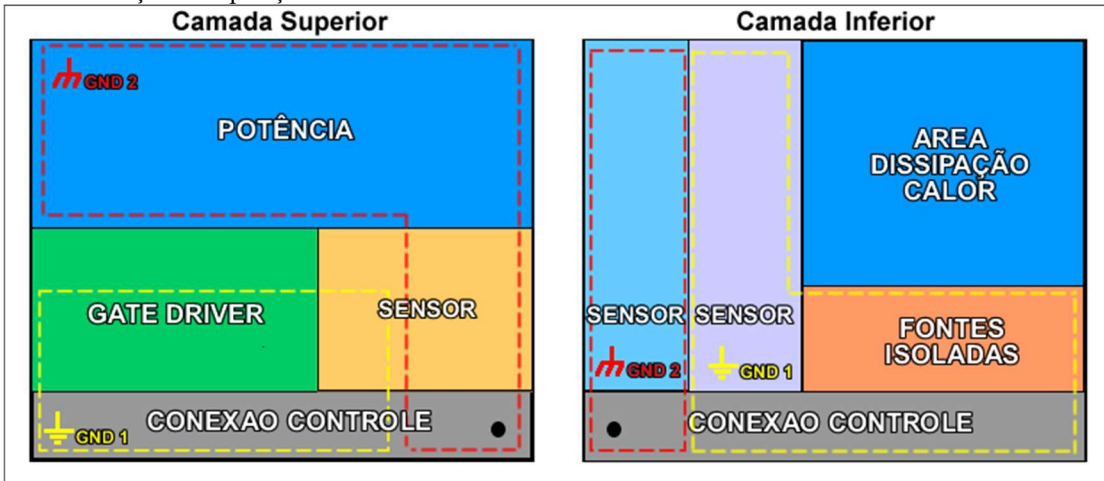
- Dividir os circuitos conforme funções e níveis de corrente;
- Malhas isoladas;
- Trilhas de dados com menor comprimento possível de modo a evitar valores elevados da indutância intrínseca destas trilhas, que ocasionam sobre tensões e maiores perdas na linha;
- Evitar curvas de trilhas em ângulo reto;
- Evitar cruzamento de trilhas em ângulo reto;
- Alimentação isolada para a comunicação serial;
- Filtro de desacoplamento próximo aos circuitos integrados.

### 4.5.1 Layout do circuito de Potência

A placa de circuito impresso (PCI) de potência foi projetada com uma área de 100 x 82,5 mm, possuindo componentes em ambas as faces de modo a aproveitar a área disponível. Para não aumentar muito os custos de fabricação foi escolhida uma placa de duas camadas, muito embora projetos de PCI com quatro camadas permitam melhor aproveitamento da área total disponível, assim como, a elaboração de camadas de terra e sinais que permitem melhorar o projeto em termos de proteção e emissão de ruídos eletromagnéticos.

A primeira consideração em relação ao layout desta PCI foi dividir os circuitos em regiões bem definidas de modo a evitar ao máximo o cruzamento de sinais de dados e sinais de potência. Essa divisão também prezou por criar malhas de referência bem distintas, já que a placa possui duas referências: a referência da fonte do controle e a referência da bateria, que é a mesma do circuito de potência. A Figura 35 ilustra o esboço do projeto de layout

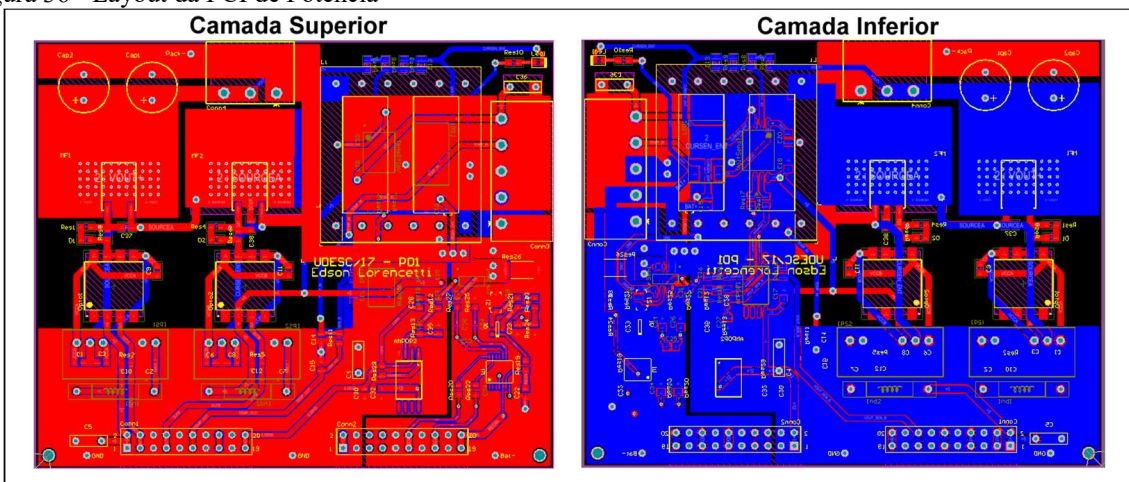
Figura 35 - Esboço da disposição dos circuitos da PCI de Potência



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Este esboço serviu de modelo para realização do projeto, cujo resultado em duas dimensões é apresentado na Figura 36. A área de cor vermelha representa a camada superior (*top layer*), e a área de cor azul a camada inferior da placa (*bottom layer*).

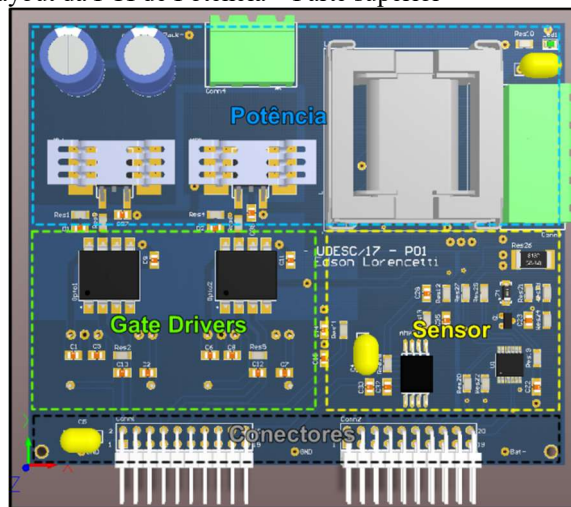
Figura 36 - Layout da PCI de Potência



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

A visão em três dimensões da PCI facilita o entendimento dos circuitos envolvidos. A Figura 37 ilustra a visão superior da PCI. Na área pontilhada na cor amarelo se localizam os sensores responsáveis pela leitura de corrente da entrada do conversor e da tensão terminal da bateria. A entrada da bateria se dá pelo conector ao lado direito do indutor Boost, e a saída do conversor se localiza na posição superior.

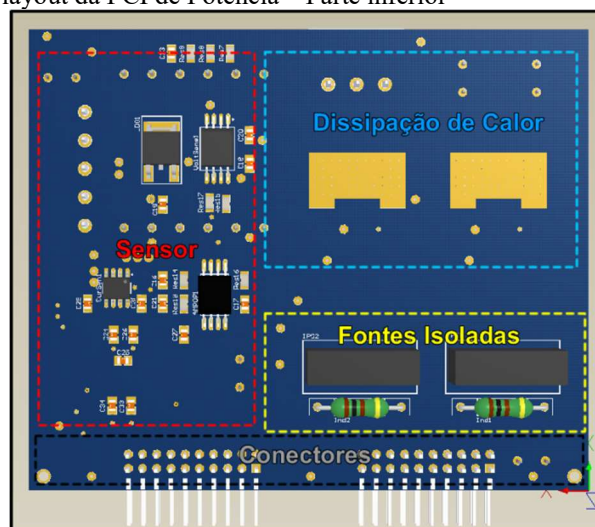
Figura 37 - Desenho 3D do layout da PCI de Potência – Parte superior



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

A visão inferior pode ser visualizada na Figura 38, os sensores de tensão de saída e de corrente de entrada são posicionados nesta camada da PCI de modo que os sinais de amostragem possam ser coletados via furos metalizados até a camada superior.

Figura 38 - Desenho 3D do layout da PCI de Potência – Parte inferior



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Na área pontilhada em azul estão localizadas as fontes isoladas dos circuitos de acionamentos dos interruptores, que se encontram no lado oposto do conversor principal de modo a diminuir a possibilidade de ruído entre estes dois circuitos chaveados.

#### 4.5.2 PCI de controle

A placa de controle desenvolvida integra até, no máximo, quatro conversores que são controlador por um único DSC. O Kit de desenvolvimento do DSC é integrado a placa de controle através de um conector que é compatível com o módulo experimental da Texas, DockStation da Texas Instrument, compatível com o DSC Delfino F28335. Os circuitos que integram a placa de controle são descritos a seguir:

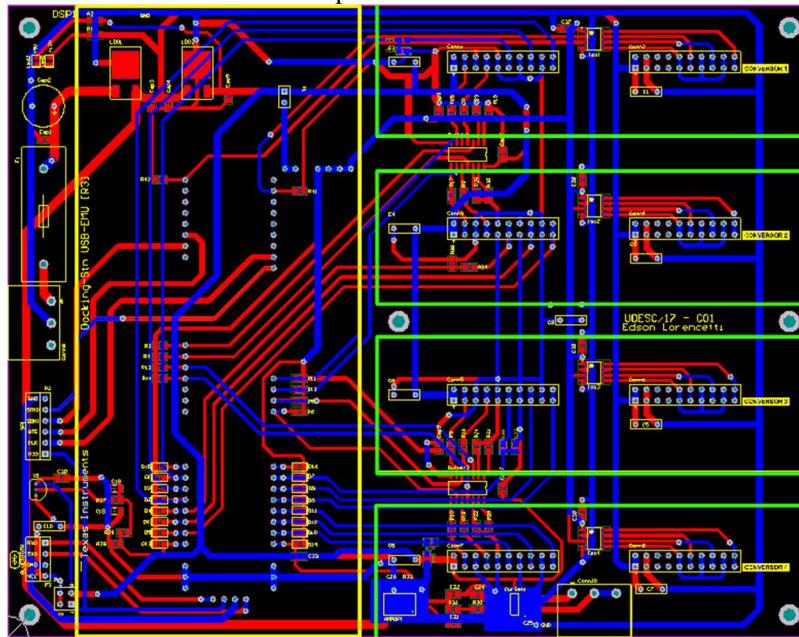
- Entrada com tensão contínua 13 a 15 V;
- Filtro de entrada;
- Proteção contra curto-circuito (Fusível);
- Fontes lineares de 12,0 V e 5,0 V para alimentar os circuitos auxiliares;
- Circuito Buffer para sinais PWM;
- Isoladores I2C;
- Sensor de temperatura;
- Quatro barramentos de conexões para módulos de potência;
- Sensor de corrente de saída do sistema;
- Possibilidade de integração módulo bluetooth e SPI para comunicação externa;
- Conexão com Dockstation Texas Delfino.

A placa de circuito impresso foi projetada com dimensões de 185 x 145 mm, sendo composta por duas camadas de cobre. O roteamento das trilhas é apresentado na Figura 39 onde as trilhas azul estão localizadas na camada inferior do circuito, enquanto que as trilhas em vermelho estão localizadas na camada superior.

Os barramentos de conexões dos conversores são localizados ao lado direito, nos retângulos com linhas verdes, enquanto que o Dockstation da Texas Instruments é posicionado no retângulo amarelo, ao lado esquerdo da placa. Tentou-se reduzir ao máximo a distância das trilhas que transportam os comandos e os sinais analógicos de modo a reduzir a interferência de ruídos que afetam as trilhas longas.



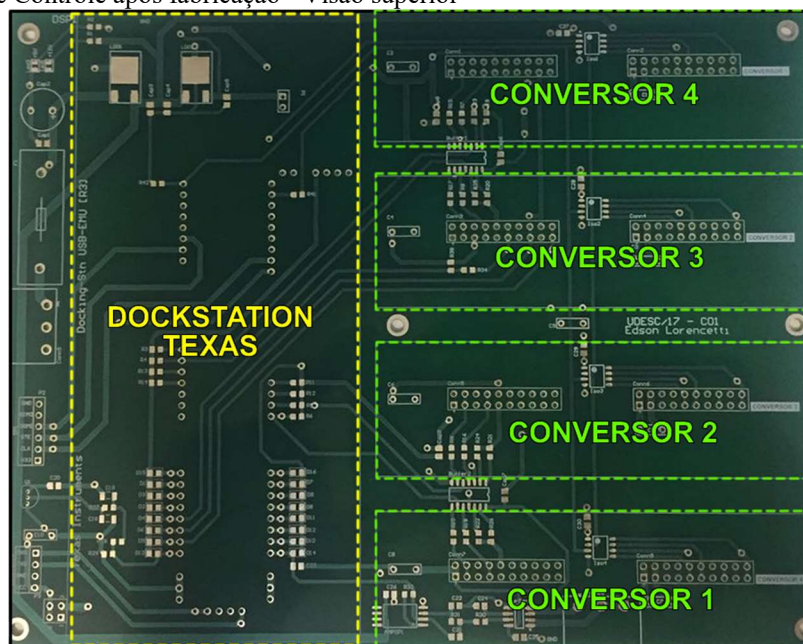
Figura 39 - Layout da PCI de Controle - Visão Superior



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

A Figura 40 apresenta uma imagem da placa de controle fabricada. A entrada de alimentação é realizada pelo lado esquerdo da placa. Já o sensor de medição da corrente de saída do sistema está localizado no canto inferior da PCB, compartilhando espaço com o barramento do Conversor 1.

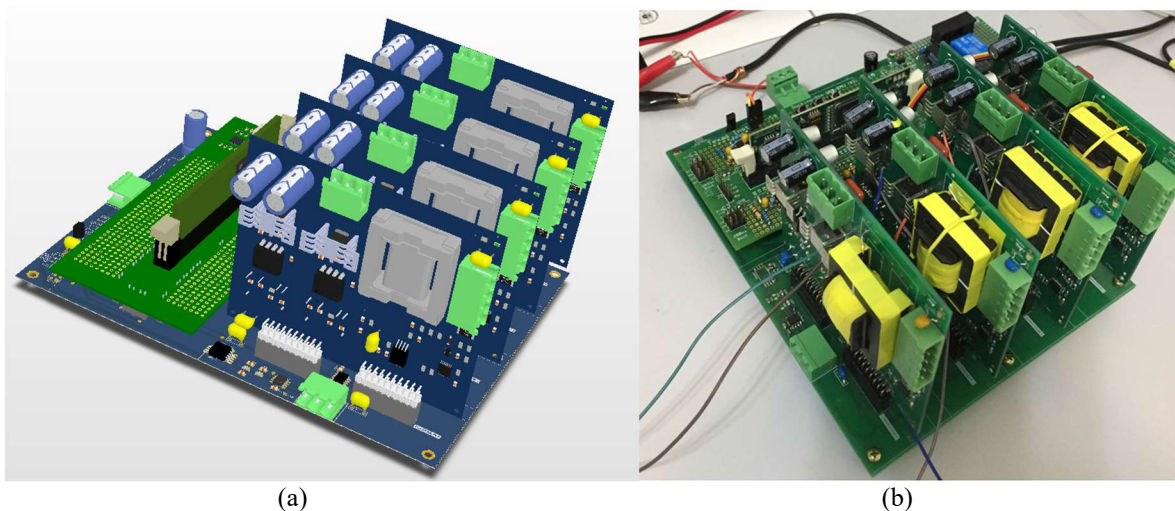
Figura 40 - PCI de Controle após fabricação - Visão superior



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

O projeto tridimensional do conjunto (PCI do controle e dos conversores de potência) é ilustrado na Figura 41(a), e o resultado da fabricação na Figura 41(b).

Figura 41- Projeto eletrônico: (a) Layout 3D (b) Fotografia do protótipo fabricado



(a)

(b)

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

#### 4.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados os cálculos de dimensionamentos dos componentes do conversor Buck e Boost operando dentro das limitações impostas para o sistema de equalização. Foram determinados e projetados os componentes passivos: indutor e banco capacitivo. Foram também efetuados os cálculos das perdas nos semicondutores e realizada a escolha dos interruptores do protótipo.

O dimensionamento foi validado em simulação na condição de malha aberta. A topologia do conversor Boost bidirecional é bastante robusta e não houve a necessidade de inserção de circuitos de *snubbers*. A entrada em corrente desde circuito foi uma característica visada para evitar ondulações de corrente elevadas nas baterias que resultam em aquecimentos e desgastes desnecessários. Ainda assim verificou-se uma ondulação considerável na corrente da bateria, o que pode gerar problemas de EMI devido o comprimento dos cabos de conexão com a bateria. Para correção aconselha-se utilizar um capacitor de filme metálico (ou equivalente) nos terminais de conexão com a bateria, instalado na placa e próximo ao indutor.

Com base nestes dimensionamentos e simulações foram elaborados os esquemáticos dos circuitos eletrônicos e, em seguida, foi definida e projetada a estrutura de layout do protótipo. Um único DSC foi escolhido e este é conectado a uma placa principal, sendo

responsável pelo controle de todos os conversores. As placas de potência são espetadas via um conector nesta placa principal, o que facilita a manutenção, podendo ser em caso de defeito.

Não houve muitos cuidados com relação aos custos dos componentes e com a complexidade dos circuitos. Todos os gate-drivers foram isolados através do uso de conversores c.c.-c.c. dedicados a esta função, assim como também a maioria dos sensores foram isolado galvanicamente. Portanto, poderia ter sido levado em consideração a elaboração de um projeto mais barato de modo que os custos do conjunto fosse menor.

## 5 CONTROLE DO SISTEMA

### 5.1 INTRODUÇÃO

Na primeira parte deste capítulo será apresentado o estudo realizado para determinação das malhas de controle clássico do conversor Boost, sua digitalização e implementação em DSC. Na segunda parte foi apresentado o estudo de controle do sistema de equalização que tem por finalidade definir as tensões de referência dos conversores com base na diferença do estado de carga futuro das baterias.

### 5.2 CONVERTOR BOOST

#### 5.2.1 Modelagem do conversor Boost

A partir de uma abordagem clássica [37], para encontrar as relações entre as variáveis do sistema (tensão de saída e corrente de entrada) em relação a variáveis de controle (razão cíclica), foi realizado primeiro a linearização do sistema de valores médio em torno de um ponto de operação.

$$\dot{\mathbf{x}} = [A_1 D + A_2 (1 - D)] \mathbf{x} + [B_1 D + B_2 (1 - D)] \mathbf{u} \quad (5.1)$$

$$\mathbf{y} = C \mathbf{x} + F \mathbf{u} \quad (5.2)$$

As equações padrão de representação por espaço de estado (4.23) e (4.24) foram adicionadas variáveis de perturbação nas variáveis do sistema em torno de um ponto de operação pré-definido,

$$\begin{cases} \mathbf{x} = X + \bar{x} \\ \mathbf{y} = Y + \bar{y} \\ \mathbf{u} = U + \bar{u} \\ \mathbf{d} = D + \bar{d} \end{cases} \quad (5.3)$$

A modelagem do conversor é realizada a partir das equações em espaço de estados (4.31) e (4.32) obtidas no capítulo anterior, onde são obtidas as funções a seguir:

$$\begin{aligned}\frac{\bar{d}x}{dt} &= AX + BU + A\bar{x} + B\bar{u} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\bar{d} + (A_1 - A_2)\bar{x}\bar{d} + (B_1 - B_2)\bar{u}\bar{d} \\ Y + \bar{y} &= CX + FU + C\bar{x} + F\bar{u}\end{aligned}\quad (5.4)$$

A componente continua representa o comportamento estático do sistema,

$$\begin{aligned}0 &= AX + BU \longrightarrow X = -A^{-1}BU \\ Y &= CX + FU\end{aligned}\quad (5.5)$$

Enquanto que a componente alternada representa o comportamento dinâmico do sistema. Considerando o fato de que os termos de segunda ordem são muito menores que os termos de primeira ordem, estes são desconsiderados, resumidos na equação (5.6).

$$\begin{aligned}\frac{\bar{d}x}{dt} &= A\bar{x} + B\bar{u} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\bar{d} \\ \bar{y} &= C\bar{x} + F\bar{u}\end{aligned}\quad (5.6)$$

A equação (5.7) é obtida após aplicar a transformada de Laplace na equação (5.6), considerando  $\bar{u}(s) = 0$ .

$$\begin{aligned}\bar{x}(s) &= (sI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\bar{d}(s) \\ \bar{y}(s) &= C\bar{x}(s)\end{aligned}\quad (5.7)$$

As equações apresentadas podem ser resolvidas através da ferramenta Matlab<sup>®</sup>, Apêndice A, resulta nas seguintes funções de transferência foram obtidos:

$$\frac{v(s)}{d(s)} = \frac{-5000s + 5,625 \cdot 10^7}{s^2 + 416,7 + 15,625 \cdot 10^5} \quad (5.8)$$

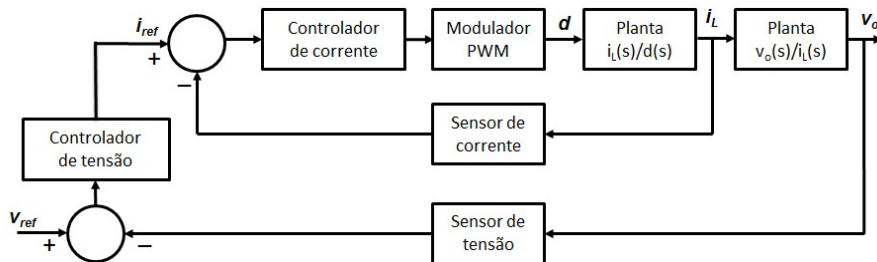
$$\frac{i(s)}{d(s)} = \frac{3 \cdot 10^4 s + 1,484 \cdot 10^7}{s^2 + 416,7 + 15,625 \cdot 10^5} \quad (5.9)$$

$$\frac{v(s)}{i(s)} = \frac{1875}{s + 416,7} \quad (5.10)$$

### 5.2.2 Compensadores

O conversor Boost possui uma planta de tensão de fase não mínima, o que torna difícil controlar a tensão de saída com apenas um controlador, pois a frequência de controle precisa ser muito lenta (dezenas de Hertz) para que o sistema não fique instável. De modo a implementar um controle clássico que possa responder com maior rapidez as variações de carga do sistema, foi projetado um controlador do tipo cascata, conforme Figura 42, onde a malha interna acompanha as variações de corrente em uma frequência alta (em torno de 500 a 5.000 Hz) e uma malha de tensão por corrente que opera em uma frequência baixa e estabiliza a tensão de saída.

