

TARCÍSIO JOSÉ PEDROBON FERREIRA

**Sistema de Gerenciamento de Energia para Controle de Carga/Descarga
entre Baterias de Lítio e Ultracapacitores, envolvendo Sistema de Tração
Elétrica com Frenagem Regenerativa.**

Ilha Solteira

2014

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

TARCÍSIO JOSÉ PEDROBON FERREIRA

**Sistema de Gerenciamento de Energia para Controle de Carga/Descarga
entre Baterias de Lítio e Ultracapacitores, envolvendo Sistema de Tração
Elétrica com Frenagem Regenerativa.**

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia do Câmpus de Ilha Solteira – UNESP como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.
Área de Conhecimento: Automação.

Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin
Orientador

Prof. Dr. Guilherme de Azevedo e Melo
Co-Orientador

Ilha Solteira

2014

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

F383s Ferreira, Tarcísio José Pedrobon.
Sistema de gerenciamento de energia para controle de carga/descarga entre baterias de lítio e ultracapacitores, envolvendo sistema de tração elétrica com frenagem regenerativa / Tarcísio José Pedrobon Ferreira. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2014

193 f. : il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2014

Orientador: Carlos Alberto Canesin

Co-orientador: Guilherme de Azevedo e Melo

Inclui bibliografia

1. Frenagem regenerativa. 2. Conversor CC-CC bidirecional. 3. Fontes acumuladoras de energia.



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA

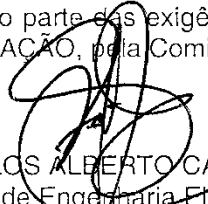
CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: Sistema de Gerenciamento de Energia para Controle de Carga/Descarga entre Baterias de Lítio e Ultracapacitores, envolvendo Sistema de Tração Elétrica com Frenagem regenerativa

AUTOR: TARCISIO JOSÉ PEDROBON FERREIRA

ORIENTADOR: Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área: AUTOMACÃO, pela Comissão Examinadora:



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



Prof. Dr. FALCÕES JOSÉ MENDES DE SEIXAS
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira



Prof. Dr. RUBEN BARROS GODOY
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de Mato Grosso do Sul

Data da realização: 24 de outubro de 2014.

AGRADECIMENTOS

À Deus, por ter me dado saúde e apoio espiritual durante as etapas do trabalho.

Ao meu Orientador Professor Doutor Carlos Alberto Canesin, pela orientação, incentivo, profissionalismo e por toda a estrutura oferecida.

Ao meu Co-Orientador Professor Doutor Guilherme de Azevedo e Melo, pelo comprometimento e ajuda na concepção do trabalho.

Aos meus pais Emídio e Solange pela educação conferida, sem a qual não estaria aqui hoje, e pela ajuda e compreensão nos momentos de dificuldade.

À meu irmão, William, pelos momentos de descontração.

À minha namorada Amanda, por todo o carinho e compreensão.

Aos amigos e companheiros de trabalho Marcos, José Carlos, Marcus, Luciano, Leonardo, Patrick pelas ideias e contribuições.

Ao Chaves, pela ajuda nas tarefas de usinagem.

À FEPISA e à CAPES pelo apoio financeiro.

RESUMO

Com a evolução da tecnologia das baterias, a indústria automobilística percebeu o potencial promissor dos veículos elétricos e vem investindo fortemente em carros de passeio, oferecendo o veículo híbrido (combustível líquido e eletricidade) como atrativo ao público mais conservador, além de trabalhar na evolução do sistema elétrico dos automotores. Com perspectivas de um futuro não muito distante no Brasil, este trabalho consiste no desenvolvimento de um sistema de gerenciamento de energia entre um banco de baterias de íons de lítio e supercapacitores, englobando o processo de frenagem regenerativa. A topologia de condicionamento de energia empregada consiste na conexão em cascata de dois conversores CC-CC bidirecionais de energia elétrica, cuja função é o controle da transferência de potência entre os armazenadores de energia supracitados e a máquina de tração do veículo. A energia recuperada, através da operação da máquina de tração como gerador, é armazenada nos acumuladores de energia, sendo o fluxo de energia dependente do nível de carga de cada acumulador. Para o desenvolvimento da lógica de controle do sistema, as características de carga e capacidade de transferência de potência dos elementos acumuladores de energia elétrica é levada em consideração, uma vez que é empregado um sistema híbrido de armazenadores de energia (baterias/supercapacitores), aproveitando as vantagens de cada uma das tecnologias. Para a etapa de simulação e análise da lógica de controle e para o gerenciamento do sistema, a plataforma Matlab/Simulink[®] foi escolhida em função da facilidade de prototipagem através da plataforma de implementação DSpace[®]. Como resultado prático desse trabalho, um protótipo de baixa escala contemplando lógica programável de gerenciamento de energia foi desenvolvido, tendo como vantagem a flexibilidade de implementação de novas regras de gerenciamento através de funções de programação.

Palavras-chave: Veículos elétricos. Frenagem regenerativa. Sistemas híbridos de armazenamento de energia. Baterias. Supercapacitores. Conversor CC-CC bidirecional.

ABSTRACT

With the batteries' technology evolution, the automobile industries noted the vehicle's promising potential and comes strongly investing in passenger cars, offering the hybrid electric vehicles (liquid and electricity fuels), attracting the more conservative public, besides working on the evolution of automotive electrical systems. With prospects of a not too distant future in Brazil, this work is the development of energy management system between a battery and a supercapacitor packs, including regenerative braking process. The electrical energy conditioning topology adopted is the cascaded configuration of two bidirectional DC-DC converters, which provide the energy power flow between energy storage components aforementioned and the vehicle traction machine. The regenerated energy, drawn from the traction machine in generator mode, is stored in the power conditioners, where the power flux depends on the charge condition of each one of the conditioners. For the control logic development, the storage system characteristics and the conditioners power transfer capacity are considered, once a hybrid energy storage system (batteries/supercapacitors) is used, taking into account the advantages of each technology. For simulation analysis and control logic management system, the Matlab/Simulink[®] software was chosen because its integration to the DSpace