Figura 42 - Controlador cascata do conversor - Modo descarga

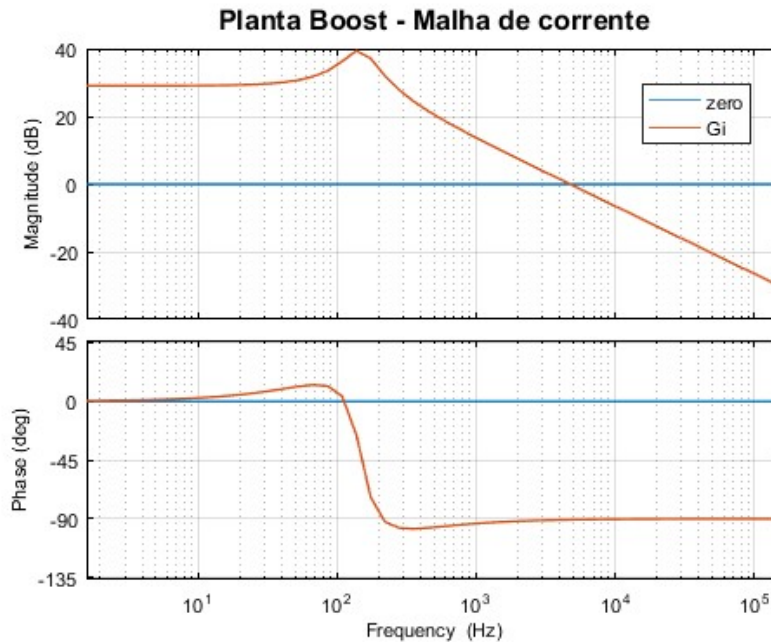


Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

A malha interna é implementada a partir do estudo da planta de corrente, equação (5.9), onde se verifica a existência de um zero na frequência de aproximadamente 132,62 Hz e dois polos idênticos na frequência de 148,33 Hz.

O fato do zero surgir em uma frequência levemente menor do que a frequência dos dois polos faz com que o ganho da planta de corrente amplifique o sinal em 20 dB/dec a partir da frequência de corte do zero até a frequência de corte dos polos, sendo posteriormente atenuada em 20 dB/dec devido a influência destes dois polos, conforme ilustra o diagrama de bode da planta de corrente, na Figura 43.

Figura 43 - Resposta em função da frequência da malha de corrente por razão cíclica



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Antes de prosseguir com o estudo, são citados a seguir os passos da metodologia utilizada para projetar os compensadores das malhas do conversor:

- Operar com a frequência de corte do controlador até, no máximo, uma década abaixo da frequência de comutação, respeitando assim o limite determinado pelo teorema de Nyquist, que limita a banda de amostragem em  $F_s/2$ ;
- Manter a margem de fase entre  $45^\circ$  e  $90^\circ$ : margem de fase com valor muito baixo ou muito elevado compromete a resposta transitória do sistema, no primeiro caso resulta em um sinal bastante oscilatório, enquanto que no segundo caso a dinâmica fica comprometida, apresentando lentidão na resposta do sinal.
- Pólo em alta frequência para atenuar os ruídos na malha de controle.

Para implementação do compensador da malha de corrente foi proposto primeiramente a utilização de um controlador proporcional-integral (PI), conforme equação (5.11), que se trata de um compensador simples e bastante utilizado. O que se deseja é obter um controle com frequência de corte em torno de 1,0 kHz a 5,0 kHz.

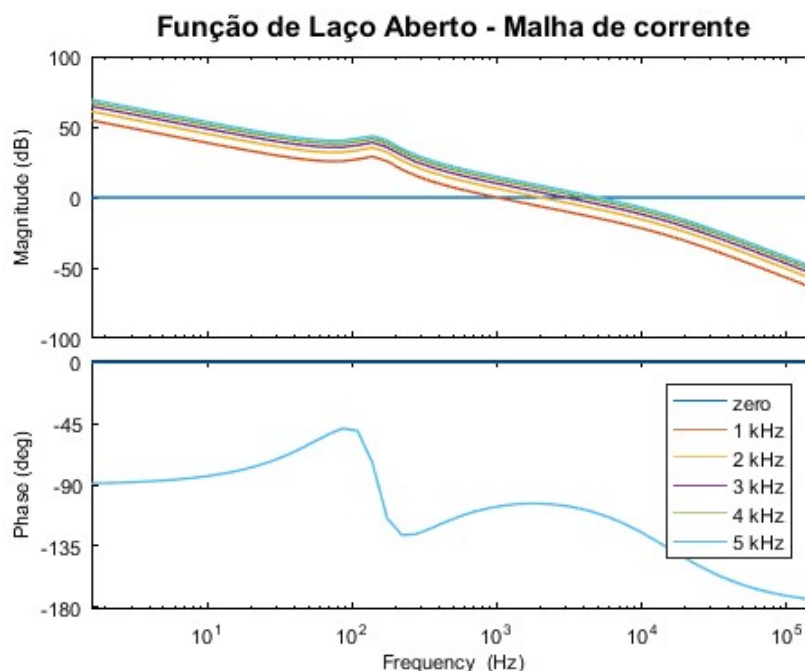
$$C_{PI}(s) = \frac{K_I(s + Wz_{PI})}{s} \quad (5.11)$$

De modo a atender essa expectativa de projeto foi inserido ao controlador PI um pólo extra, resultando na formulação (5.12). O zero do compensador é utilizado para neutralizar um dos pólos idênticos da malha de corrente, o pólo integrador do PI garante um ganho elevado em baixa frequência, o que diminui o erro em regime. Por fim, o pólo extra é inserido a uma frequência elevada para garantir maior atenuação em alta frequência.

$$C_i(s) = \frac{K_I(s + Wz)}{s(s + Wp)} \quad (5.12)$$

O sensor de corrente utilizado no projeto possui ganho unitário e o sensor de tensão de saída do conversor possui um ganho de (1/10). Foram analisados cinco parametrizações diferentes para a malha de controle de corrente proposta de modo a observar o comportamento da planta para diferentes frequências de corte. A resposta da função de transferência de laço aberto (FTLA) para diferentes frequências de corte, dentro da faixa desejada, é apresentada na Figura 44.

Figura 44 - Resposta do sistema em malha aberta para o controlador e a malha de corrente para diferentes frequências de corte: 1 kHz, 2 kHz, 3 kHz, 4 kHz e 5 kHz



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017



As margens de fase, para cada resposta do sistema, são apresentadas na Tabela 14.

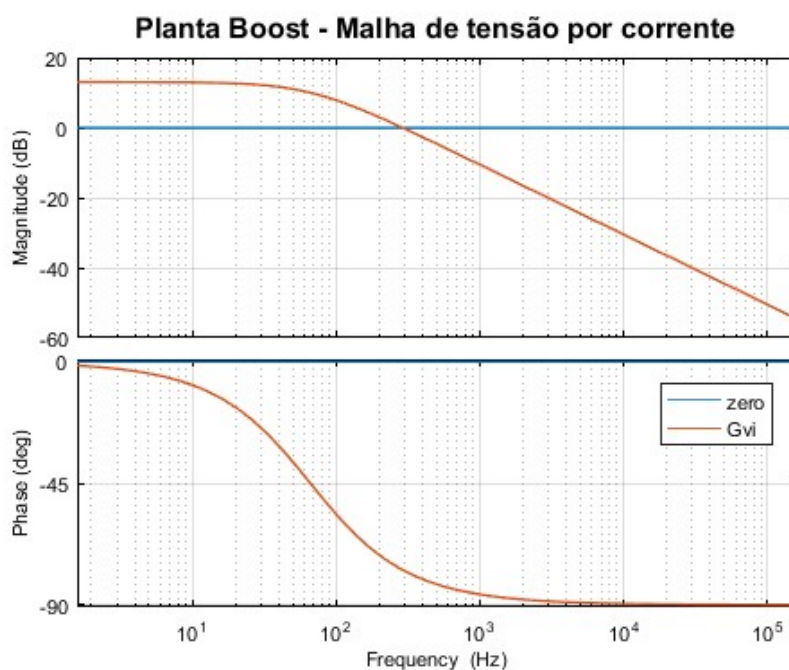
Tabela 14 - Margem de fase do sistema para diferentes frequências de corte do controlador de corrente

Frequência de corte	1,0 kHz	2,0 kHz	3,0 kHz	4,0 kHz	5,0 kHz
Margem de fase	74,03°	76,19°	74,47°	71,84°	68,92°

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

O diagrama de Bode da planta de tensão por corrente pode ser visualizado na Figura 45, cuja malha possui um pólo em 66,20 Hz. Para que os controladores em cascata operem adequadamente, a frequência de corte da malha externa (malha de tensão por corrente) deve operar em uma frequência de corte mais baixa do que a malha de compensação interna (malha de corrente).

Figura 45 - Resposta em função da frequência da malha de tensão por corrente



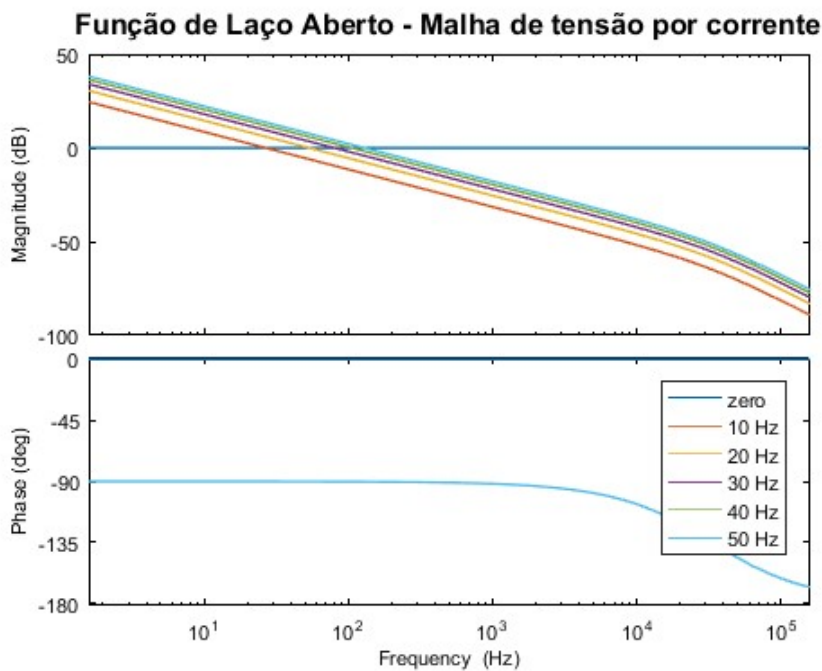
Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Seguindo a mesma metodologia utilizada para o compensador de corrente, o controlador projetado para esta malha possui a função de transferência de (5.13), e que também é um controlador PI+pólo. O zero do compensador é posicionado na mesma frequência do pólo da malha de tensão por corrente, um pólo integrador (na origem) e um pólo em alta frequência.

$$C_{vi}(s) = \frac{K_v(s + Wz)}{s(s + Wp)} \quad (5.13)$$

A Figura 46 apresenta a simulação da Função de Transferência de Laço Aberto (FTLA), com diferentes ganhos, para obter as bandas passantes de 10 a 50 Hz, cuja margem de fase é 90°.

Figura 46 - Resposta do sistema em malha aberta para o controlador e a malha de tensão por corrente para diferentes frequências de corte: 10 Hz, 20 Hz, 30 Hz, 40 Hz e 50 Hz



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

### 5.2.3 Simulação dos compensadores

A partir dos compensadores calculados na seção anterior foi realizada a simulação das malhas estudadas de modo a verificar o comportamento do conversor Boost sobre diferentes condições de carga e de banda passante.

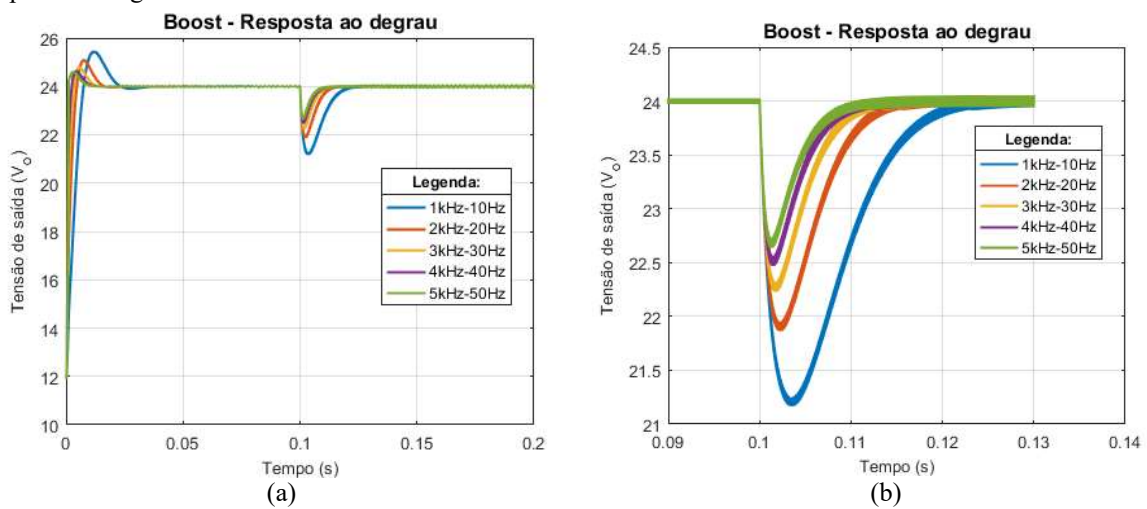
Tabela 15 – Diferentes bandas passantes dos controladores projetados

Controle Cascata	1	2	3	4	5
Malha interna	1,0 kHz	2,0 kHz	3,0 kHz	4,0 kHz	5,0 kHz
Malha externa	10 Hz	20 Hz	30 Hz	40 Hz	50 Hz

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

A Tabela 15 apresenta cinco controladores cascata que são utilizados para realizar um estudo comparativo através de simulação e, a partir das dinâmicas destes sistemas, escolher um controlador para o sistema proposto neste trabalho. Na simulação, a tensão de referência de saída do conversor é configurada para o valor de 24,0 V, e um degrau de carga (dobro da carga) em  $t= 0,1s$ . A resposta ao degrau (transição da carga nominal para carga máxima) destes controladores é apresentada na Figura 47.

Figura 47 - Análise da tensão de saída do conversor do sistema em diferentes configurações de frequência de operação do controlador: (a) Resposta conversor Boost para a partida e para a resposta em degrau (b) Zoom da resposta ao degrau

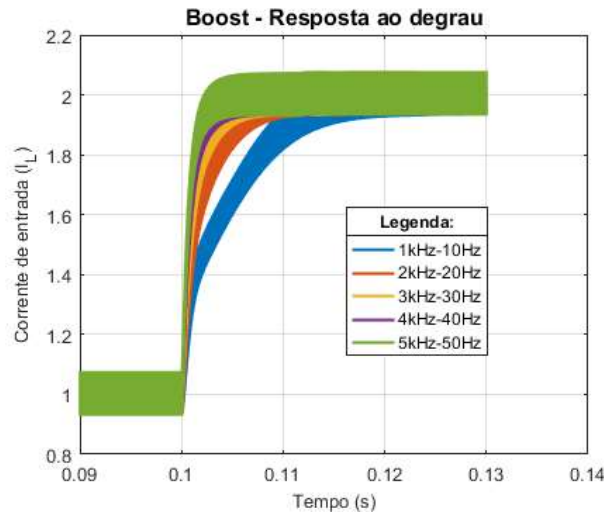


Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

A transição do conversor no modo ligado para o modo desligado foi simulada de forma brusca, através de um degrau de carga, assumindo ser esta condição o pior caso de operação durante a partida do conversor. Esta análise facilita verificar a robustez do controlador projetado considerando sua carga nominal. Embora isto não tenha sido implementado no protótipo, este degrau simulado na partida pode ser evitado com a implementação de uma partida suave do conversor.

O controlador com frequências de corte de 5,0kHz/50Hz possui melhor dinâmica quanto a recuperação do sinal de tensão de saída, no entanto, a derivada de corrente na entrada é mais brusca neste caso do que nos demais, sendo o compensador de 1kHz/10Hz o controle mais suave com relação a corrente de entrada, conforme pode ser observado na Figura 48.

Figura 48 - Análise da corrente de entrada do conversor para a resposta em degrau do sistema em diferentes configurações de frequência de operação do controlador



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Por se tratar de um sistema com baterias, os aquecimentos indevidos ocorrem por causa das oscilações na corrente da bateria, que são causadas devido à cargas oscilatórias. Minimizar este fator é importante, portanto, foram escolhidos compensadores mais lentos. Os compensadores em cascata cuja frequência de corte da malha interna é de 2,0 kHz e 20 Hz para a malha externa. As funções de transferência destes compensadores são apresentadas nas equações (5.14) e (5.15).

$$C_i(s) = \frac{1,393 \cdot 10^4 \cdot s + 1,299 \cdot 10^7}{s^2 + 9,325 \cdot 10^4 s} \quad (5.14)$$

$$C_{VI}(s) = \frac{1,872 \cdot 10^5 \cdot s + 7,799 \cdot 10^7}{s^2 + 2,083 \cdot 10^5 s} \quad (5.15)$$

#### 5.2.4 Digitalização dos compensadores

O controle digital é implementado a partir da aplicação da transformada de Tustin, ou transformada bilinear, conforme equação (5.16). Através deste método é possível reescrever uma função invariante no tempo na forma discretizada.

$$z = e^{sT} = \frac{e^{\frac{sT}{2}}}{T(z+1)} \quad (5.16)$$

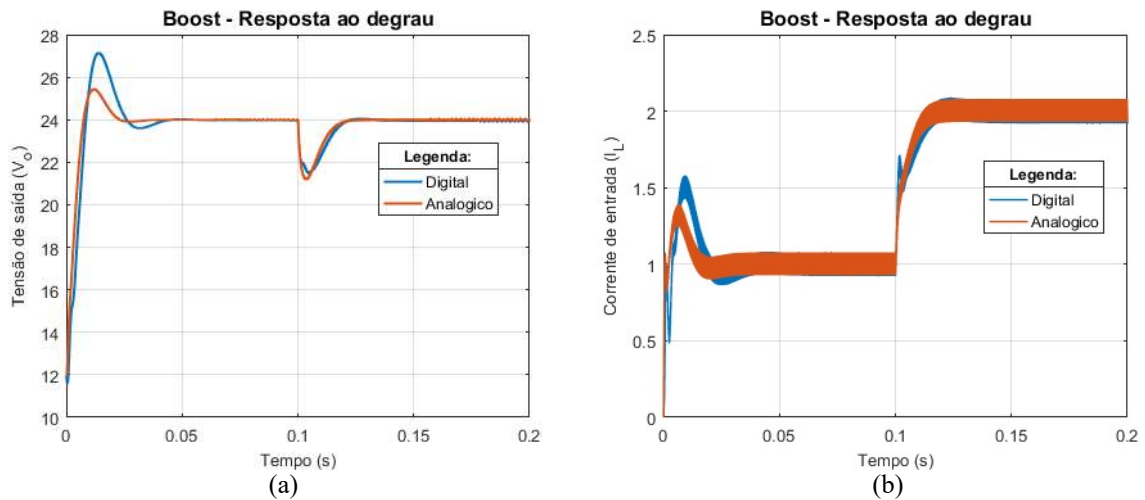
A transformada de Tustin é utilizada para as equações dos compensadores (5.14) e (5.15), resultando nas equações (5.17) e (5.18), que consideram um tempo de discretização de  $T_z=1/(50k)$  s.

$$C_i(z) = \frac{0,1279z - 0,1254}{z^2 + 1,155z + 0,1549} \quad (5.17)$$

$$C_{VI}(z) = \frac{0,8903z + 0,8829}{z^2 + 1,016z + 0,0155} \quad (5.18)$$

A resposta ao degrau do controlador digital pode ser simulada no Psim<sup>®</sup> e o resultado está mostrado na Figura 49, em comparação com a simulação da planta analógica no domínio  $s$ . O controlador digital projetado responde de forma mais brusca na partida, com pico de tensão e tempo de acomodação maiores. No entanto, com aplicação de um degrau de 100% de carga a queda de tensão foi levemente menor do que a do controlador analógico.

Figura 49 - Simulação do conversor a partir do modelo digitalizado: (a) Tensão de saída (b) Corrente de entrada



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Para implementação do algoritmo dos compensadores no DSC TMS320F28335 da Texas Instruments, foi preciso ajustar o ganho do compensador de modo a manter os sinais mensurados pelos AD (de 12 bits) trabalhem com a escala do PWM de saída, cujo comparador da onda triangular foi configurado num valor de 3000 bits (que corresponde a razão cíclica de 100%) de modo a estabelecer a frequência de chaveamento desejada.

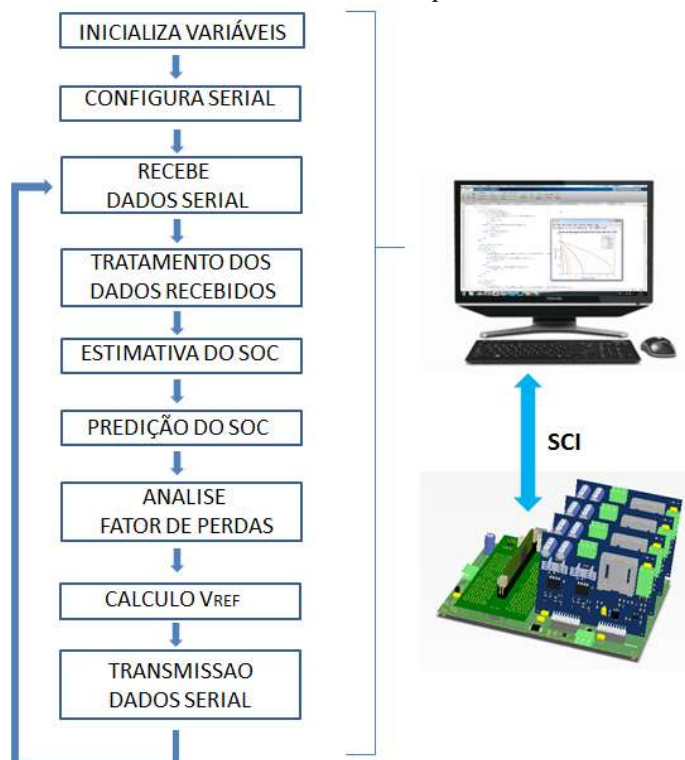
### 5.3 CONTROLE DO SISTEMA DE EQUALIZAÇÃO

Após o projeto dos controladores dos conversores e sua implementação no DSC, o próximo passo consiste em projetar o controlador principal do sistema, cujas ações são tomadas com base na estimativa do SOC futuro das baterias.

#### 5.3.1 Fluxograma do controle principal

A implementação do controle principal foi realizada a partir de um algoritmo remoto com atuação em tempo real, desenvolvido em Matlab<sup>®</sup>. A dinâmica das variações de SOC é lenta quando comparado às dinâmicas elétricas dos conversores. Isso possibilita a utilização de um controle bastante lento (na faixa de segundos) para atualização das tensões de referência nos conversores a partir das informações de estado de carga das baterias. Neste contexto, o tempo de atuação do controlador principal no sistema foi definido em cinco (5) segundos. A Figura 50 apresenta um diagrama de blocos (fluxograma) do funcionamento geral do controlador principal, onde são apresentadas suas funções principais que serão descritas neste capítulo.

Figura 50 - Fluxograma de funcionamento do Controlador Principal



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

O controlador principal determina a tensão de referência dos conversores, no entanto, é o DSC que comanda a comunicação com o PC (Matlab<sup>®</sup>) através de um temporizador de cinco segundos. Quando o algoritmo do controle principal é iniciado no Matlab<sup>®</sup>, os parâmetros iniciais são carregados e a comunicação serial é configurada. Em seguida, o controlador principal aguarda a transmissão de dados do DSC.

Através da comunicação serial são transmitidos os dados de leitura dos valores médios do último período, cálculo que é realizado pelo DSC constantemente e que são transferidos ao computador. Os cálculos dos valores médios são realizados considerando o período de cinco segundos de modo a coincidir com o período de atuação do controlador principal, já que é o DSC que comanda a comunicação.

Assim que o controlador principal coleta todos os dados médios de correntes e tensões dos conversores, este faz um tratamento destas variáveis para em seguida realizar a estimativa do SOC presente e futuro, estimar fator de perdas das baterias, calcular os valores de tensão de referência de cada conversor e transmitir este dado para o DSC. Os detalhes sobre estes blocos serão apresentados na sequência.

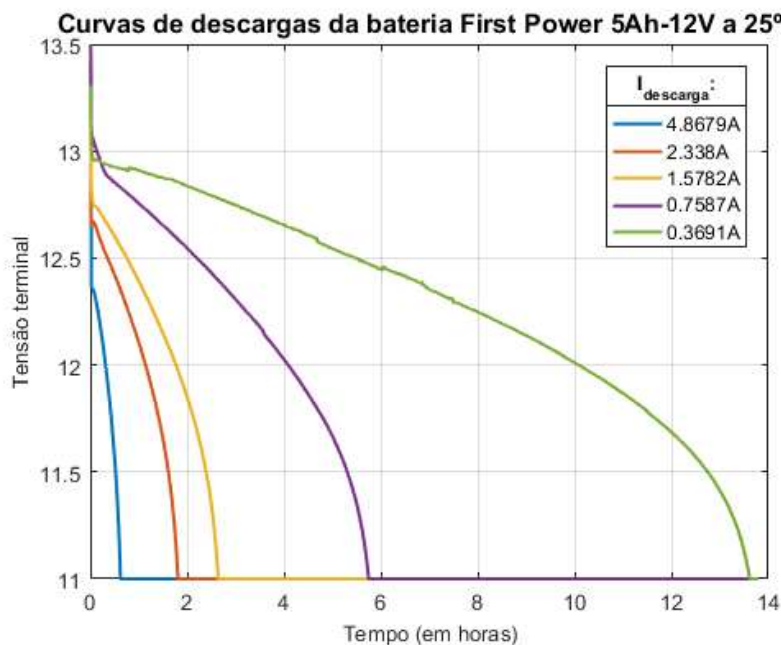
### **5.3.2 Estimação do Estado de Carga**

Foram realizados ensaios de descarga nas baterias disponíveis, registrando-se os valores de corrente média e de tensão média a cada cinco segundos (5 s). Foram utilizadas baterias novas nos ensaios, no entanto, o comportamento destas baterias variou consideravelmente, conforme já foi observado na Figura 19, tendo um comportamento indesejável com relação aos dados informados no catálogo do produto. Os dados obtidos podem indicar que as peças tenham sofrido algum tipo de dano ou envelhecimento, que pode estar relacionado, por exemplo, ao tempo de armazenamento e sem movimentação das baterias, o que causa uma concentração excessiva do ácido-sulfúrico no fundo da composição química da bateria, aumentando o desgaste de sua vida útil. O ensaio foi realizado com carga constante, portanto a corrente de descarga consiste no valor médio mensurado durante o ensaio de descarga.

A bateria que apresentou o melhor desempenho durante os ensaios foi a bateria de nº 2, cujo comportamento, para diferentes níveis de descarga constante, é apresentado na Figura 51. As correntes apresentadas na legenda da figura representam as correntes médias de descarga de cada curva, já que o ensaio foi realizado com carga constante e, devido à variação da tensão

terminal, ocorre também a variação da corrente durante o processo. O procedimento de carga da bateria utilizado para este ensaio foi idêntico ao procedimento utilizado no ensaio apresentado na Seção 3.4.

Figura 51 – Ensaio de descarga da Bateria B2 para diferentes valores médios de corrente carga



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Partindo do registro destes comportamentos, os valores de tensão terminais foram divididos em cem pontos e tabelados para cada curva de corrente média. A divisão foi realizada em blocos iguais de energia transmitida da bateria para o sistema, sendo que para cada um destes cem pontos na curva de tempo foi registrado o respectivo ponto na curva de tensão, dessa forma, foi elaborada a tabela de SOC descrita parcialmente na Tabela 16. A tabela completa é encontrada no Apêndice B.

Tabela 16 - Tabela parcial dos dados utilizados para estimação do estado de carga em tempo real

SOC:	1	...	0,80	0,79	0,78	0,77	0,76	...	0
0,3691 A	13	...	12,8094	12,9930	12,7892	12,7803	12,7701	...	11
0,7587 A	13	...	12,7505	12,7411	12,7301	12,7200	12,7098	...	11
1,5782 A	13	...	12,6038	12,5943	12,5845	12,5732	12,5638	...	11
2,3380 A	13	...	12,5085	12,4993	12,4908	12,4824	12,4731	...	11
4,8679 A	13	...	12,2800	12,2724	12,2663	12,2578	12,2518	...	11

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

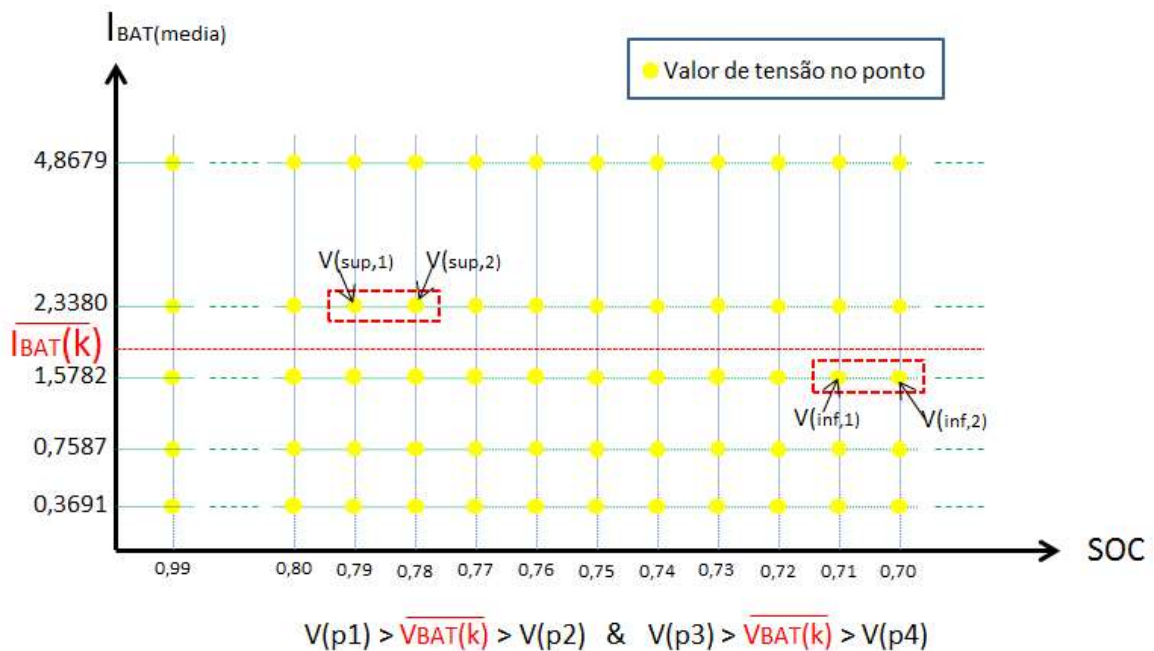
A curva de descarga de catálogo utilizada neste trabalho considera a tensão final por célula igual a 1,80V, o que representa uma tensão terminal de 10,8 V para a série de seis células.



De forma conservadora, atribuiu-se ao SOC nulo o valor de tensão de 11 V. Com base nestes valores tabelados foi elaborado um algoritmo de estimativa de estado de carga (SOC) durante descargas do sistema, que é baseado no método de estimativa de SOC com base na tensão em circuito aberto, visto na Seção 3.3.1.

A realização deste cálculo se dá em tempo real, que é realizado a cada ciclo pelo controlador principal, ou seja, um cálculo para cada bateria a cada cinco segundos (5 s), o que corresponde a 12 pacotes de informações a cada um minuto, sendo que cada pacote contém cinco blocos de 16 *bytes* de informação. Escolheu-se um valor de tempo na ordem de segundos, pois a mudança do valor de SOC é lenta em consideração a dinâmica dos conversores, evitando que o DSC desvie desnecessariamente de suas tarefas essenciais de controle. O procedimento que o algoritmo realiza para efetuar esta conta é descrito a seguir e explicado com o auxílio da Figura 52.

Figura 52 - Processo de estimação do SOC em tempo real por meio dos dados tabelados, a uma temperatura de 25



°C

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

- Primeira etapa: o controle principal solicita através da comunicação serial os valores médios da corrente de entrada e da tensão da bateria, representados na Figura 52 pelos valores  $\overline{I_{BAT}(k)}$  e  $\overline{V_{BAT}(k)}$  em vermelho. Estes valores médios são comparadores com os valores médios tabelados de tensão e corrente. O eixo y da Figura 52 representa os valores médios de corrente da entrada (corrente de descarga da bateria), enquanto que o

eixo x representa o valor de SOC e o valor de tensão associado para cada curva de corrente tabelada, representados pelos pontos amarelos;

- Segunda etapa: define-se em qual ou entre quais faixas de corrente o valor médio da corrente atual (iteração k) se encontra. É possível notar na Figura 52 que  $\overline{I_{BAT}(k)}$  (linha pontilhada horizontal na cor vermelha) está entre as faixas de corrente inferior  $I_{TAB}(inf, k) = 1,5782$  A e superior  $I_{TAB}(sup, k) = 2,3380$  A.
- Terceira etapa: definir em qual ou entre quais pontos de tensão  $\overline{V_{BAT}(k)}$  se encontra. Esta análise é realizada para a linha de corrente inferior e superior,  $I_{TAB}(inf, k)$  e  $I_{TAB}(sup, k)$ , conforme retângulos pontilhados na cor vermelha, na gráfico da Figura, onde se define os pontos  $V(sup,1)$ ,  $V(sup,2)$ ,  $V(inf,1)$  e  $V(inf,2)$
- Realizar cálculo médio ponderado para definir SOC atual, conforme expressão (5.19).

$$SOC(k) = \frac{P_{INF}SOC_{(INF,2)} + P_{SUP}SOC_{(SUP,2)}}{P_{INF} + P_{SUP}} \quad (5.19)$$

Onde, o cálculo do peso  $P_{SUP}$  do valor de SOC da curva de corrente média superior e do peso  $P_{INF}$  do valor de SOC da curva de corrente média inferior são apresentados respectivamente nas expressões (5.20) e (5.21).

$$P_{SUP} = \overline{I_{BAT}(k)} - I_{TAB}(inf, k) \quad (5.20)$$

$$P_{INF} = I_{TAB}(sup, k) - \overline{I_{BAT}(k)} \quad (5.21)$$

### 5.3.3 Predição do estado de carga futura

O estado de carga futuro,  $SOC_p$ , é predito através do método de contagem Coulômbica, descrito na Seção 3.3.2, cuja formulação é reescrita na expressão (5.22). Além do valor de corrente média atual e o estado de carga da iteração anterior, a equação deste método leva em consideração a capacidade nominal da bateria, um fator térmico,  $\beta(T)$ , e um fator de perdas internas,  $\alpha(I)$ .

$$SOC_p(k+n) = SOC(k) - \frac{1}{\beta(T).C_{Ah}} \int_{i(k)}^{i(k+n)} \alpha(I).I.dt \quad (5.22)$$

O controlador principal possui um vetor onde são acumulados os valores de corrente de entrada médio das últimas seis iterações, o que correspondem aos valores dos últimos trinta segundos de operação. O valor médio deste vetor representa a corrente  $I$  do modelo de cálculo da previsão, que será utilizado para calcular o valor de SOC previsto em  $k+n$ , sendo  $n$  o número de iterações futuras.

O fator térmico  $\beta(T)$  do modelo é considerado desprezível para o estudo, já que as variáveis térmicas não são mensuradas e integradas aos modelos matemáticos. No entanto, é preciso realizar os ensaios em um ambiente com temperatura controlada, em torno de 25 °C, de modo a reduzir os erros devido às variações térmicas. Já o fator de perdas,  $\alpha(I)$ , que reflete o aumento das perdas internas que ocorre devido o aumento da corrente da bateria, não pode ser desprezado, visto que este é um parâmetro necessário para garantir um resultado com precisão plausível. Desse modo, é importante definir uma função para o fator de perdas que possa refletir adequadamente o comportamento real da bateria.

A metodologia desenvolvida e testada neste trabalho para definir a função do fator de carga,  $\alpha(I)$ , se baseia na determinação de uma função que representa a razão entre o comportamento ideal (sem perdas) e o comportamento real em condições de saúde plena da bateria.

No primeiro comportamento, dito ideal, a relação entre uma corrente de descarga constante ( $I_d$ ) e o tempo total de descarga ( $T_d$ ) é um valor constante, conforme expresso pela fórmula (5.23).

$$I_d = \frac{C_{Ah}}{T_d} \quad (5.23)$$

Aplicando essa análise ideal à bateria de 5,0 Ah utilizada neste projeto, ver Tabela 17, se obtém os valores de corrente de descarga ideais para os tempos de descargas descritos em catálogo, apresentados na Tabela 17.

Tabela 17 - Corrente de descarga de catálogo da Bateria First Power FP1250 e as respectivas correntes ideais relativas aos tempos de descarga.

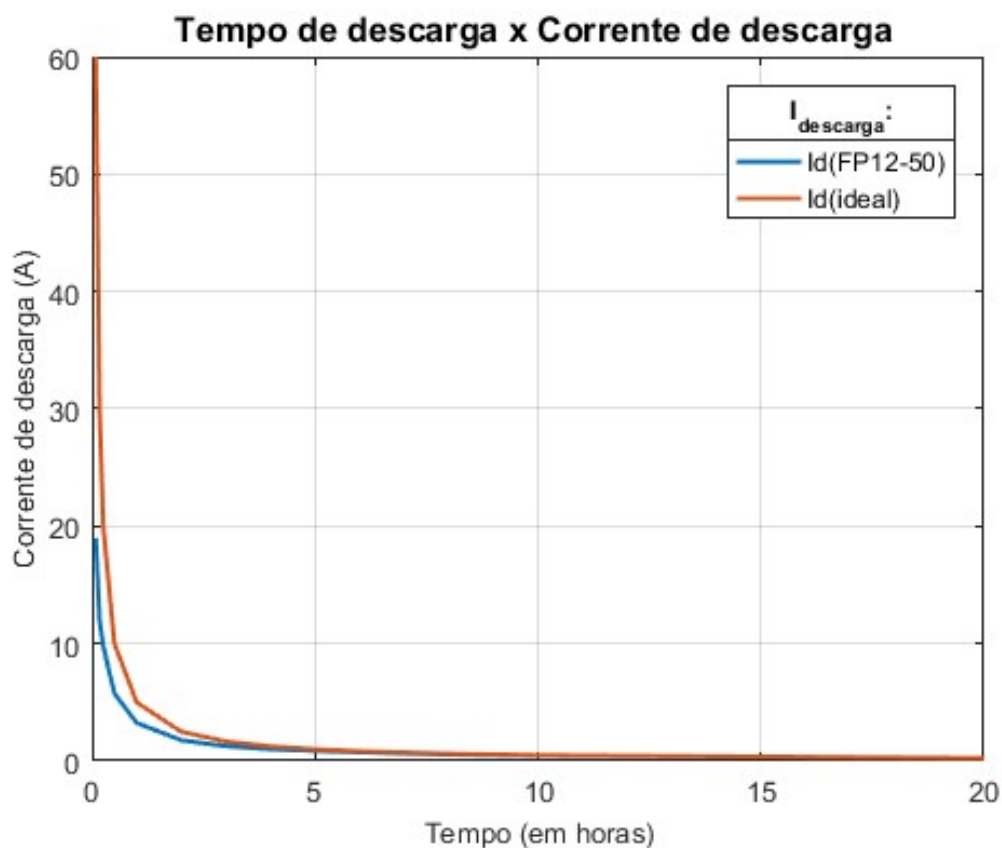
$I_d$ (FP1250) [A]	19	12	9,78	5,75	3,25	1,77	1,27	1,01	0,87	0,75	0,55	0,47	0,26
$t_d$ (FP1250) [h]	1/12	1/6	1/4	1/2	1	2	3	4	5	6	8	10	20
$I_d$ (ideal) [A]	60	30	20	10	5	2,5	1,67	1,25	1	0,83	0,63	0,50	0,25

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

No caso da bateria FP1250, os dados  $I_d$ (FP1250) e  $t_d$ (FP1250) apresentados na Tabela 17 são dados de catálogo e representam o comportamento das baterias em saúde plena, sendo considerado neste trabalho como o padrão de melhor comportamento que este modelo de bateria pode apresentar.

As baterias utilizadas nos ensaios experimentais, embora sejam produtos novos, já sofreram a influência de algum fator de desgaste e, portanto, os seus comportamentos elétricos não seriam confiáveis para ser utilizados como referência de uma bateria com saúde plena. O gráfico da Figura 53 apresenta as curvas dos comportamentos ideal e de catálogo.

Figura 53 - Curva de descarga para diferentes condições de descargas considerando a bateria ideal e os dados reais de catálogo do modelo First Power FP1250 com capacidade de 5 Ah



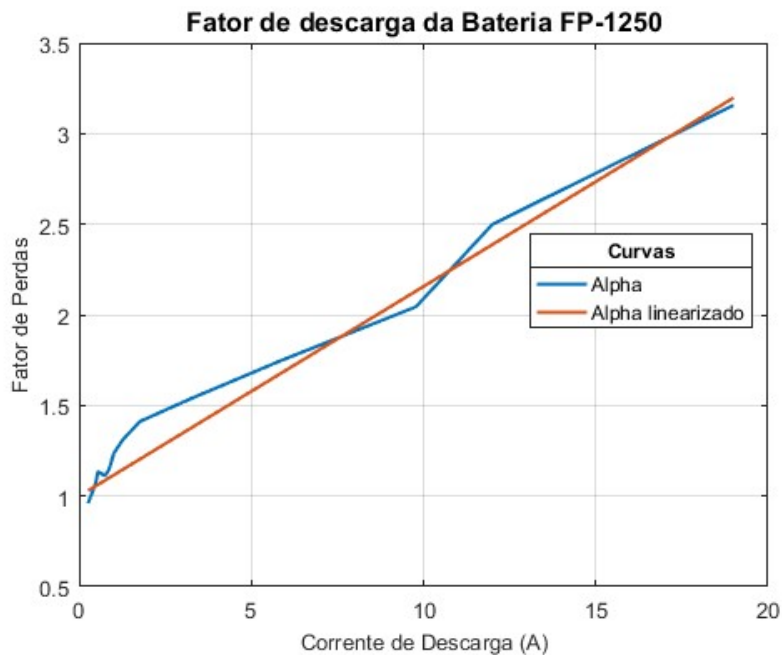
Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Calculou-se a razão entre as duas curvas apresentadas na Figura 53, obtendo-se, deste modo, uma fórmula para o fator de carga que é função do tempo de descarga, da corrente de descarga e da capacidade efetiva da bateria. Este fator é apresentado na expressão (5.24).

$$\alpha(I) = \frac{I_d^{ideal}}{I_d} = \frac{C_{Ah}}{I_d \cdot T_d} \quad (5.24)$$

Sendo  $I_d$  e  $t_d$  os valores de catálogo, foi apresentado, na Figura 54, o gráfico do fator de perdas  $\alpha(I)$  em função da corrente de descarga  $I_d$ .

Figura 54 - Fator de perdas em função de corrente de descarga do sistema



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

A equação do fator de carga é aproximada a uma função linear, equação expressa em (5.25), conforme pode ser verificado no gráfico da Figura 54 através da linearização da curva azul, representada pela reta vermelha.

$$\alpha(I) = a.I + b = 115,7 \cdot 10^{-3} \cdot I + 1 \quad (5.25)$$

À medida que a corrente de descarga da bateria aumenta, as perdas aumentam e, consequentemente,  $\alpha(I)$  também aumenta. De modo contrário, conforme se diminui a corrente de descarga, o produto da corrente média com o coeficiente angular ( $a \cdot I$ ) tende a um valor muito pequeno, resultando, para baixas correntes, em  $\alpha(I) \cong b$ . Com a equação (5.25) e a simplificação do fator térmico,  $\beta(T)=1$ , o modelo de cálculo do futuro SOC, resulta na equação final expressa em (5.26).

$$SOC_p(k+n) = SOC(k) - \frac{1}{C_{Ah}} \int_{t(k)}^{t(k+n)} (a \cdot I + b) \cdot I \cdot dt \quad (5.26)$$

Realizando a integral da expressão (5.26) para um intervalo de tempo constante  $T_{CP} = t(k+n) - t(k)$ , resulta na expressão (5.27), onde  $n$  é o número de iterações futuras.

$$SOC_p(k+n) = SOC(k) - \frac{n}{C_{Ah}} [a \cdot I^2 + b \cdot I] \cdot T_{CP} \quad (5.27)$$

Da expressão (5.27) e (5.25) se obteve a expressão (5.28), onde  $T_{CP} = t(k+n) - t(k)$  expresso em horas.

$$SOC_p(k+n) = SOC(k) - \frac{n \cdot T_{CP}}{5} [115,7 \cdot 10^{-3} \cdot I^2 + I] \quad (5.28)$$

#### 5.3.4 Fator de perdas dinâmico

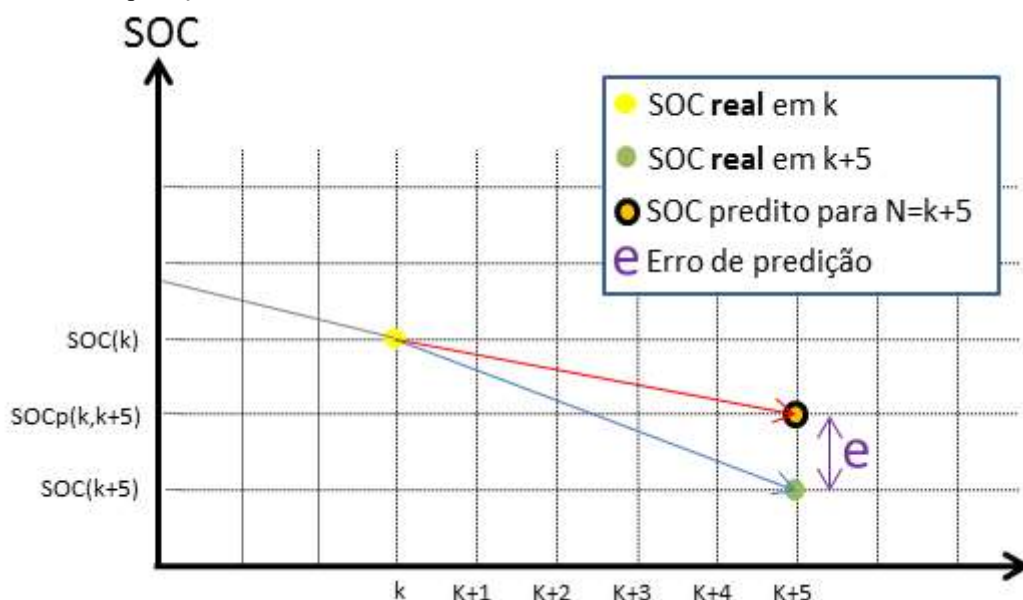
O modelo de estimação do SOC futuro definido em (5.28) considera que os parâmetros ‘a’ e ‘b’ da função do fator de perdas  $\alpha(I)$  são constantes. Conforme já foi visto na Seção 5.3.3, ainda que as baterias sejam de modelos idênticos, o desgaste e envelhecimento não ocorrem de forma igualitária, como é possível notar através do comportamento atual da bateria nº 1, Figura 19, que possui uma capacidade efetiva bastante inferior as demais.

Dentro deste quadro, o erro do cálculo de previsão do SOC poderá se tornar muito grande se os valores os parâmetros de  $\alpha(I)$  são constantes, ou, dito em outras palavras, sem possuírem dependência com as condições reais da bateria. Nessa situação, uma bateria bastante deteriorada, a exemplo da bateria nº 1, estaria sendo interpretada pelo sistema como uma bateria sadia e, ainda que esta possuísse um valor de SOC momentaneamente maior do que as demais, a tendência é que a sua descarga venha a ocorrer de forma mais acentuada. Assim, o controlador principal não terá capacidade de tomar nenhuma atitude prévia para preservar as baterias mais desgastadas do sistema, o que pode vir a comprometer o seu objetivo principal, que se traduz em aumentar a autonomia do sistema.

Para corrigir essa insensibilidade do modelo foi proposto neste trabalho um modelo matemático que, em um período definido, atualize dinamicamente os valores dos parâmetros

de  $\alpha(I)$  de cada bateria. O método proposto para atualizar a função  $\alpha(I)$  consiste em recalculá-la periodicamente o valor do coeficiente angular 'a' da função linearizada  $\alpha(I)$ . Este cálculo é realizado a partir de uma predição realizada no passado, cujo valor previsto para o tempo é comparado ao valor real do SOC na iteração presente, conforme ilustrado na Figura 55.

Figura 55 - Erro de predição do SOC



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Explicitando em mais detalhes o método com o auxílio da Figura 55, foi inserido ao controlador um novo cálculo de predição do SOC, que é distinto do cálculo de predição do SOC padrão por alimentar os cálculos das novas tensões de referências dos conversores. A predição padrão é executada em todas as iterações e tem um horizonte de predição definido por  $M_{Vref}$ , já a predição que visa atualizar a função  $\alpha(I)$  é executada em um período de iterações, cujo horizonte de predição é definido por  $M_{FP}$ . Na Figura 55, é exemplificado um horizonte de predição com cinco iterações.

Durante a iteração  $k$ , o bloco de Análise do Fator de Perdas responsável pela atualização da função  $\alpha(I)$ , realiza o cálculo de predição através do uso da equação (5.28) para um horizonte de predição igual a 'n'. O valor de corrente utilizado neste cálculo é o valor médio das correntes armazenadas nas últimas  $n$  iterações. O resultado de estado de carga futuro deste cálculo é apresentado na Figura 55 por  $SOC(k, k + 5)$

No momento em que  $k+n$  se torna a iteração atual do sistema, o erro de predição é calculado, equação expressa em (5.29), com base no valor atual de SOC, ou seja,  $SOC(k + 5)$ . O valor do coeficiente angular 'a' é recalculado a partir deste valor de erro, conforme as

formulações expressas em (5.30). O coeficiente constante ‘b’ da função  $\alpha(I)$  é aproximado a uma constante com valor unitário e não é atualizado.

$$e = |SOC_p(i, k+n) - SOC(i, k+n)| \quad (5.29)$$

Para se chegar à expressão (5.30) foi isolado coeficiente ‘a’ da expressão (5.27), considerando  $T_{FP} = nT_{CP}$ .

$$\begin{cases} \text{se } e(i) > 5\% \\ \text{então } a(i) = \frac{(SOC(i, k) - SOC(i, k+5)) \cdot C_{Ah}}{(I(i))^2 \cdot T_{FP}(i) - b(i) \cdot I(i)} \end{cases} \quad (5.30)$$

O coeficiente  $i$  da fórmula (5.30) representa o índice do conversor do sistema e de sua bateria associada, e o cálculo é realizado para cada conversor à medida que o erro se torna maior do que o valor máximo estabelecido. A variável  $T_{FP}$  representa o período em horas (h) do horizonte de predição  $M_{FP}$  do método. A partir do momento em que o controlador principal processa a equação definida em (5.30), o coeficiente angular calculado é atualizado em todos os futuros cálculos de predição até que nova atualização seja realizada.

### 5.3.5 Método de equalização

Os resultados obtidos a partir das rotinas de estimação do SOC atual e de predição do SOC futuro são utilizados para determinar as tensões de referência de cada conversor do sistema, no bloco ‘Cálculos de  $V_{ref}$ ’ ilustrado no fluxograma da Figura 50.

O controle de tensão de referência dos conversores permite aumentar e diminuir o fluxo de potência de cada conversor, sendo que os conversores foram projetados para operar com um variação máxima de tensão de referência,  $\Delta V_{ref}(\max)$ , de  $\pm 6$  V.

O controlador principal busca realizar a equalização das baterias de modo a preservar a energia das baterias menos carregadas do sistema e aproveitar o excesso de energia acumulado nas baterias mais carregadas. Para que isto seja possível foi definido um método de cálculo baseado no estado de carga futuro médio das baterias. A predição futura foi utilizada para preservar a energia das baterias que estejam mais desgastadas, o que, em termos do sistema proposto, se reflete no coeficiente angular da função de carga desta bateria. Desse modo, ainda



que as baterias estejam equalizadas em um dado instante, as tensões de referência não serão necessariamente idênticas.

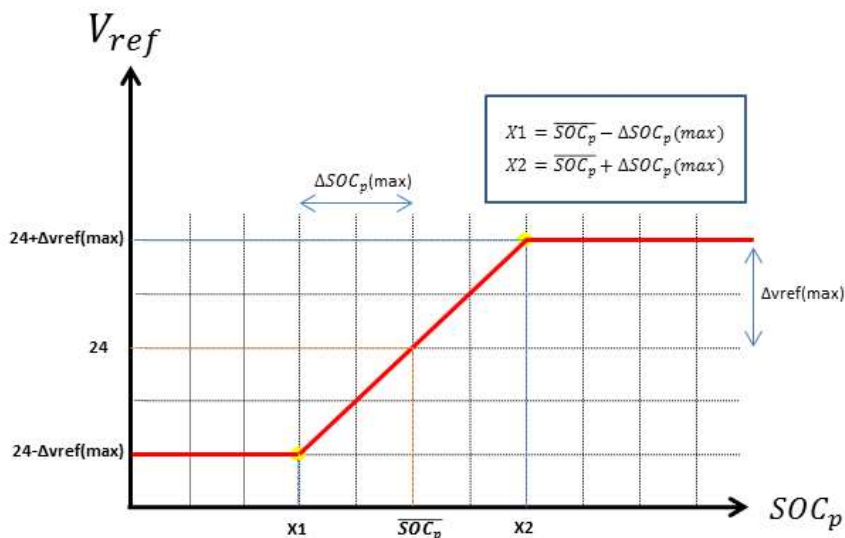
A formulação proposta para configuração das tensões de referência é expressa na equação (5.31). Através desta formulação é configurado previamente o parâmetro de variação máxima da tensão de referência,  $\Delta V_{ref}(max)$ . O valor  $V_{ref}^p$  representa a tensão padrão de referência do sistema (tensão 24 V para o projeto), que corresponde a tensão de referência de todos os conversores quando as baterias estão em situação de equalização, dentro do método proposto.

Outro parâmetro de configuração é variação máxima de SOC,  $\Delta SOC(max)$ , que determina a sensibilidade da dinâmica da equalização. Quanto menor o valor de  $\Delta SOC(max)$ , maior é diferença da tensão de referência calculada para baterias não-equalizadas. O termo  $\overline{SOC}_p(k+n)$  representa o valor de SOC predito médio de todas as baterias.

$$V_{ref}(i,k) = \frac{\Delta V_{ref}(max)}{\Delta SOC(max)} (\overline{SOC}_p(i,k+n) - \overline{SOC}_p(k+n)) + V_{ref}^p \quad (5.31)$$

A descrição deste cálculo pode ser expressa mais claramente através do gráfico apresentado na Figura 56. O controlador é configurado para saturar a tensão de referência em valores maiores e menores a variação máxima permitida. No entanto, quando isso ocorre, o somatório total das tensões de referência prejudica a estabilização da tensão de saída do sistema, sendo necessário realizar um procedimento corretivo.

Figura 56 - Ilustrando o cálculo da configuração das tensões de referência dos conversores



Note na Figura 56 que a tensão de referência padrão  $V_{ref}^P$  representa a tensão de saída dos conversores quando não há necessidade de equalização. Para garantir que a tensão de saída permaneça estabilizada, em  $V_s = 4.V_{ref}^P$ , foi implementado um algoritmo no controlador principal que opera dinamicamente o valor de  $\Delta SOC(\max)$ .

Quando um dos limites é atingido, as tensões de referência são recalculadas com base em um valor  $\Delta SOC$  5% maior que o valor do cálculo anterior, até que as tensões de referência fiquem dentro dos limites estabelecidos. Na próxima iteração, o valor de  $\Delta SOC$  é reconfigurado para o valor de reset,  $\Delta SOC(\max)$ .

### 5.3.6 Comunicação serial

O protótipo contempla a utilização de um canal serial de comunicação para a troca de informações entre o DSC e o controlador principal desenvolvido em Matlab<sup>®</sup>, o que constitui a principal tarefa deste canal de comunicação. A velocidade de comunicação adotada é de 9600 bps, que se trata de uma velocidade suficiente para transferir todos os dados necessários durante a período de comunicação necessário.

Para realizar esta comunicação foi desenvolvido um protocolo de comunicação de modo que ambos os controladores interpretem corretamente os dados. Para estabelecer um ponto de sincronismo, o DSC é responsável por cronometrar o período de operação do controlador principal através de uma interrupção temporizada (*timer* do microcontrolador) em um tempo de cinco segundos, o que corresponde ao período de cada iteração da ação do controlador principal no sistema. Dentro deste período de tempo, o DSC calcula os valores médios de todas as variáveis a uma taxa de amostragem de 500 ms. Isto equivale a um total de dez amostragens realizadas durante o período de cinco segundos.

A comunicação de dados do DSC para o controlador principal é realizada através de cinco pacotes de dados, onde em cada bloco são transmitidos 16 bytes, os quais são descritos e apresentados na Tabela 18.

Tabela 18 - Protocolo de comunicação: DSC para Matlab®

Dado	Descrição	Bytes
0xF0	Inicia nova comunicação	1
0xXX	Número do bloco atual	1
0xYY	Próximo dado a ser enviado	1
0xNNNN	Valor do dado	2
0xYY	Próximo dado a ser enviado	1
0xNNNN	Valor do dado	2
0xYY	Próximo dado a ser enviado	1
0xNNNN	Valor do dado	2
0xYY	Próximo dado a ser enviado	1
0xNNNN	Valor do dado	2
0xXY	Número do próximo bloco	1
0xFF	Finaliza a comunicação do bloco XX	1
<b>Total:</b>		<b>16</b>

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

No 1º bloco são enviados os seguintes dados:

- $V_o(1)$ : valor médio da tensão de saída do conversor 1;
- $I_L(1)$ : valor médio da corrente de entrada do conversor 1;
- $V_b(1)$ : valor médio da tensão da bateria associada ao conversor 1;
- $D(1)$ : valor médio da razão cíclica do conversor 1.

Na sequência são enviadas as informações dos blocos 2, 3 e 4, onde são transmitidas as mesmas informações enviadas pelo bloco 1, mas para os conversores 2, 3 e 4 respectivamente.

Por fim, são enviadas as informações do bloco 5, que consiste nos dados:

- $I_o$ : valor médio da corrente de carga do sistema
- $T_{ext}$ : temperatura ambiente;
- 2 bytes de comandos;
- 2 bytes de erros.

A variável de erro informa, por exemplo, se os valores de tensão de referência enviados na iteração anterior foram carregados com sucesso pelo DSC. Caso contrário, o DSC não atualiza as tensões de referência, sendo mantidas os valores da iteração anterior. Isso porque o processador realiza um cálculo de prova real que verifica a validade da informação recebida, antes de atualizar os dados em sua memória. Isso protege a carga do sistema e os conversores

contra uma configuração de tensão de saída indevida. A variável de comando permite, por exemplo, que um sinal do DSC desligue a operação do controlador principal.

A transmissão de dados do controlador principal para o DSC também se dá através de um pacote, ilustrado a seguir na Tabela 19, que é enviado após o cálculo das tensões de referência, descrito na subseção 5.3.5.

Tabela 19 - Protocolo de comunicação: Matlab® para DSC

	Descrição	Bytes
0x51	Informa que o próximo dado é $V_{ref}(1)$	1
0xDD	Valor de $V_{ref}(1)$	1
0x52	Informa que o próximo dado é $V_{ref}(2)$	1
0xDD	Valor de $V_{ref}(2)$	1
0x53	Informa que o próximo dado é $V_{ref}(3)$	1
0xDD	Valor de $V_{ref}(3)$	1
0x54	Informa que o próximo dado é $V_{ref}(4)$	1
0xDD	Valor de $V_{ref}(4)$	1
<b>Total:</b>		<b>8</b>

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

O controlador principal realiza ainda um registrador de eventos de modo que as variáveis em cada iteração possam ser analisadas e estudadas, dados estes que serão utilizados para apresentação e comparação dos resultados das simulações.

## 5.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado o projeto do controle dos conversores e o projeto do controlador principal responsável por alimentar a referência do controlador dos conversores.

A abordagem utilizada para realizar os controles dos conversores é clássica e foi baseado em um controle em cascata, cuja malha interna (mais rápida) consiste na malha de corrente de entrada do conversor boost pela razão cíclica, e a malha externa (baixa frequência) consiste na malha de tensão por corrente. Foram simuladas diversas configurações considerando operação em alta frequência entre 1,0 e 5,0 kHz para uma frequência de chaveamento de 50 kHz. A escolha final foi baseada em uma solução conservadora cuja frequência de corte da malha interna é de 2,0 kHz e a frequência da malha externa uma década abaixo, ou seja, 20 Hz, o que apresentou ser uma solução com margem de ganho e de fase adequada para o projeto.

Este sistema foi digitalizado com base na transformada de Tustin e implementado no DSC da Texas Instruments através de um algoritmo C. No futuro poderia ser implementado controladores mais complexos que possam levar em consideração tanto o modo de descarga – focado neste trabalho – e também o modo de recarga das baterias.

O controlador principal que é executado pelo Matlab<sup>®</sup> realiza uma troca de informações com o DSC em um período de 5 segundos. Este tempo é suficiente para realizar todos os cálculos envolvidos e, ao mesmo tempo, permitir que os conversores e a dinâmica das baterias se ajustem aos valores de referência da iteração anterior.

O controlador principal realiza neste período, que consistem na estimação do estado de carga atual das baterias, predição do valor futuro da carga das baterias com base em um horizonte de predição definido, definição e atualização do fator de perda que alimenta os cálculos de predição e, por fim, o cálculo que define a tensão de referência atual dos conversores com base nos valores de SOC preditos. A validação deste sistema é realizada durante a etapa de experimentação do protótipo.

A decisão de implementar o controle principal em um computador remoto, através do uso do Matlab<sup>®</sup>, se deu por conveniência prática dos ensaios, de modo a facilitar o estudo e a aquisição de dados. Em uma aplicação, as funções do controlador principal poderiam se integradas, ao controlador principal dos conversores ou até mesmo no controlador no computador do BMS. No entanto, seria necessário simplificar e otimizar o algoritmo de controlador principal, o que inclui principalmente a rotina de estimação do SOC que neste trabalho foi simplificada e desenvolvida de forma empírica, o que para aplicações práticas não é conveniente.

A função de estimação das perdas, implementada no controlador principal, pode ser considerada uma contribuição deste trabalho porque permite, ainda que de forma simplificada, interpretar a condição de vida útil das baterias para certa carga média do sistema. Este estudo poderia ser aprofundado no futuro para estimar o valor de estado de saúde da bateria (SOH) e também o valor da taxa com que SOH está deteriorando, por exemplo, 0,2% a cada ciclo pleno de carga e descarga. Com isso, poderia ser estimada uma data aproximada com que as baterias do sistema precisam ser substituídas.

## **6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS**

### **6.1 INTRODUÇÃO**

Neste capítulo serão apresentados os resultados dos ensaios práticos da topologia de hardware e os métodos de controle propostos neste trabalho. Antes da exposição dos resultados obtidos em bancada, são esclarecidos os métodos utilizados para obtenção e comparação dos resultados.

Os ensaios são realizados em três grupos que se distinguem pelo nível de carga do sistema, e basicamente se realizam, para cada grupo, ensaios de descarga sem controle de equalização e ensaios de descarga com controle de equalização em diferentes parametrizações.

### **6.2 METODOLOGIA**

A metodologia utilizada nos ensaios práticos é descrita a seguir e, com estas definições prévias, foi possível realizar comparações mais condizentes entre os resultados obtidos de modo a validar a ideia do sistema de equalização proposto.

#### **6.2.1 Carga das baterias**

O processo de recarga das baterias, para execução dos ensaios de descarga, foi realizado externamente ao sistema através da interligação das baterias em paralelo e com inserção de uma fonte de energia controlada. Isto se deve ao fato de que o modo de recarga (modo Buck) não foi implementado no protótipo.

O padrão estabelecido para recarga consiste em um processo simplificado, estabelecendo a tensão de equalização em 14 V e limitação de corrente em 0,25 C, que corresponde a uma corrente elétrica de no máximo 5 A para a recarga do conjunto, considerando a bateria FP1250.

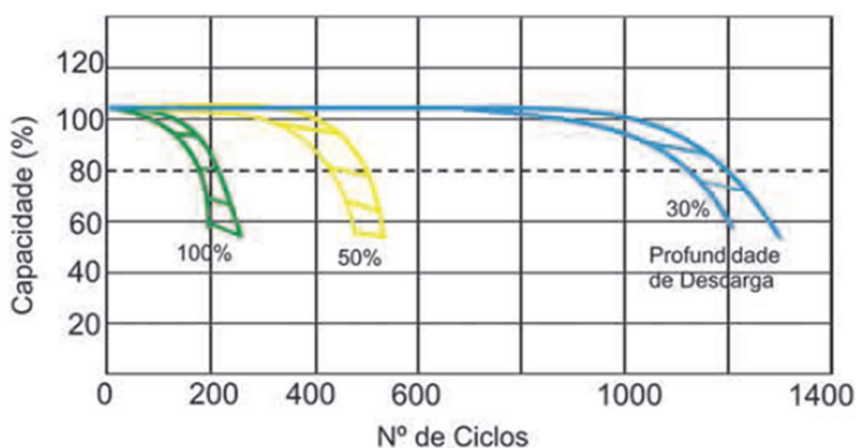
## 6.2.2 Desligamento do sistema

Outro fator importante a ser considerado nos ensaios é o ponto em que a descarga das baterias é encerrada de modo a servir de padrão para todos os ensaios e permitir comparações futuras de resultados.

Quanto maior a profundidade de descarga (DOD) de uma bateria de chumbo-ácido menor a quantidade de ciclos que esta bateria pode realizar ao longo de sua vida útil. No entanto, a relação entre a quantidade de descargas (para um mesmo valor de DOD) e a vida útil da bateria não é linear.

A Figura 57 apresenta o número aproximado de diferentes valores de DOD, que representam a diminuição do SOH de 100% para 60%, ou seja, uma perda de capacidade de armazenamento de 40%. Note que, para o uso constante da bateria (considerando a bateria de 5 Ah) com DOD igual a 100%, a quantidade de energia total disponibilizada pela bateria é de cerca de 1.000 Ah até ela atingir um valor de SOH de 60%. Enquanto que, considerando as mesmas condições, mas com um valor de DOD igual a 30%, a quantidade de energia disponibilizada pela bateria será de cerca de 1.800 Ah, o que corresponde uma quantidade de energia disponibilizada para carga de 80% maior que no caso anterior. Acontece, portanto que, quanto maior o valor DOD, maior é a taxa de desgaste da bateria e menor sua vida útil.

Figura 57 - Curva de Número de ciclos x Profundidade de descarga: Baterias First Power série LP e LFP



Fonte: Catálogo de dados da bateria First Power FP1205. Disponível em: <<http://www.efirstpower.com/products.html>>. Acesso em: 10 dez. 2017.

Através desta análise é possível verificar que quando menor o DOD maior será o tempo de duração da bateria. No entanto, determinar o valor ideal de DOD que um sistema deve trabalhar depende de cada aplicação específica, um UPS, por exemplo, pode muito bem operar

com profundidades grandes de descarga, considerando que estas descargas não são frequentes, operando maior parte do seu tempo em tensão de flutuação. O importante é verificar que, para descargas frequentes com o mesmo valor de DOD, o sistema proposto deve operar com melhor desempenho do que o mesmo sistema sem o controle de equalização.

Para realização dos ensaios foi estabelecido que o sistema é desligado no momento em que a primeira bateria atinge o estado de carga de 20%. Esta definição é determinada de modo a se estudar o comportamento do sistema para maior parte da faixa de descarga possível. De outro modo, para um valor de DOD pequeno, ficaria difícil realizar a análise e comparação dos dados.

### 6.2.3 Definição dos ensaios de descarga

Os ensaios de descarga foram realizados com carga constante e foram divididos em três grupos de ensaios intitulados: Grupo 1, Grupo 2 e Grupo 3. A Tabela 20 apresenta as cargas utilizadas nos ensaios de cada grupo.

Tabela 20 - Grupo de ensaio experimental

Grupo	Carga ( $\Omega$ )
1	125
2	166,7
3	250

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Para o Grupo 1 foram realizados nove ensaios de descarga, o primeiro deles é realizado sem o controle de equalização, as tensões de referência dos conversores são fixadas no valor padrão de 24 V. Os demais ensaios foram realizados com o controle de equalização com diferentes parametrizações. Dessa forma pode ser observado o comportamento para diferentes valores de  $\Delta\text{SOC}(\text{max})$ ,  $\Delta V_{\text{ref}}(\text{max})$  e tempo de predição considerando a mesma condição de descarga.

Para os Grupos 2 e 3 foram realizados apenas dois ensaios em cada um deles, um ensaio sem equalização e outro com equalização, levando em consideração a melhor parametrização obtida nos ensaios com equalização do Grupo 1. Nestes grupos foi observado o comportamento do sistema para diferentes condições de descarga.



#### 6.2.4 Parametrização dos ensaios com controle de equalização

A parametrização consiste nas definições dos principais constantes que envolvem o método de equalização proposto. A Tabela 21 apresenta as variações adotadas nos ensaios.

Tabela 21 - Parâmetros do controlador principal ajustados nos ensaios

Parâmetro	Mínimo	Intermediário	Máximo
$\Delta\text{SOC}(\text{max})$	1,25 %	2,5 %	5 %
$\Delta V_{\text{ref}}(\text{max})$	3,0 V	4,5 V	6,0 V
Horizonte de predição	30 s	-	180 s
Período atualização $\alpha$	-	1 min	-

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

A máxima variação da tensão de referência estabelecida para os ensaios respeita a variação de tensão de saída definida no projeto do conversor bidirecional no modo Boost, que corresponde a faixa de valores de 18 e 30 V.

A máxima variação do estado de carga representa a agressividade do controlador perante as variações de SOC entre as baterias. Quanto menor o máximo valor definido, maior é a diferença de tensão de saída entre os conversores, considerando, evidentemente, a tensão de saturação definidas pela máxima variação da tensão de referência, conforme apresentado na Figura 56.

O horizonte de predição é a faixa de tempo utilizado para predição do estado de carga futuro, ilustrado na Figura 55. E o tempo de atualização de  $\alpha$ , é o período que o controlador leva para verificar o coeficiente linear do fator de perdas de cada bateria. Todos estes parâmetros são estudados e apresentados no Capítulo 5.

#### 6.2.5 Método de comparação dos ensaios

Não se espera que o ponto em que o estado de carga inicial de cada bateria,  $\text{SOC}(0)$ , varie consideravelmente a cada processo padrão de recarga. No entanto, para diminuir as variações que ocorrem se estabeleceu um ponto inicial padrão para todos os ensaios, assim como se realizou para o ponto de desligamento do sistema.

O ponto inicial fixado consiste no momento de descarga em que a energia acumulada do banco de baterias é em torno de 90% da capacidade total do banco de modo a iniciar todos

os ensaios em um ponto de partida parecido, conforme ilustrado na expressão 6.1, onde  $i$  corresponde à iteração atual do Controlador Principal.

$$SOC(i,1) + SOC(i,2) + SOC(i,3) + SOC(i,4) \cong 90\% \cdot SOC_{banco} \quad (6.1)$$

A partir da padronização dos pontos de início e fim do ensaio, é estabelecido que o tempo de duração entre estes dois pontos corresponde ao fator de comparação entre os ensaios. Isto se restringe as comparações dos ensaios do mesmo grupo, que possuem as mesmas condições de carga e condições similares da vida útil das baterias. Quanto maior o tempo transcorrido entre os dois pontos, maior a autonomia do banco para atendimento da carga do sistema.

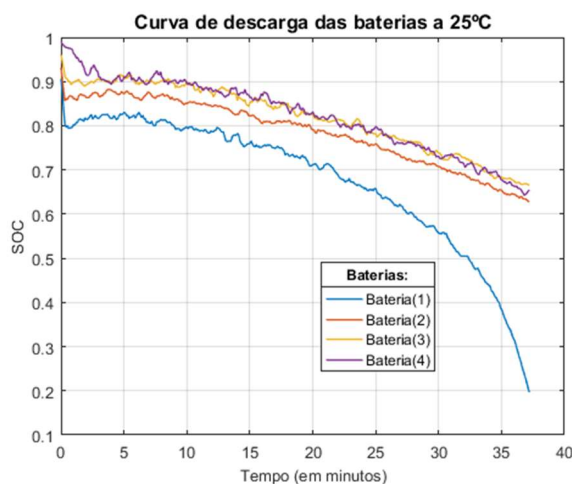
### 6.3 ENSAIOS DO GRUPO 1

Nesta seção serão apresentados os resultados experimentais de descarga do Grupo 1, cuja resistência de carga é equivalente a  $125 \Omega$ , equivalente a  $0,768 \text{ A}$ .

#### 6.3.1 Ensaio sem equalização

O primeiro ensaio efetuado, Ensaio 1, não efetua operações de equalização. A Figura 58 apresenta a curva de carga das baterias, e a primeira observação é que a bateria de nº 1 está nitidamente com sua capacidade comprometida, muito aquém do que a bateria deveria fornecer. No entanto, esta constatação já era esperada devido as respostas obtidas nos testes iniciais realizados e ilustrados na Figura 19.

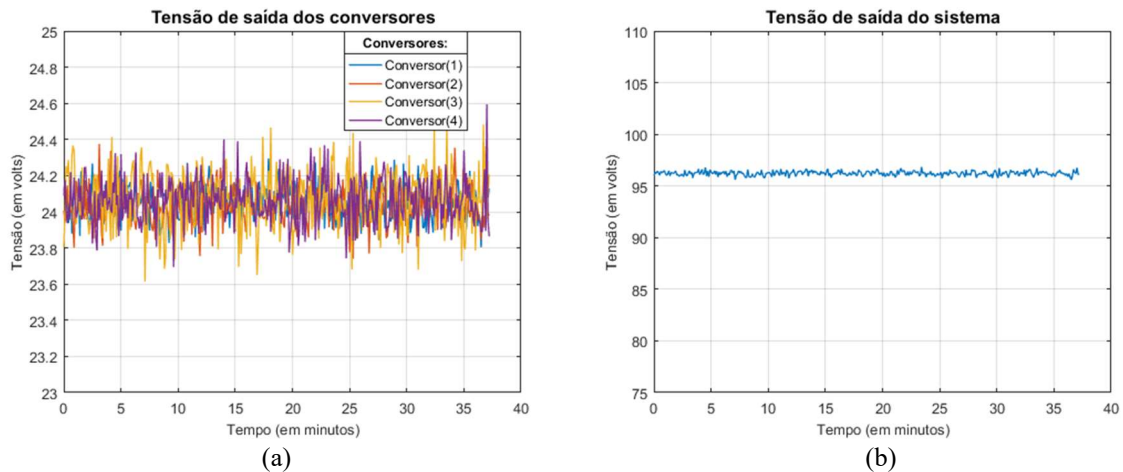
Figura 58 - Estado de carga das baterias: Ensaio 1 do Grupo 1 sem equalização



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

A autonomia de atendimento a carga desta configuração foi de 37 minutos e 20 segundos. A Figura 59(a) apresenta a tensão de saída de cada conversor, que é estabilizada em aproximadamente 24 V. A Figura 59(b) apresenta a tensão de saída do sistema, em torno de 96 V.

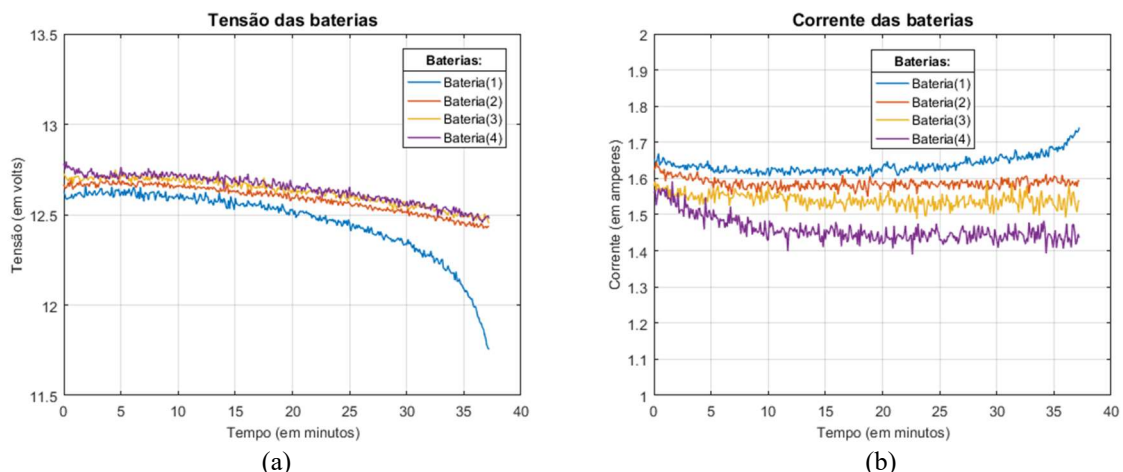
Figura 59 - Ensaio 1 do Grupo 1 sem equalização: (a) Tensão de saída dos conversores e (b) Tensão de saída do sistema



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

O registro da tensão terminal e da corrente da bateria durante o período de descarga é ilustrado na Figura 60(a) e Figura 60(b) respectivamente.

Figura 60 - Ensaio 1 do Grupo sem equalização: (a) Tensão das baterias e (b) Corrente das baterias



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Nestes gráficos é possível verificar que a tensão terminal da bateria de nº 1 é menor do que as demais, obrigando desta forma seu respectivo conversor a operar com uma razão cíclica maior que os demais conversores, de modo a conseguir garantir a tensão de saída estabilizada em 24 V, que é idêntica, neste caso, para todos os conversores. Isso resulta em uma drenagem

de corrente maior nesta bateria, ou seja, maior descarga do SOC ao longo do tempo, o que não é interessante devido esta ser a bateria com menor energia acumulada e também ser a bateria com menor vida útil.

### 6.3.2 Ensaio com equalização

Considerando o ensaio de descarga com gerenciamento da tensão de referência dos conversores é de se esperar que a diferença entre SOC das baterias diminua. Como pode ser visto no experimento sem equalização ilustrado na Figura 58, a diferença entre o SOC inicial das baterias aproximadamente se mantém durante o processo de descarga, sendo agravada no momento em que a bateria de nº 1 não consegue mais garantir a taxa de energia esperada, tendo sua vida útil nitidamente comprometida, como já era esperado.

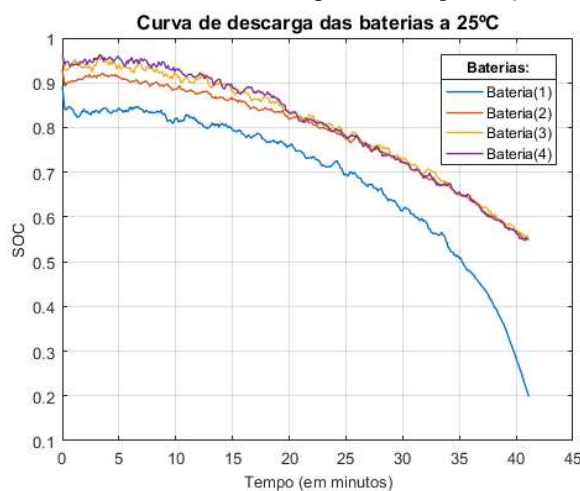
A Tabela 22 apresenta a parametrização utilizada no ensaio 2 do grupo 1 e o resultado do sistema é ilustrado na Figura 61. É possível notar que o controlador consegue reduzir a diferença de SOC das baterias de números 1, 2 e 3, no entanto, não é capaz de levar a equalização para bateria de nº 1. Ainda assim, a autonomia neste ensaio foi de 41 minutos e 6 segundos, um acréscimo de cerca de 10 % na autonomia do sistema com relação ao ensaio sem equalização, o que corresponde uma energia de cerca de 44,2 kJ a mais entregue a carga.

Tabela 22 - Parametrização dos ensaios do Grupo 1: 1 e 2

Ensaio – Grupo 1	$\Delta V_{ref}(max)$	$\Delta SOC(max)$	N	Autonomia
Ensaio 1	-	-	-	00:37:30
Ensaio 2	3,0 V	5 %	1 min	00:41:06

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

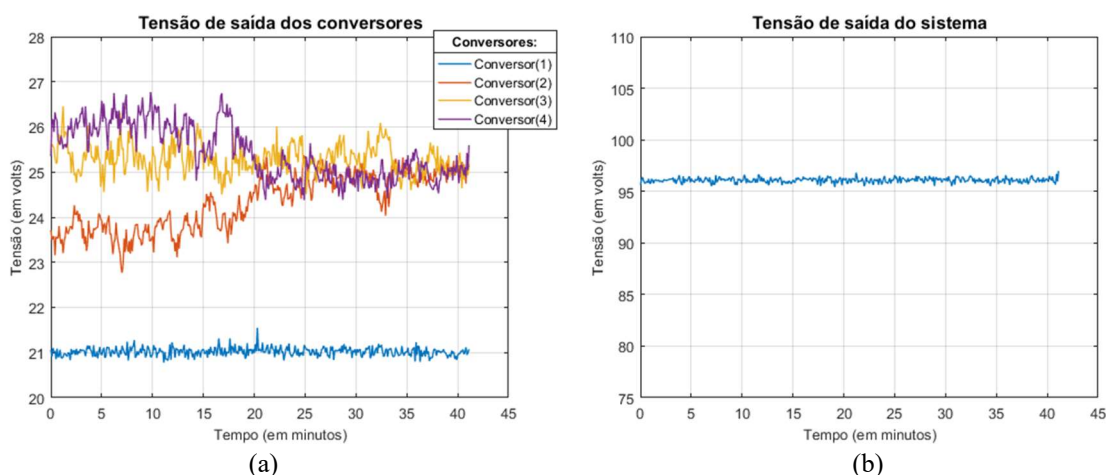
Figura 61 - Estado de carga das baterias: Ensaio 2 do Grupo 1 com equalização



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Ainda que não tenha ocorrido a equalização plena do sistema, a bateria de nº 1 foi preservada durante o processo de descarga, como pode ser visto na Figura 62 (a), onde o controlador principal trata de manter a tensão de saída do conversor de nº 1 em torno da tensão de referência mínima configurada para este ensaio, que é de 21 Volts. A Figura 62 (b) apresenta a tensão de saída do sistema que permanece estável ainda que ocorram alterações nas tensões de referência dos conversores.

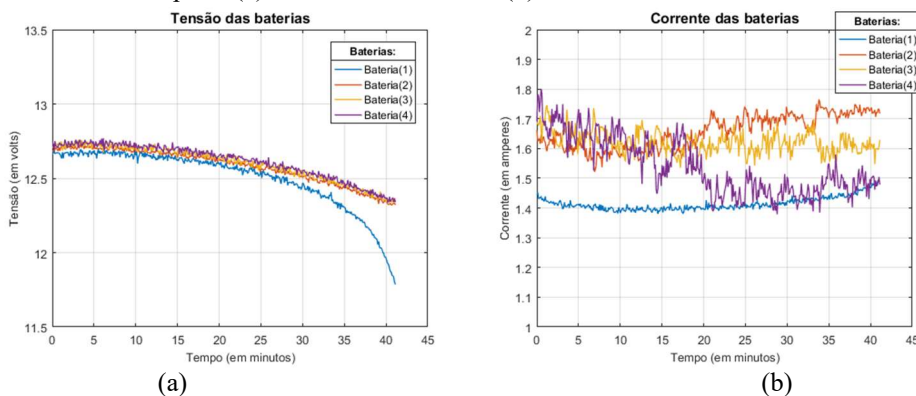
Figura 62 – Ensaio 2 do Grupo 1 com equalização: (a) Tensão de saída dos conversores e (b) Tensão de saída do sistema



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Os ajustes das tensões de referência dos conversores, para um valor diferente do valor padrão, resultam, conforme esperado, na alteração do fluxo de energia das baterias, conforme pode ser visualizado na Figura 63(b), que representa a corrente de saída das baterias. A corrente da bateria de nº 1 possui menor valor devido ao ajuste da tensão de referência possuir também o menor valor, e o aumento gradativo deste valor se deve a diminuição também gradativa da tensão terminal da bateria, conforme ilustrado na Figura 63(a).

Figura 63 – Ensaio 2 do Grupo 1: (a) Tensão das baterias e (b) Corrente das baterias



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

O Ensaio 2 apresenta um melhor desempenho no processo de descarga com relação ao processo sem equalização, no entanto, não retrata a melhor configuração de parametrização do sistema de equalização. Os resultados de ensaios com outras parametrizações serão analisados a seguir.

### 6.3.3 Ensaio com equalização sob a variação da tensão de referência máxima

O ajuste do parâmetro de variação da tensão de referência máxima do sistema,  $\Delta V_{ref}(max)$ , altera o tamanho da janela em que este valor pode excursionar durante a descarga. Para o protótipo desenvolvido, o máximo valor que pode ser definido neste parâmetro é igual a  $\pm 6$  V devido à limitação definida no projeto dos conversores.

A Tabela 23 apresenta os parâmetros configurados para os ensaios de número 3 e 4. Como pode ser percebido, nos ensaios 3 e 4 foi mantido constante o valor do parâmetro  $\Delta SOC(max)$ , em 5%, e o parâmetro  $\Delta V_{ref}(max)$  foi alterado para 4,5 V e 6,0 V, respectivamente.

Tabela 23 - Parametrização dos ensaios 3 e 4 do Grupo 1

Ensaio – Grupo 1	$\Delta V_{ref}(max)$	$\Delta SOC(max)$	N
Ensaio 3	4,5 V	5 %	1 min
Ensaio 4	6,0 V	5 %	1 min

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

As Figura 64 (a) e Figura 64(b) apresentam os resultados de dois ensaios para diferentes valores de  $\Delta V_{ref}(max)$ :  $\pm 4,5$ V e  $\pm 6$ V, para os Ensaios 3 e 4, respectivamente.

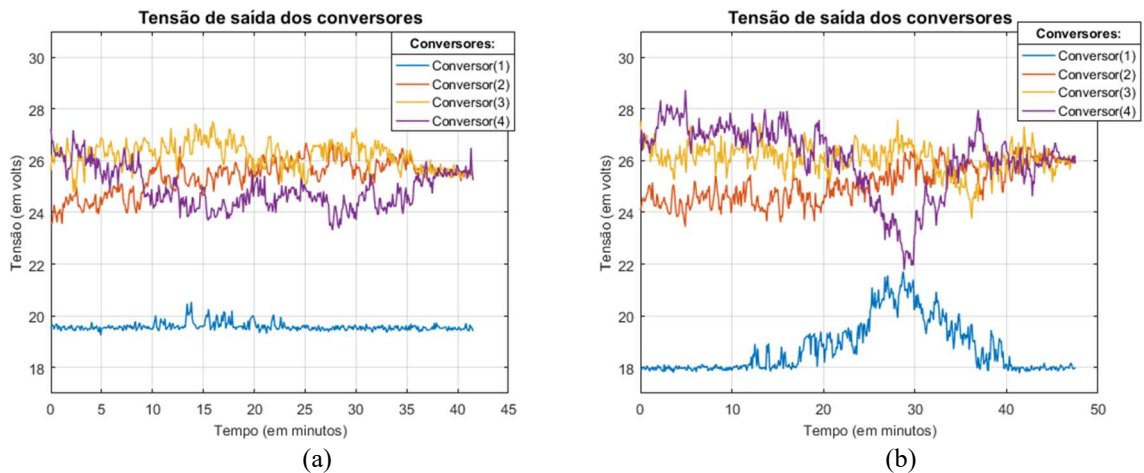
A alteração deste limite resulta em variações consideráveis no resultado do ensaio, conforme pode ser verificado nos tempos totais de autonomia do sistema, mostrados na Tabela 24.

Tabela 24 – Autonomia do processo de descarga do Grupo 1

Ensaio – Grupo 1	Autonomia
Ensaio 1	00:37:30
Ensaio 2	00:41:06
Ensaio 3	00:41:50
Ensaio 4	00:47:31

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

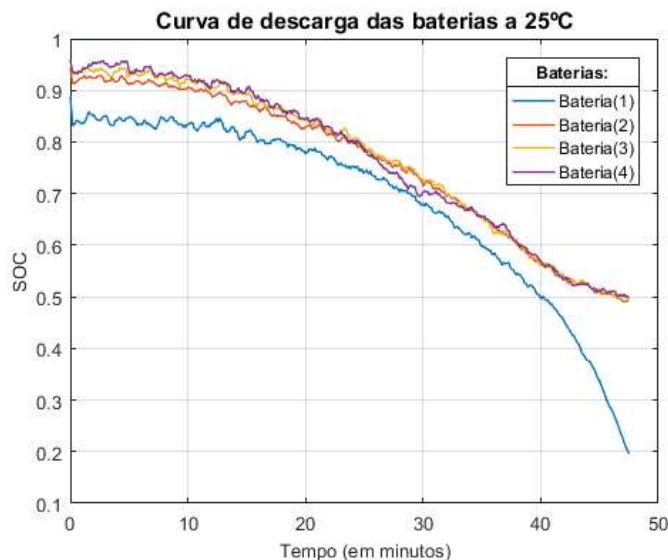
Figura 64 - Tensão de saída dos conversores: (a) Ensaio 3 do Grupo 1 e (b) Ensaio 4 do Grupo 1



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

O ensaio que foi configurado para operar com o maior valor de tensão de referência máxima,  $\pm 6V$ , garante maior excursão das tensões de referência, Figura 64(c), permitindo desta forma que a bateria mais desgastada (de número 1) preserve ainda mais sua energia durante o processo de descarga. Isso resultou em uma autonomia 27% maior do que a do ensaio sem equalização, conforme pode ser visualizado na Figura 65, do Ensaio 4 do Grupo 1.

Figura 65 - Estado de carga das baterias: Ensaio 4 do Grupo 1 com equalização



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

É possível notar que a equalização plena ficou muito próxima de ocorrer na metade do tempo de ensaio transcorrido. Embora tenha ocorrido um ganho significativo de autonomia, o declínio da vida útil da bateria de nº 1 ainda resultou em um término de operação precoce do sistema, visto que as baterias de número 2, 3 e 4 possuem cerca de 50% de sua carga disponível.

Uma solução que poderia resolver esta situação seria implementar um controle que permitisse que o sistema continuasse operando com um conversor a menos, sendo a tensão de referência dos demais conversores seriam ajustadas - respeite os valores máximos de operação dos conversores - de modo a garantir a potência e a tensão da saída do sistema. No entanto, esta solução não foi implementada.

### 6.3.4 Ensaio com equalização sob variação máxima do SOC

O parâmetro de variação máxima de SOC, definido pelo controlador principal, afeta diretamente os valores de tensão de referência dos conversores. Quanto menor o valor deste parâmetro mais sensível se torna o sistema com relação às variações de carga obtidas na leitura das baterias, em outras palavras, mais bruscas se tornam as ações de controle. A Tabela 25 apresenta os parâmetros configurados para os ensaios 5 e 6.

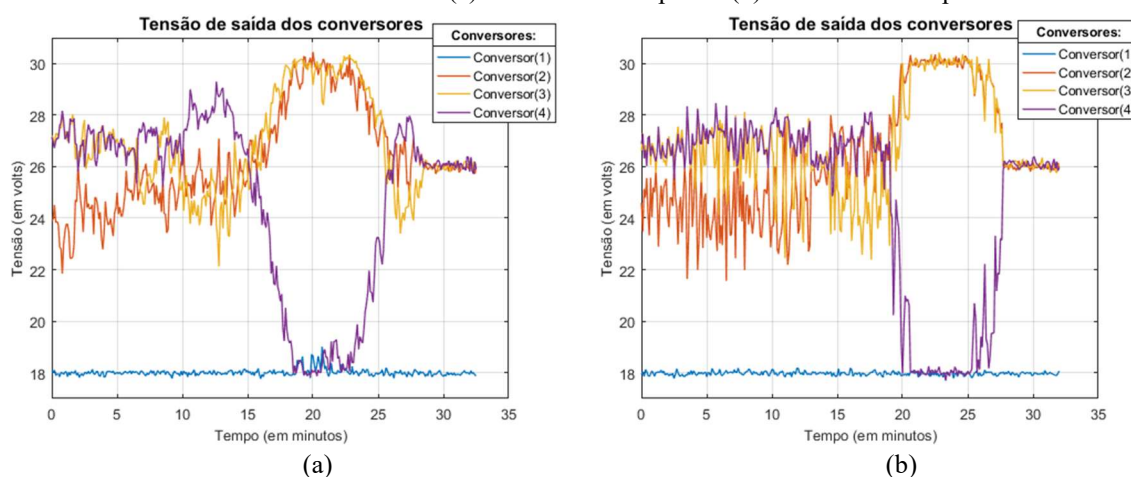
Tabela 25 - Parametrização dos ensaios 5 e 6 do Grupo 1

Ensaio – Grupo 1	$\Delta V_{ref}(max)$	$\Delta SOC(max)$	N
Ensaio 5	6,0 V	2,5 %	1 min
Ensaio 6	6,0 V	1,25 %	1 min

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

A Figura 66(a) e Figura(b) apresentam as variações da tensão de referência para os ensaios 5 e 6 respectivamente.

Figura 66 - Tensão de saída dos conversores: (a) Ensaio 5 do Grupo 1 e (b) Ensaio 6 do Grupo 1



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Quanto menor a variação de SOC permitida, mais próxima a tensão de referência dos controladores são ajustadas próxima ao valor de saturação (18 V e 30 V). Esse comportamento



pode parecer interessante para situação da bateria de nº 1, cujo valor de tensão de referência é fixado no valor mínimo durante toda trajetória da descarga, no entanto, as variações de tensão do sistema se tornam mais bruscas, como pode ser visto no comportamento das baterias de número 2, 3 e 4, na Figura 66(c). Embora a temperatura não foi levada em consideração, estas variações bruscas podem aumentar as perdas por aquecimento devido as variações brusca de corrente na bateria.

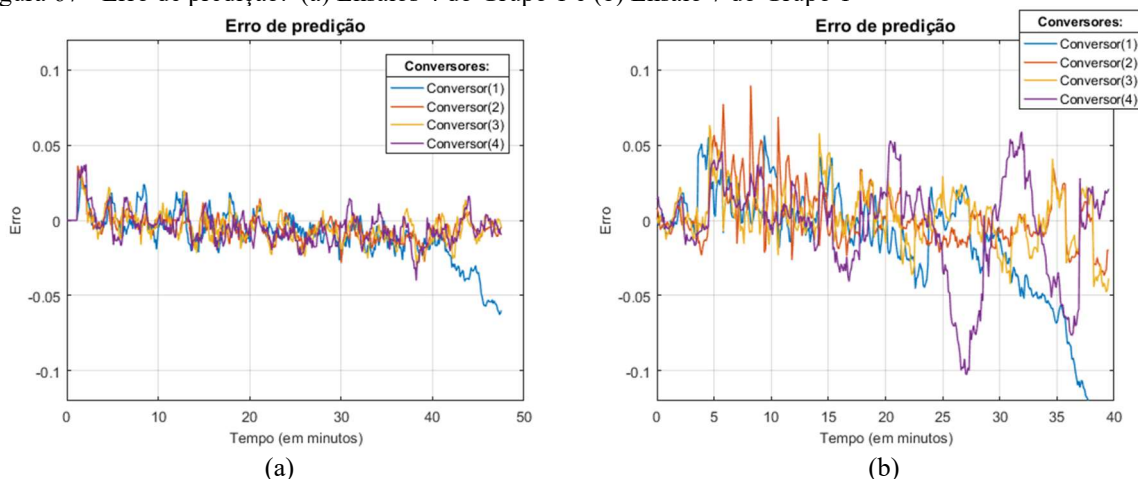
### 6.3.5 Ensaio com equalização sob a variação do tempo de predição

Outro parâmetro importante que é avaliado nos ensaios é o horizonte de predição do controlador. Para comparar os valores obtidos para diferentes parametrizações, é calculado o erro, expressão (6.2), que representa a diferença entre o SOC da iteração atual e o SOC que foi predito no passado para iteração atual, com base no horizonte de predição  $N$ .

$$Erro = SOC(i) - SOC_p(i, i - N) \quad (6.2)$$

A Figura 67(a) apresenta o gráfico de erros relativos ao Ensaio 4, com horizonte de predição de 1 minuto, o que corresponde no sistema a 12 iterações. No ensaio 7, mostrado na Figura 67(b), o horizonte de predição foi aumentado para 3 minutos, ou seja, 36 iterações. No caso de maior número de iterações, ocorreu maior erro de predição, com variação entre -10 e +10 %.

Figura 67 - Erro de predição: (a) Ensaio 4 do Grupo 1 e (b) Ensaio 7 do Grupo 1



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Quanto maior o erro de predição, maior são os erros das ações do controlador, o que resulta em um menor aproveitamento da energia do banco, conforme resultados de autonomia apresentados na Tabela 26, para estes dois casos analisados.

Tabela 26 - Parametrização dos ensaios 4 e 7 do Grupo 1

Ensaio – Grupo 1	$\Delta V_{ref}(max)$	$\Delta SOC(max)$	N	Autonomia
Ensaio 4	6,0 V	5 %	1 min	00:47:31
Ensaio 7	6,0 V	5 %	3 min	00:39:30

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Este erro de estimação da carga e os erros referentes ao modelo matemático de predição da carga refletem o erro analisado nesta subsecção. A utilização de modelos ou métodos mais avançados pode resultar em funcionamento mais preciso do sistema.

## 6.4 ENSAIOS DO GRUPO 2

Novos ensaios foram realizados com a utilização de uma carga de saída 30% menor, com valor ôhmico de 166,7  $\Omega$ , equivalente a 0,576 A. Foi realizado dois novos ensaios, os ensaio 8 e 9, sendo o primeiro sem equalização e o segundo considerando a parametrização apresentada na Tabela 27.

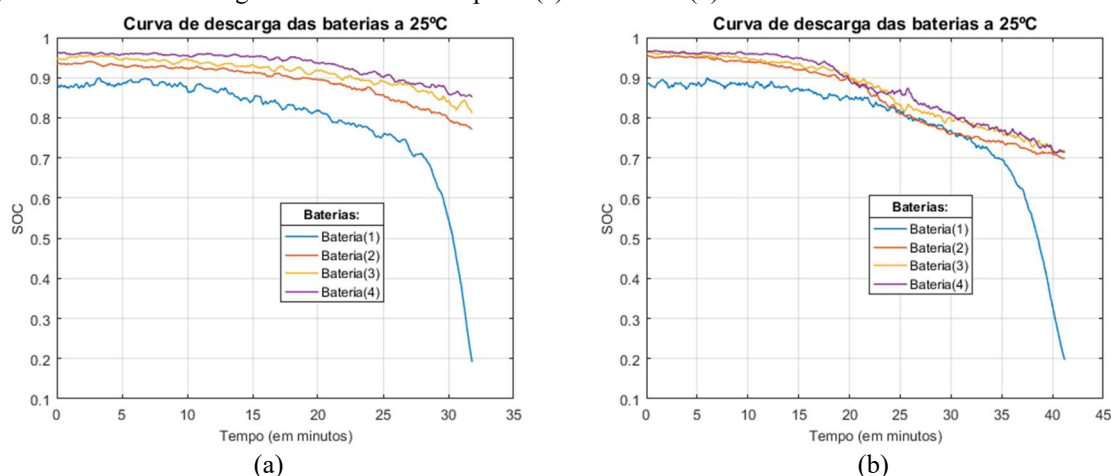
Tabela 27 - Parametrização dos ensaios 8 e 9 do Grupo 2

Ensaio – Grupo 1	$\Delta V_{ref}(max)$	$\Delta SOC(max)$	N
Ensaio 8	-	-	-
Ensaio 9	6,0 V	5 %	1 min

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Os resultados do comportamento do SOC durante a descarga dos dois ensaios são apresentados nas Figura 68(a) e Figura 68(b) respectivamente.

Figura 68 - Estado de carga das baterias do Grupo 2: (a) Ensaio 8 e (b) Ensaio 9



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

A autonomia obtida nos dois casos é apresentada na Tabela 28. O sistema com equalização alcançou um aumento de autonomia em torno de 30% maior.

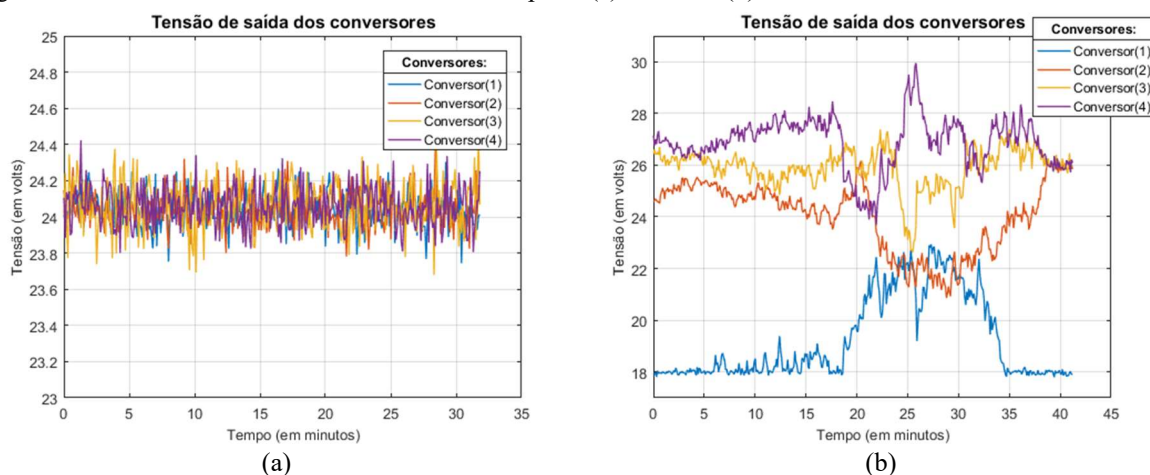
Tabela 28 - Autonomia do processo de descarga para o Grupo 2

Ensaio – Grupo 2	Autonomia
Ensaio 8	00:31:48
Ensaio 9	00:41:12

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

O Comportamento da tensão de referência dos Ensaio 8 e 9 são apresentadas nas Figura 69. No ensaio com equalização a tensão de saída do Conversor 1 é muito próximo da saturação mínima da tensão de referência, conforme tem ocorrido nos ensaios do Grupo 1.

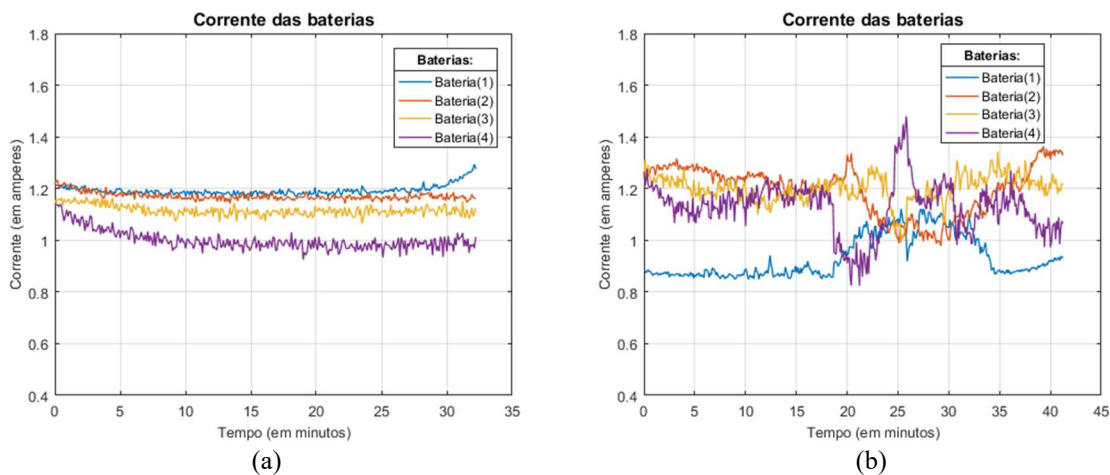
Figura 69 - Tensão de saída dos conversores do Grupo 2: (a) Ensaio 8 (b) Ensaio 9



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

No entanto, no período entre 20 e 35 minutos, o estado de carga da bateria de nº 2 se aproxima da bateria de nº 1, resultando que o controlador libera um despacho maior energia do banco de baterias 1, aumentando a corrente de descarga desta bateria, conforme é visualizado também no gráfico de corrente da bateria, na Figura 70(b).

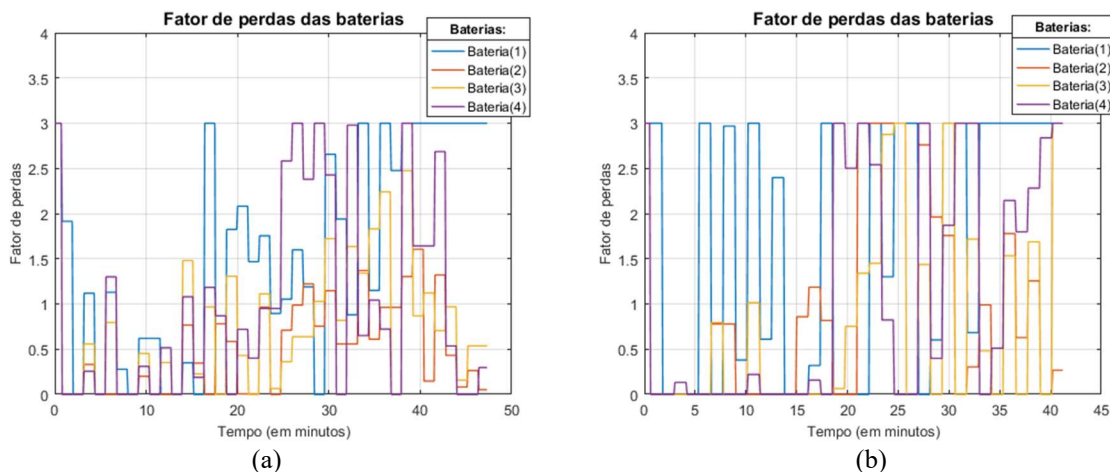
Figura 70 - Corrente das baterias do Grupo 2: (a) Ensaio 8 e (b) Ensaio 9



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

É interessante lembrar que o coeficiente angular da curva de perdas é atualizado a cada 1 minuto. Esta parametrização é fixada e padronizada para todos os ensaios. Ocorre que o valor deste fator se torna cada vez maior à medida que o estado de carga das baterias diminui. A Figura 71(a) e a Figura 71(b) apresentam a variação dos coeficientes lineares de  $\alpha$  à medida que transcorre o tempo de descarga nos ensaios 4 e 9 respectivamente.

Figura 71 - Coeficiente angular do fator de perdas: (1) Ensaio 4 do Grupo 1 e (b) Ensaio 9 do Grupo 2



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

O ensaio 4 (Grupo 1) alcançou uma autonomia maior do que o ensaio 9, ainda que utilizando um valor de carga menor. Isso se deve ao fato de que o número de cargas e descarga realizadas (maior que trinta vezes) para os ensaios de validação e testes do sistema comprometeu ainda mais a vida das baterias, especialmente a bateria de nº 1, cujo comportamento se mostrou muito relevante para limitação da autonomia dos ensaios. As perdas médias na bateria de número 1 tiveram aumento maior do que 30%, considerando ainda que a

carga do Ensaio 9 é menor do que a carga utilizada no Ensaio 4. A Tabela 29 apresenta o coeficiente linear médio do fator de perdas calculados durante o Ensaio 1 e o Ensaio 9.

Tabela 29 – Valor médio do coeficiente linear das baterias: Ensaio 4 do Grupo 1 e Ensaio 9 do Grupo 2

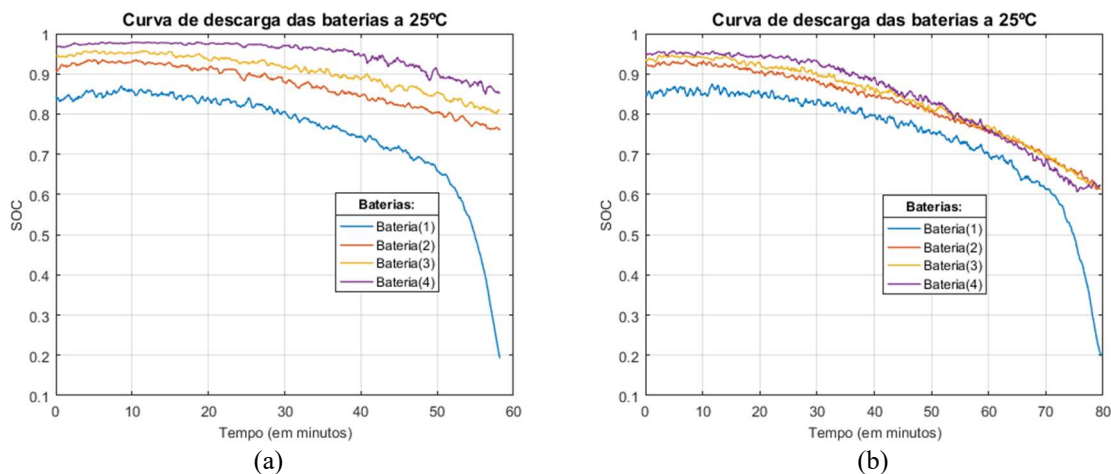
Ensaio	Coeficiente linear de $\alpha$ médio referente as baterias:			
	1	2	3	4
Grupo 1 - Ensaio 4	1,45	0,53	0,74	0,99
Grupo 2 - Ensaio 9	1,85	0,86	0,83	1,09

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

## 6.5 ENSAIOS DO GRUPO 3

O terceiro grupo, que trata da última sequência de ensaios realizadas neste trabalho, se caracteriza pela utilização de uma carga de  $250 \Omega$ , que representa metade da carga utilizada nos ensaios do Grupo 1. Os resultados de carga dos Ensaio 10 e 11 são apresentados nas Figura 72(a) e Figura 72(b), que representam o funcionamento sem e com equalização respectivamente.

Figura 72 - Estado de carga das baterias do Grupo 2: (a) Ensaio 10 e (b) Ensaio 11



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

A autonomia do sistema com equalização tem um aumento em torno de 36% com relação ao sistema sem equalização, conforme apresentado na Tabela 30.

Tabela 30 – Autonomia do processo de descarga do Grupo 3

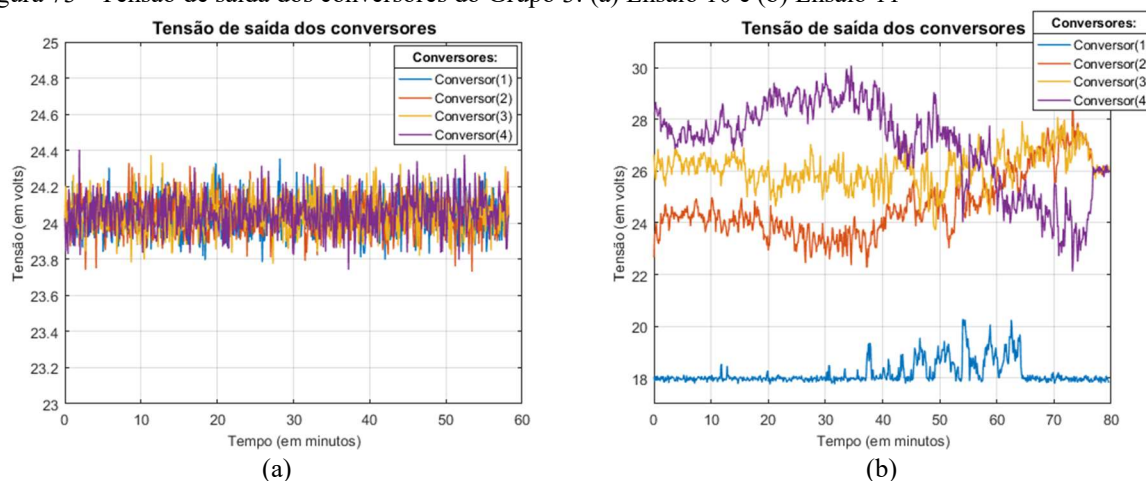
Ensaio – Grupo 3	Autonomia
Ensaio 10	00:58:12
Ensaio 11	01:19:42

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Assim como no caso do Grupo 2, o estado de carga da bateria número 2 tende a se aproximar do estado de carga da bateria número 1, no entanto, isso não chega a se concretizar e quando o sistema é desligado, devido a bateria nº1 atingir o seu limite mínimo de carga, ainda resta cerca de 60% da energia nas demais baterias.

A equalização do sistema ocorre, embora seja perturbada pela condição da bateria número 1. A tensão de saída para os ensaios sem e com equalização são apresentadas nas Figura 73(a) e Figura 73(b).

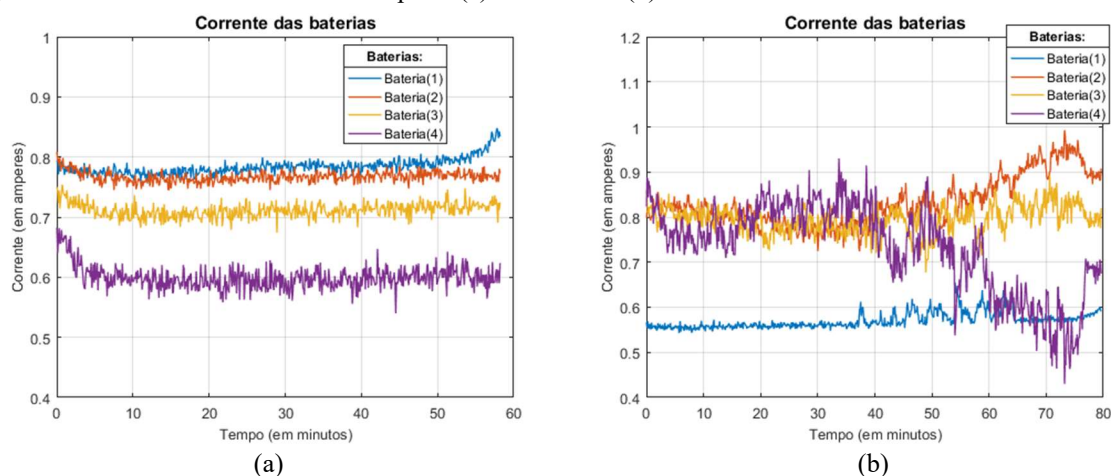
Figura 73 - Tensão de saída dos conversores do Grupo 3: (a) Ensaio 10 e (b) Ensaio 11



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

O comportamento da corrente da bateria para os ensaios sem e com equalização são apresentadas nas Figura 74 (a) e Figura 74(b).

Figura 74 - Corrente das baterias do Grupo 3: (a) Ensaio 10 e (b) Ensaio 11



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

Os fatores de perda se apresentam ainda mais agravados do que nos ensaios iniciais, conforme ilustra a Tabela 31.

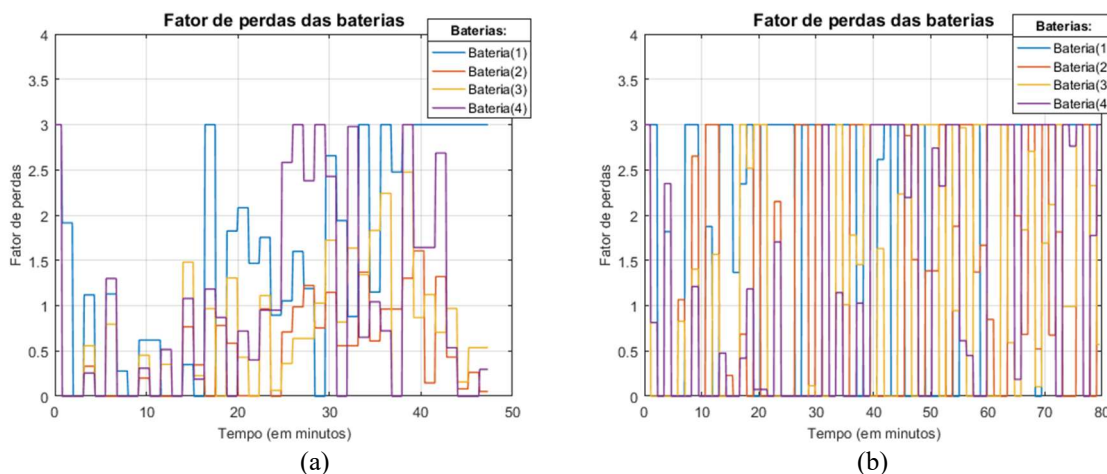
Tabela 31 – Valor médio do coeficiente linear das baterias: Ensaio 4 do Grupo 1 e ensaio 11 do Grupo 2

Ensaio	Coeficiente linear de $\alpha$ médio referente às baterias:			
	1	2	3	4
Grupo 1 - Ensaio 4	1,45	0,53	0,74	0,99
Grupo 2 - Ensaio 11	1,98	1,26	1,20	1,32

Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

O coeficiente linear ao longo da descarga registrado para o Ensaio 11 é apresentado na Figura 75(b) e pode ser comparado visualmente com o comportamento do Ensaio 4 na Figura 75(a).

Figura 75 - Coeficiente angular do fator de perdas: (a) Ensaio 4 do Grupo 1 e (b) Ensaio 11 do Grupo 2



Fonte: Elaborado pelo autor, 2017

## 6.6 CONCLUSÕES

O protótipo do sistema modular operou com comportamento dentro do esperado, resultando em ganho de autonomia em relação ao sistema sem equalização em todas as operações que o controle de equalização estava ativo. A tensão de saída também se manteve estabilizada em 96 V conforme valor definido no projeto dos controladores, não tendo ocorrido variações elevadas mesmo com a ocorrência de variações bruscas nas tensões de saída dos conversores.

Os ensaios realizados, que foram apresentados neste capítulo, permitiram analisar como as diferentes parametrizações do sistema afetam o comportamento do sistema e o efeito que isto possui com relação à autonomia do sistema.

Foi observado que a definição de um valor muito pequeno de  $\Delta\text{SOC}(\text{max})$  resulta em um comportamento brusco do sistema, com variações muito grandes de tensão de referência entre as iterações do controlador principal, causando picos de corrente desnecessários nas baterias. Já o valor da variação máxima da tensão de referência,  $\Delta V_{\text{ref}}(\text{max})$  que é imposta ao controlador foi o parâmetro que mais afetou o ganho de autonomia do sistema. O melhor comportamento neste caso se deu com a utilização do valor máximo imposto no projeto do conversor, que consiste em  $\Delta V_{\text{ref}}(\text{max}) = \pm 6\text{V}$ . Também foi possível comprovar que o horizonte de predição para cálculo do estado de carga futuro não pode ser muito elevado, devido ao acúmulo do erro, que é uma resultante do modelo matemático utilizado e dos erros de leituras.

A utilização de uma bateria com a vida útil comprometida, bateria de nº 1, afetou diretamente o desempenho da operação e permitiu as análises de comportamento que, talvez não fossem possíveis de observar no caso de operar apenas com baterias com estado de saúde bom. Essa decisão foi importante para verificar experimentalmente que a maior desvantagem observada está atrelada ao desligamento precoce do sistema, mesmo sob a condição de ensaio que contempla a melhor parametrização do sistema de equalização. Esta deficiência poderia ser resolvida com o desenvolvimento de um sistema modular que possua contingência, podendo operar e manter as condições de carga mesmo com a falta de um ou mais conversores. Para isso seria necessário projetar os conversores com maior potência e com capacidade de operar maior tensão de referência de saída do modo Boost, podendo assim compensar a falta de um ou mais conversores que venham a deixar de contribuir para a estabilização da tensão de saída.



## 7 CONCLUSÕES GERAIS

### 7.1 ANÁLISE DOS RESULTADOS

No Capítulo 1 foram apresentadas as motivações gerais que levaram a escolha do tema de sistemas de baterias que envolvem a necessidade de equalização do banco série. A mais importante está relacionada ao fato de estudar formas de aumentar a autonomia e prolongar a vida útil dos bancos de baterias, que são componentes que possuem um custo elevado.

No Capítulo 2 foi apresentado um estudo sobre os fatores que estão envolvidos na utilização de baterias e uma pesquisa bibliográfica que envolve as principais topologias de equalização ativa utilizadas em banco de baterias série. As topologias de equalização foram divididas e estudadas em três grupos gerais. No Grupo 1 são apresentadas as topologias individualizadas que consiste em circuitos que são conectados em cada bateria do banco série de modo transferir energia das células menos carregadas para as células mais carregadas. No entanto, para grandes quantidades de baterias conectadas em série, este processo pode vir a ser muito ineficiente e lento, existindo a possibilidade de integrar sistemas em blocos de baterias de modo a aumentar a eficiência da equalização. As topologias estudadas no Grupo 2 envolvem estas soluções em blocos de baterias, restando ao estudo do Grupo 3 as soluções mais complexas que buscam integrar a função de equalização das baterias no processo de carga e descarga do banco de baterias conforme a aplicação, aumentando assim a eficiência energética do sistema.

No Capítulo 3 foi apresentada a solução proposta de sistema modularizado bidirecional de carga e descarga de banco de baterias elaborado com base no estudo de topologia híbrida do Grupo 3. O sistema consiste em uma topologia bidirecional modular Boost-Buck, cujas saídas são conectadas em série de modo a se alcançar a tensão terminal desejada. Para validação do sistema se decidiu utilizar baterias de chumbo ácido, embora o sistema possa ser utilizado para outras tecnologias, necessitando apenas adequar os modelos matemáticos para o tipo de bateria utilizado. Foi apresentado o funcionamento dos modos de descarga (modo Boost), além disso, foram introduzidos dois modelos simplificados para obtenção do estado de carga. O primeiro modelo foi utilizado para elaboração do algoritmo de estimação da carga das baterias a cada iteração do sistema e o segundo modelo apresentado foi utilizado para predição futura do estado de carga das baterias. Com base nestas definições foram apresentadas também as características do protótipo a ser montando e testado para a validação da ideia de topologia e controle propostos.

No Capítulo 4 foi apresentado o projeto eletrônico do sistema proposto. A primeira etapa consistiu no dimensionamento dos principais componentes do conversor Buck-Boost, sendo o projeto realizado para um único conversor por se tratar de um sistema modular. Com base no dimensionamento foi realizado o projeto dos indutores. Posteriormente, nos ensaios práticos, foi verificado que a temperatura do indutor alcançou valores acima do esperado, o que levou a conclusão de que deveria ser considerado, durante o projeto, núcleos de ferrite em paralelo para reduzir a quantidade espiras no núcleo e, assim, reduzir as perdas por efeito joule e o efeito capacitivo entre as espiras. Após o dimensionamento dos componentes foi realizado o projeto dos esquemáticos e, em seguida, dos layouts eletrônicos de todos os circuitos envolvidos: fontes auxiliares, circuitos de potência, controle dos interruptores, medição de correntes e medição de tensões. Um único processador foi utilizado para controle dos quatro conversores e definido um computador para o controle principal do sistema, cuja comunicação entre os dois foi realizada a partir de um canal de comunicação serial.

No Capítulo 5 foi apresentada a proposta de controle do sistema, que pode ser dividida em duas partes: controle convencional dos conversores e o controle principal que tem a finalidade de gerenciar o sistema e definir a tensão de referência (saída) de cada conversor do sistema. Para o estudo dos controladores dos conversores foram utilizadas as práticas de controle clássico com base nas análises em frequência e posterior digitalização dos compensadores através do método de Tustin. Para controle do modo de descarga dos conversores foi projetado um controle do tipo cascata que engloba o controle de corrente de entrada com frequência de corte de 2 kHz e um compensador de tensão de saída de 20 Hz, cujo comportamento se mostrou satisfatório para as condições dos ensaios experimentais.

O controle principal foi implementado em um computador de modo a facilitar a obtenção dos dados durante os ensaios e também porque pode ser descartada a necessidade de otimização profunda do algoritmo ao se trabalhar com uma linguagem de programação de mais alto nível (Matlab<sup>®</sup>), permitindo assim análises comparativas de forma mais eficiente através do uso de ferramentas disponível. No entanto, o conceito do controlador principal poderia ter sido implementado também em um processador embarcado, por exemplo, nas funções de um BMS.

No controlador principal, que retém o foco do trabalho, foram implementadas as seguintes funcionalidades: um estimador de carga das baterias com base em tabelas que foram obtidas em ensaio, e sistema de predição do estado de carga das baterias baseado no método de

contagem coulômbica apresentado no Capítulo 2, um bloco de verificação das perdas da bateria com base em dados de catálogo, cujos parâmetros alimentam os cálculos de predição, e, por fim, um bloco de cálculo da tensão de referência para atualizar o controlador dos conversores em tempo real, cujo método foi proposto e baseado com base no valor médio dos estados de carga futuros.

Durante a implementação e os ensaios experimentais ocorreram problemas na utilização de um CI dedicado à estimação de carga das baterias, portanto, para não atrasar o desenvolvimento, foi implementado um algoritmo de estimação do SOC nas rotinas do controlador principal, com base na leitura terminal da tensão e da corrente das baterias. No entanto, para futuros desenvolvimento é recomendada a escolha de um CI dedicado a esta função de modo que se reduzam os erros causados pela estimação simplificada.

No Capítulo 6 as propostas, projetos e modelagens foram colocados à prova através de ensaios experimentais. Quatro baterias de chumbo-ácido foram utilizadas nos ensaios experimentais, sendo que uma delas estava com a vida útil comprometida. Em todos os ensaios realizados, foi observado que a autonomia do sistema aumentou com a utilização do controle de equalização, tendo o melhor ganho experimental refletivo em um aumento de 36% da autonomia do sistema. Os experimentos levaram em consideração diferentes parametrizações do sistema, algumas delas com comportamento de atualização da tensão de referência dos conversores muito brusco, o que pode acarretar em efeitos térmicos indesejáveis. Porém, como a questão térmica foi desconsiderada na análise, as experimentações finais foram realizadas com base em uma parametrização mais conservadora, tendo bons resultados no que tange a equalização das baterias que estavam em bom uso. A tensão de saída do sistema teve um comportamento estável durante todos os ensaios, não tendo variações acima do que foi definido como limite para o projeto.

A ressalva mais importante se deve ao fato do sistema continuou a sair de operação precocemente mesmo com a presença do controle de equalização, no caso da presença de uma bateria com a vida útil bastante desgastada. Portanto, seria necessário projetar os conversores e implementar um algoritmo que levasse em consideração a operação do sistema com a falha de um ou mais conversores, de modo que a carga do sistema possa ser atendida por um tempo prolongado.

## 7.2 SUGESTÕES DE INVESTIGAÇÃO FUTURA

Os experimentos realizados neste trabalho validaram de forma significativa a topologia e o método de controle idealizado para o projeto modular proposto. Entretanto, durante o desenvolvimento do trabalho e, especialmente, durante as experimentações práticas foram observados diversos pontos de melhoria que podem vir a ser implementados em investigações futuras, tais como:

- Validação do modo de carga das baterias com equalização do sistema proposto, já que neste trabalho foi validado apenas o modo de descarga;
- Utilizar modelos matemáticos de estimação mais precisos e, se possível, integrar os fatores térmicos nas análises de forma a reduzir os erros de leitura e, assim, melhorar as ações de controle que serão enviadas aos conversores. Além disso, pode trazer melhoras significativas quanto a autonomia e a equalização do sistema, assim como reduzir variações elétricas bruscas que causam desgastes desnecessários;
- Estudo de faltas e falhas;
- Inserir contingência em caso de queima de um interruptor eletrônico. No caso de rompimento no interruptor responsável pelas etapas do conversor Boost, a saída de todo o sistema fica comprometida e todo banco de baterias ficará desconectado da saída;
- Estudar a utilização de novas topologias de conversores modulares utilizando a mesma proposta de controle;
- Modelar todo o sistema, incluindo o controle dos conversores, com base em um controle preditivo;
- Utilização de outras tecnologias de bateria, por exemplo, baterias de lítio-íon;
- Estudar a relação entre o fator de carga e a vida útil da bateria (SOH).

## REFERÊNCIAS

- [1] C. Clury, "Lithium-ion Battery Costs and Market," *Bloomberg New Energy Finance*, 2017.
- [2] C. Morris. (2015). *Analyst: Tesla will reduce battery cost 50% by 2020*. Available: <https://chargedevs.com/newswire/analyst-tesla-will-reduce-battery-cost-50-by-2020/>
- [3] R. Ling, L. Wang, X. Huang, Q. Dan, and J. Zhang, "A review of equalization topologies for lithium-ion battery packs," in *Control Conference (CCC), 2015 34th Chinese*, 2015, pp. 7922-7927.
- [4] T. Anno and H. Koizumi, "Bidirectional chopper using cell voltage equalizing with flyback transformer," in *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, 2013, pp. 1536-1541.
- [5] A. Hoke, A. Brissette, D. Maksimovic, D. Kelly, A. Pratt, and D. Boundy, "Maximizing lithium ion vehicle battery life through optimized partial charging," in *Innovative Smart Grid Technologies (ISGT), 2013 IEEE PES*, 2013, pp. 1-5.
- [6] S. T. Hung, D. C. Hopkins, and C. R. Mosling, "Extension of battery life via charge equalization control," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 96-104, 1993.
- [7] T. B. University. (2010). *How to Prolong Lithium-based Batteries*. Available: [http://batteryuniversity.com/learn/article/how\\_to\\_prolong\\_lithium\\_based\\_batteries](http://batteryuniversity.com/learn/article/how_to_prolong_lithium_based_batteries)
- [8] S. P. E. Chet, "Integrating battery energy storage with a BMS for reliability, efficiency, and safety in vehicles," in *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2012 IEEE*, 2012, pp. 1-3.
- [9] Y.-S. Lee and C. Ming-Wang, "Intelligent control battery equalization for series connected lithium-ion battery strings," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 1297-1307, 2005.
- [10] Y. Li, X. Wei, and Z. Sun, "Low Power Strategy Design for Battery Management System," in *Measuring Technology and Mechatronics Automation, 2009. ICMTMA '09. International Conference on*, 2009, pp. 636-639.
- [11] Y. E. Xing, W. M. Ma; Tsui, K. L.; Pecht, M., "Battery Management Systems in Electric and Hybrid Vehicles," *MDI*, 2011.
- [12] N. H. Kutkut, "Nondissipative current diverter using a centralized multi-winding transformer," in *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE*, 1997, pp. 648-654 vol.1.
- [13] N. H. Kutkut, H. L. N. Wiegman, D. M. Divan, and D. W. Novotny, "Design considerations for charge equalization of an electric vehicle battery system," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual*, 1995, pp. 96-103 vol.1.
- [14] A. C. Baughman and M. Ferdowsi, "Double-Tiered Switched-Capacitor Battery Charge Equalization Technique," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 2277-2285, 2008.
- [15] T. Gottwald, Z. Ye, and T. Stuart, "Equalization of EV and HEV batteries with a ramp converter," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 33, pp. 307-312, 1997.
- [16] C. Karnjanapiboon, Y. Rungruengphalanggul, and I. Boonyaroonate, "The low stress voltage balance charging circuit for series connected batteries based on buck-boost

- topology," in *Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03. Proceedings of the 2003 International Symposium on*, 2003, pp. III-284-III-287 vol.3.
- [17] T. Ming and T. Stuart, "Selective buck-boost equalizer for series battery packs," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 36, pp. 201-211, 2000.
- [18] C. Pascual and P. T. Krein, "Switched capacitor system for automatic series battery equalization," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual*, 1997, pp. 848-854 vol.2.
- [19] P. Hong-sun, K. Chol-Ho, P. Ki-Bum, M. Gun-Woo, and L. Joong-Hui, "Design of a Charge Equalizer Based on Battery Modularization," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 3216-3223, 2009.
- [20] B. Il-Kwon, K. Tae-Hoon, L. Chang-Soon, and K. Rae-Young, "Modularized battery cell voltage equalization circuit using extended multi-winding transformer," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2012 IEEE*, 2012, pp. 349-353.
- [21] L. Chang-Soon, K. Rae-Young, and H. Dong-Seok, "A modularized charge equalizer using the magnetizing energy of the multi-winding transformer," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2012 IEEE*, 2012, pp. 700-705.
- [22] J. Feng, D. Weiwen, and L. Jingshan, "Modularized global equalization of battery cells for electric vehicles," in *Robotics and Automation (ICRA), 2014 IEEE International Conference on*, 2014, pp. 1681-1686.
- [23] T. Ohno, T. Suzuki, and H. Koizumi, "Modularized LC resonant switched capacitor cell voltage equalizer," in *Industrial Electronics Society, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE*, 2014, pp. 3156-3162.
- [24] H. Yu-Chun and L. Wei-Song, "Charge shuttling with ultracapacitors for fast equalization of power lithium-ion battery," in *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2012 7th IEEE Conference on*, 2012, pp. 1118-1123.
- [25] P. Sangyoung, K. Younghyun, and C. Naehyuck, "Hybrid energy storage systems and battery management for electric vehicles," in *Design Automation Conference (DAC), 2013 50th ACM/EDAC/IEEE*, 2013, pp. 1-6.
- [26] D. Shichuan, C. Ming, W. Zheng, K. T. Chau, W. Yubing, and W. Wei, "A hybrid-source switched-capacitor multilevel converter for electric vehicles," in *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 288-292.
- [27] F. Ju, W. Deng, and J. Li, "Performance Evaluation of Modularized Global Equalization System for Lithium-Ion Battery Packs," *Automation Science and Engineering, IEEE Transactions on*, vol. PP, pp. 1-11, 2015.
- [28] C. S. Moo, K. S. Ng, Y. P. Chen, and Y. C. Hsieh, "State-of-Charge Estimation with Open-Circuit-Voltage for Lead-Acid Batteries," in *2007 Power Conversion Conference - Nagoya*, 2007, pp. 758-762.
- [29] R. F. Bastos, "Sistema de gerenciamento para carga e descarga de baterias (chumbo-ácido) e para busca do ponto de máxima potência gerada em painéis fotovoltaicos empregados em sistemas de geração distribuída," Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade de São Carlos, 2013.
- [30] L. Guo, C. Hu, and G. Li, "The SOC estimation of battery based on the method of improved Ampere-hour and Kalman filter," in *2015 IEEE 10th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2015, pp. 1458-1460.
- [31] N. Akbar, M. Islam, S. S. Ahmed, and A. A. Hye, "Dynamic model of battery charging," in *TENCON 2015 - 2015 IEEE Region 10 Conference*, 2015, pp. 1-4.
- [32] K. Nakajo, S. Kumarasinghe, Y. Shimamura, S. Takahashi, K. Motegi, and Y. Shiraishi, "On-line measurement system for internal resistance in lead acid battery," in *2016 55th Annual Conference of the Society of Instrument and Control Engineers of Japan (SICE)*, 2016, pp. 103-108.

- [33] H. Chaoui, S. Miah, A. Oukaour, and H. Gualous, "State-of-charge and state-of-health prediction of lead-acid batteries with genetic algorithms," in *2015 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2015, pp. 1-6.
- [34] B. Friedland, *Control system design: An introduction to State-Space Methods*, Reprint of the McGraw-Hill Book Company 1986 edition ed.: Dover Publications, 2005.
- [35] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*, 1st edition ed.: Wiley, 2008.
- [36] I. Barbi, *Projeto de fontes chaveadas*, 2<sup>a</sup> edição ed.: Ed. do autor, 2007.
- [37] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd edition ed.: Springer, 2007.

## APENDICE A – CÓDIGO MATLAB® – OBTENÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
close all;
clear all;
clc;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% PARAMETROS - BOOST
L = 800*10^-6;
Co = 200*10^-6;
R = 12;
D = 0.625;

Vi_nom = 12;
dVi = 3;
Vi_min = Vi_nom - dVi;
Vi_max = Vi_nom + dVi;
Io_min = 0.05;
Io_max = 2;
Vo = 24;
I = 1;
%I = (Io_max*Vo)/Vi_min;
Vi = Vi_min;

%% MODELAGEM CCM - ESPAÇO DE ESTADOS
% -> (0 -> DT)
A1 = [0 0; 0 -1/(R*Co)];
B1 = [1/L; 0];
C1i = [1 0]; % p corrente no indutor
C1v = [0 1]; % p tensão no indutor
% -> (DT -> T)
A2 = [0 -1/L; 1/Co -1/(R*Co)];
B2 = [1/L; 0];
C2i = [1 0];
C2v = [0 1];
% -> Resultante
A = A1*D+A2*(1-D);
B = B1*D+B2*(1-D);
Ci = C1i*D+C2i*(1-D);
Cv = C1v*D+C2v*(1-D);
% Aplicação de distúrbio: x = X +
delt(x), i = I + delt(i)...
X = [I; Vo];
Vg = Vi;
% f*delt(d) ->
f = (A1-A2)*X+(B1-B2)*Vg;

s = tf('s');
% Vo(s)/d(s) - Malha de Tensão de
saída
Vo_d = Cv*inv(s*eye(2)-A)*f;
Gs_v = minreal(Vo_d,0.000001);
Gs_v_num =Gs_v.num{1};
Gs_v_den =Gs_v.den{1};
Gs_v_zeros = roots(Gs_v_num);
Gs_v_polos = roots(Gs_v_den);

% iL(s)/d(s) - Malha de Corrente no
Indutor
iL_d = Ci*inv(s*eye(2)-A)*f;
Gs_i = minreal(iL_d,0.000001);
Gs_i_num =Gs_i.num{1};
Gs_i_den =Gs_i.den{1};
Gs_i_zeros = roots(Gs_i_num);
Gs_i_polos = roots(Gs_i_den);

% Vo(s)/iL(s) - Malha de tensão por
corrente
Gs_vi = Vo_d/iL_d;
Gs_vi = minreal(Gs_vi,0.0001)
Gs_vi_num =Gs_vi.num{1}
Gs_vi_den =Gs_vi.den{1}
Gs_vi_zeros = roots(Gs_vi_num)
Gs_vi_polos = roots(Gs_vi_den)

% Vo(s)/iL(s) - Malha de tensão por
corrente
Gs_iv = Gs_i/Gs_v;
Gs_iv = minreal(Gs_iv,0.000001);
Gs_iv_num =Gs_iv.num{1};
Gs_iv_den =Gs_iv.den{1};
Gs_iv_zeros = roots(Gs_iv_num);
Gs_iv_polos = roots(Gs_iv_den);

```



## APENDICE B – ALGORITMO NO MATLAB – TABELA DE DADOS DE TENSÃO/SOC DISCRETIZADOS PARA ESTIMAÇÃO DO ESTADO DE CARGA DAS BATERIAS EM TEMPO REAL

```

% Referente a corrente de descarga de 4.8679 A ao SOC(:) = [100 ... 0]
Vsoc_TABLE(5,:) = [12.9497 12.6358 12.3619 12.3564 12.3569 12.3570 12.3553
12.3535 12.3504 12.3468 12.3420 12.3373 12.3318 12.3267 12.3203 12.3155
12.3075 12.3023 12.2935 12.2878 12.2800 12.2724 12.2663 12.2578 12.2518
12.2434 12.2370 12.2275 12.2207 12.2112 12.2042 12.1949 12.1841 12.1763
12.1655 12.1582 12.1482 12.1404 12.1303 12.1226 12.1115 12.1002 12.0916
12.0806 12.0726 12.0613 12.0493 12.0402 12.0276 12.0189 12.0066 11.9953
11.9858 11.9727 11.9630 11.9500 11.9370 11.9266 11.9128 11.8991 11.8891
11.8755 11.8647 11.8505 11.8355 11.8245 11.8092 11.7937 11.7824 11.7671
11.7508 11.7379 11.7213 11.7046 11.6871 11.6737 11.6558 11.6371 11.6230
11.6044 11.5850 11.5648 11.5500 11.5299 11.5087 11.4864 11.4688 11.4453
11.4196 11.3942 11.3675 11.3464 11.3167 11.2860 11.2537 11.2185 11.1817
11.1416 11.0981 11.0617 10.9871];
% Referente a corrente de descarga de 2.3380 A ao SOC(:) = [100 ... 0]
Vsoc_TABLE(4,:) = [13.0846 12.6614 12.6713 12.6716 12.6668 12.6579 12.6492
12.6404 12.6285 12.6173 12.6079 12.5969 12.5861 12.5749 12.5647 12.5560
12.5453 12.5349 12.5246 12.5180 12.5085 12.4993 12.4908 12.4824 12.4731
12.4649 12.4543 12.4462 12.4360 12.4260 12.4175 12.4067 12.3969 12.3876
12.3780 12.3672 12.3577 12.3468 12.3357 12.3267 12.3156 12.3040 12.2924
12.2822 12.2707 12.2599 12.2489 12.2385 12.2260 12.2162 12.2034 12.1906
12.1805 12.1671 12.1551 12.1432 12.1311 12.1176 12.1049 12.0941 12.0807
12.0663 12.0528 12.0383 12.0241 12.0100 11.9961 11.9801 11.9652 11.9511
11.9344 11.9190 11.9040 11.8855 11.8702 11.8521 11.8355 11.8159 11.7969
11.7793 11.7591 11.7399 11.7183 11.6963 11.6735 11.6490 11.6266 11.5998
11.5733 11.5452 11.5149 11.4831 11.4495 11.4133 11.3756 11.3321 11.2819
11.2292 11.1653 11.0911 10.9944];
% Referente a corrente de descarga de 1.5782 A ao SOC(:) = [100 ... 0]
Vsoc_TABLE(3,:) = [13.2136 12.7897 12.7531 12.7434 12.7414 12.7368 12.7291
12.7224 12.7147 12.7041 12.6961 12.6860 12.6776 12.6684 12.6597 12.6506
12.6408 12.6315 12.6229 12.6134 12.6038 12.5943 12.5845 12.5732 12.5638
12.5545 12.5442 12.5350 12.5245 12.5149 12.5040 12.4945 12.4849 12.4731
12.4620 12.4496 12.4389 12.4281 12.4151 12.4050 12.3944 12.3819 12.3716
12.3584 12.3481 12.3347 12.3237 12.3117 12.2987 12.2872 12.2727 12.2607
12.2482 12.2351 12.2213 12.2088 12.1958 12.1831 12.1690 12.1548 12.1405
12.1283 12.1129 12.0992 12.0847 12.0719 12.0572 12.0406 12.0244 12.0087
11.9929 11.9762 11.9603 11.9418 11.9231 11.9075 11.8886 11.8694 11.8503
11.8306 11.8109 11.7902 11.7693 11.7469 11.7240 11.7007 11.6738 11.6491
11.6199 11.5910 11.5619 11.5278 11.4943 11.4564 11.4153 11.3688 11.3173
11.2602 11.1892 11.1113 10.9994];
% Referente a corrente de descarga de 0.7587 A ao SOC(:) = [100 ... 0]
Vsoc_TABLE(2,:) = [13.3637 13.0535 13.0191 12.9878 12.9552 12.9240 12.8997
12.8839 12.8728 12.8621 12.8536 12.8421 12.8321 12.8231 12.8142 12.8031
12.7920 12.7827 12.7724 12.7618 12.7505 12.7411 12.7301 12.7200 12.7098
12.6972 12.6864 12.6748 12.6642 12.6529 12.6421 12.6306 12.6191 12.6082
12.5969 12.5837 12.5723 12.5616 12.5497 12.5371 12.5252 12.5122 12.4997
12.4879 12.4763 12.4629 12.4498 12.4368 12.4223 12.4094 12.3948 12.3833
12.3698 12.3544 12.3409 12.3262 12.3119 12.2978 12.2843 12.2687 12.2532
12.2409 12.2266 12.2105 12.1965 12.1823 12.1656 12.1403 12.1227 12.1057
12.0878 12.0712 12.0524 12.0344 12.0167 11.9973 11.9776 11.9584 11.9388
11.9163 11.8948 11.8743 11.8517 11.8269 11.8050 11.7787 11.7571 11.7300
11.7011 11.6719 11.6408 11.6078 11.5722 11.5324 11.4889 11.4414 11.3857
11.3237 11.2440 11.1453 10.9985];
% Referente a corrente de descarga de 0.3691 A ao SOC(:) = [100 ... 0]

```

```
Vsoc_TABLE(1,:) = [13.3815 12.9574 12.9428 12.9307 12.9230 12.9146 12.9181  
12.9180 12.9068 12.8996 12.8922 12.8847 12.8774 12.8724 12.8684 12.8593  
12.8491 12.8381 12.8271 12.8193 12.8094 12.7993 12.7892 12.7803 12.7701  
12.7599 12.7515 12.7413 12.7296 12.7200 12.7078 12.6982 12.6878 12.6785  
12.6667 12.6571 12.6461 12.6373 12.6282 12.6453 12.6382 12.6316 12.6246  
12.5710 12.5582 12.5442 12.5318 12.5192 12.5078 12.4936 12.4807 12.4667  
12.4532 12.4551 12.4412 12.4324 12.4241 12.4131 12.4016 12.3892 12.3951  
12.3559 12.3418 12.3260 12.3123 12.2908 12.2762 12.2605 12.2439 12.2282  
12.2081 12.1899 12.1734 12.1526 12.1352 12.1148 12.0941 12.0731 12.0532  
12.0286 12.0052 11.9833 11.9610 11.9368 11.9108 11.8860 11.8575 11.8306  
11.8010 11.7646 11.7328 11.6989 11.6616 11.6213 11.5762 11.5264 11.4679  
11.4012 11.3153 11.1988 10.9999];  
%% fim
```

## ANEXO I – CATÁLOGO BATERIA FIRST POWER FP1250

### BATERIAS FIRST POWER - 6 E 12V - SÉRIE AGM (VRLA)

#### ▶ PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS

- Bateria Chumbo Ácida Regulada por Válvula - VRLA;
- Tecnologia AGM com eletrólito absorvido;
- Vaso em resina ABS especial com elevada resistência mecânica;
- Opera em larga faixa de temperatura -15 a 50°C;
- Maior expectativa de vida e menor taxa de auto descarga;
- Apresentam alta performance em elevadas taxas de descarga.

- Podem ser utilizadas conjugadas com equipamentos e pessoas, pois são projetadas para não permitirem a liberação de gases nocivos à saúde e integridade dos equipamentos. A quantidade de gases exalada é desprezível;
- Podem ser utilizadas em diversas posições;
- Permitem uma instalação simples e otimizada;
- Atendem o Guia EUROBAT;
- São seguras para o transporte aéreo (IATA - A67).

#### ▶ PRINCIPAIS APLICAÇÕES

- Telecomunicações;
- No Break (UPS);
- Geração transmissão e distribuição de energia;
- Sistemas alternativos de energia: solar e eólica;
- PABX;
- Aplicações em ambientes externos - "OUT DOOR";
- Sistemas de segurança e alarmes;
- Equipamentos médicos;
- Entretenimento.

A qualidade das baterias FIRST POWER - série "STANDARD" é assegurada pela SEC POWER e pela HOMOLOGAÇÃO ANATEL N°. 1809-07-4148 em conformidade com a resolução da Anatel N° 242 de 30 de novembro de 2000. A qual atende aos mais rígidos padrões de qualidade nacionais e internacionais.

Certificado de Conformidade CPQD - N° 1175

Homologação ANATEL 1809-07-4148

#### ▶ CARACTERÍSTICAS DIMENSIONAIS E ELETRICAS

MODELO	Capacidade (Ah) à 1,75 vpc -25°C					Máxima corrente de carga (A)	Resistência Interna (mOhm)	Dimensões (mm)			Peso (kg)	Terminal Tipo, Parafuso e Posição
	20h	10h	5h	3h	1h			Comp.	Larg.	Alt. c/ term.		
FP 6-28	2,8	2,6	2,3	2,07	1,73	0,56	27	66	33	104	0,6	Faston-T1 (Cu)-A
FP 6-40	4	3,7	3,35	2,85	2,47	0,8	25	70	47	107	0,7	
FP 6-100	10	9,5	8,65	7,74	6,32	2	11	151	50	100	1,6	Faston-T1 (Cu)-C
FP 6-120	12	11,2	10,15	9,3	7,34	2,4	10	151	50	100	1,85	
FP 12-50	5	4,6	4,25	3,72	3,06	1	33	90	70	107	1,65	
FP 12-50HR	5,2	5	4,65	4,11	3,36	1	32	90	70	107	1,8	Faston-T1 (Cu)-F
FP 12-70	7	6,9	5,8	5,1	4,48	1,4	22	151	65	100	2,3	
FP 12-70S	6,96	6,3	5,55	5,04	4,01	1,3	18	151	65	100	2,1	
FP 12-70SL	7,16	6,4	5,65	5,13	4,02	1,3	18	151	52	99	2,18	
FP 12-72	7,2	7	5,95	5,25	4,54	1,44	22	151	65	100	2,45	Faston-T2 (Cu)-F
FP 12-90	9	8,3	7,6	6,69	5,5	1,8	18	151	65	100	2,6	
FP 12-120	12	11	10,15	9,24	7,34	2,4	17	151	98	101	3,7	Insert-T8/M5 (Cu)-D
FP 12-180	18	17,1	14,9	13,08	11	3,6	16	181	77	167	5,5	
FP 12-240	25,1	24	21,75	19,29	14,9	4,8	12	166	175	125	8,2	Flag-T3/M5 (Cu)-D
FP 12-260	26	23,9	21,6	19,95	15,9	5,2	12	165	176	127	8,4	
FP 12-280A	28	27,1	24	21,12	18,1	5,6	11	165	125	175	9,5	Insert-T8/M5 (Cu)-D
LFP 12-33	33,8	33,2	29,5	25,59	19,6	6,6	10	195	130	180	10,2	Flag-T7/M6 (Pb)-C
LFP 12-40	42,2	40,2	35,7	30,3	24,5	8	9,5	197	165	170	13,5	Insert-T9/M6 (Cu)-D
LFP 12-45	46	45,2	38,2	32,7	25,4	9	8	197	165	170	13,7	

### TIPOS DE TERMINAIS E POSICIONAMENTOS

#### ▶ TERMINAIS TIPO "INSERT E FLAG"

MODELO	TIPO	A	B	C	D	E	MAT.
T7	FLAG	17	8,0	29	8,5	9,0	Pb
T3	FLAG	18	2,0	14	5,0	5,5	Cu

MODELO	TIPO	Φ	PARAFUSO	MAT.
T8	INSERT	12	M5	Cu
T9	INSERT	14	M6	Cu

## CARACTERÍSTICAS DE DESCARGA

TABELA DE DESCARGA EM AMPÈRES A 25°C - BATERIAS FIRST POWER - 6 E 12VOLT (AGM)

MODELO	Tensão Final (Vpc)	Tempo (horas)												
		5	10	15	30	60	2	3	4	5	6	8	10	20
FP628	1,60	11,50	7,00	5,50	3,30	1,83	0,69	0,71	0,59	0,46	0,44	0,33	0,270	0,160
	1,70	10,90	6,34	5,26	2,98	1,76	0,68	0,70	0,58	0,47	0,43	0,32	0,265	0,145
	1,75	10,50	6,03	5,15	2,89	1,73	0,67	0,69	0,56	0,46	0,42	0,31	0,260	0,140
	1,80	10,20	5,43	5,02	2,83	1,67	0,66	0,68	0,55	0,45	0,40	0,30	0,250	0,138
FP640	1,60	15,6	10,00	8,00	4,80	2,64	1,42	0,97	0,81	0,69	0,61	0,45	0,39	0,220
	1,70	14,8	9,50	7,66	4,61	2,53	1,40	0,96	0,80	0,68	0,60	0,44	0,38	0,210
	1,75	14,5	9,27	7,53	4,52	2,47	1,39	0,95	0,79	0,67	0,59	0,43	0,37	0,200
	1,80	13,9	8,93	7,30	4,38	2,40	1,37	0,94	0,78	0,66	0,58	0,42	0,36	0,190
FP6100	1,60	40,00	20,00	20,00	11,00	6,70	3,65	2,64	2,03	1,70	1,32	1,12	0,97	0,510
	1,70	38,00	24,70	19,20	11,00	6,43	3,50	2,60	2,00	1,75	1,50	1,11	0,96	0,505
	1,75	36,20	24,02	18,80	10,80	6,32	3,47	2,58	1,98	1,73	1,48	1,10	0,95	0,500
	1,80	35,70	23,20	18,20	10,50	6,11	3,43	2,55	1,96	1,72	1,47	1,09	0,94	0,495
FP6120	1,60	46,00	31,00	24,50	13,50	7,80	4,26	3,18	2,44	2,09	1,83	1,34	1,14	0,620
	1,70	43,70	29,50	23,30	13,00	7,49	4,20	3,12	2,40	2,05	1,80	1,33	1,13	0,610
	1,75	42,80	28,70	23,10	12,70	7,34	4,17	3,10	2,38	2,03	1,78	1,32	1,12	0,600
	1,80	41,00	27,70	21,60	12,30	7,11	4,12	3,03	2,35	2,00	1,76	1,31	1,11	0,590
FP1250	1,60	19,00	12,00	9,78	5,75	3,25	1,77	1,27	1,01	0,87	0,75	0,55	0,47	0,260
	1,70	18,10	11,40	9,38	5,52	3,12	1,75	1,25	1,00	0,85	0,74	0,54	0,465	0,255
	1,75	17,60	11,00	9,20	5,39	3,06	1,74	1,24	0,98	0,85	0,73	0,53	0,46	0,250
	1,80	17,00	10,70	8,91	5,24	2,96	1,71	1,22	0,97	0,84	0,72	0,52	0,44	0,245
FP1250HR	1,60	20,90	13,20	10,98	6,05	3,58	2,13	1,40	1,22	0,95	0,81	0,67	0,52	0,270
	1,70	19,90	12,50	10,00	5,81	3,43	2,10	1,38	1,20	0,94	0,80	0,66	0,51	0,265
	1,75	19,40	12,10	9,70	5,62	3,36	2,08	1,37	1,19	0,93	0,87	0,65	0,50	0,260
	1,80	18,70	11,80	9,53	5,52	3,28	2,06	1,35	1,18	0,92	0,85	0,64	0,49	0,250
FP1270	1,60	27,00	18,00	14,00	8,40	4,70	2,49	1,74	1,42	1,19	1,07	0,79	0,71	0,370
	1,70	25,70	17,10	13,40	8,08	4,55	2,45	1,71	1,40	1,17	1,05	0,78	0,70	0,360
	1,75	24,70	16,60	13,32	7,75	4,48	2,43	1,70	1,39	1,16	1,05	0,77	0,69	0,350
	1,80	24,20	16,10	12,70	7,66	4,35	2,40	1,68	1,37	1,14	1,03	0,76	0,68	0,345
FP1270S	1,60	25,00	15,60	12,40	7,47	4,27	2,47	1,71	1,40	1,15	1,05	0,78	0,65	0,355
	1,70	23,70	14,80	12,00	7,17	4,11	2,43	1,69	1,38	1,12	1,04	0,77	0,64	0,350
	1,75	23,80	14,40	11,75	7,03	4,01	2,41	1,68	1,37	1,11	1,03	0,76	0,63	0,348
	1,80	22,40	14,01	11,40	6,84	3,90	2,38	1,66	1,35	1,10	1,01	0,75	0,62	0,345
FP1270SL	1,60	26,00	16,20	13,00	7,72	4,29	2,49	1,74	1,42	1,17	1,07	0,79	0,66	0,363
	1,70	24,70	15,50	12,60	7,52	4,12	2,45	1,72	1,41	1,14	1,06	0,78	0,66	0,360
	1,75	23,40	14,80	11,90	7,33	4,02	2,43	1,71	1,40	1,13	1,04	0,77	0,64	0,358
	1,80	23,20	14,80	11,80	7,13	3,92	2,40	1,68	1,38	1,12	1,03	0,76	0,63	0,355
FP1272	1,60	27,50	18,40	14,30	8,57	4,79	2,58	1,79	1,46	1,23	1,10	0,81	0,72	0,370
	1,70	26,20	17,40	13,70	8,22	4,64	2,54	1,76	1,44	1,20	1,09	0,80	0,71	0,365
	1,75	25,40	17,00	13,40	7,95	4,54	2,52	1,75	1,43	1,19	1,08	0,79	0,70	0,360
	1,80	24,70	16,40	13,00	7,81	4,44	2,47	1,72	1,41	1,17	1,06	0,78	0,69	0,355
FP1290	1,60	39,00	25,70	19,00	10,60	5,85	3,20	2,28	1,83	1,55	1,37	1,05	0,85	0,460
	1,70	37,10	24,20	18,10	10,20	5,62	3,15	2,25	1,81	1,53	1,36	1,03	0,84	0,455
	1,75	35,70	23,50	17,50	9,82	5,50	3,12	2,23	1,79	1,52	1,35	1,01	0,83	0,450
	1,80	34,80	23,00	17,30	9,70	5,34	3,09	2,21	1,78	1,50	1,32	0,99	0,82	0,445
FP12120	1,60	45,80	28,80	23,50	13,20	7,80	4,25	3,17	2,44	2,08	1,83	1,34	1,12	0,610
	1,70	43,90	27,40	22,50	12,90	7,49	4,19	3,11	2,40	2,05	1,81	1,33	1,11	0,605
	1,75	42,30	26,70	22,10	12,40	7,34	4,16	3,08	2,38	2,03	1,80	1,32	1,10	0,600
	1,80	40,70	25,70	21,40	12,20	7,11	4,11	3,06	2,35	2,01	1,78	1,31	1,09	0,590
FP 12180	1,60	70,00	45,00	36,00	20,00	12,00	6,39	4,47	3,65	3,05	2,74	2,01	1,73	0,915
	1,70	66,50	42,80	34,60	19,20	11,50	6,30	4,40	3,60	3,00	2,72	1,99	1,72	0,910
	1,75	64,50	41,40	33,60	18,80	11,00	6,25	4,36	3,57	2,98	2,70	1,98	1,71	0,900
	1,80	62,50	40,20	32,80	18,20	10,90	6,17	4,31	3,53	2,94	2,65	1,97	1,70	0,895
FP 12240	1,60	96,00	60,00	48,00	26,00	16,00	8,69	6,00	4,87	4,47	3,86	2,88	2,44	1,270
	1,70	91,20	61,80	46,10	27,80	15,40	8,40	6,50	4,80	4,40	3,62	2,86	2,41	1,260
	1,75	90,50	58,80	45,20	27,20	14,90	8,33	6,43	4,78	4,35	3,60	2,84	2,40	1,255
	1,80	85,70	58,00	43,80	26,40	14,80	8,23	6,37	4,70	4,31	3,53	2,82	2,39	1,250
FP 12280A	1,60	95,00	65,00	50,80	28,20	16,90	9,24	6,83	5,28	4,51	3,98	2,90	2,47	1,320
	1,70	90,20	61,80	48,80	27,20	16,20	9,10	6,80	5,20	4,42	3,92	2,88	2,43	1,310
	1,75	85,70	59,50	47,80	26,70	15,90	9,03	6,65	5,16	4,32	3,80	2,86	2,39	1,300
	1,80	84,80	58,00	46,40	26,00	15,40	8,92	6,58	5,10	4,26	3,82	2,84	2,37	1,270
LFP 1233	1,60	112,00	70,00	54,70	31,00	19,50	9,95	7,21	5,68	4,92	4,26	3,13	2,74	1,420
	1,70	106,00	66,50	52,60	29,80	18,70	9,80	7,10	5,60	4,85	4,23	3,11	2,72	1,410
	1,75	104,00	63,50	51,50	28,90	18,10	9,72	7,04	5,57	4,80	4,20	3,09	2,71	1,400
	1,80	100,00	62,50	49,60	28,30	17,80	9,60	6,96	5,49	4,75	4,12	3,08	2,70	1,395
LFP 1240	1,60	110,00	70,50	58,00	34,90	20,80	12,10	8,85	6,87	6,07	5,12	4,02	3,37	1,740
	1,70	105,00	67,00	55,60	32,90	20,00	11,90	8,80	6,77	5,95	5,05	3,96	3,33	1,720
	1,75	102,00	65,40	54,60	32,30	19,60	11,80	8,53	6,71	5,90	4,95	3,90	3,32	1,690
	1,80	98,60	63,00	52,80	31,30	19,00	11,60	8,25	6,63	5,77	4,93	3,92	3,30	1,680
LFP 1246	1,60	126,00	84,00	68,00	41,90	26,00	14,60	10,40	8,32	7,31	6,21	4,87	4,08	2,130
	1,70	120,00	79,80	65,30	39,90	25,00	14,40	10,20	8,20	7,20	6,12	4,83	4,04	2,120
	1,75	117,00	77,80	64,00	39,10	24,90	14,30	10,10	8,13	7,14	6,05	4,80	4,02	2,110
	1,80	113,00	75,00	62,00	37,90	23,70	14,10	10,00	8,04	7,08	6,00	4,75	4,00	2,100
LFP 1246	1,60	142,00	94,50	74,30	46,80	28,40	16,40	11,80	9,30	8,22	6,99	5,48	4,59	2,320
	1,70	135,00	89,80	71,30	44,90	27,20	16,20	11,50	9,23	8,10	6,89	5,43	4,55	2,310
	1,75	131,00	87,80	69,80	44,00	26,70	16,10	11,40	9,15	8,08	6,80	5,40	4,52	2,300
1,80	127,00	84,40	67,70	42,70	26,90	15,90	11,20	9,04	7,94	6,75	5,35	4,49	2,250	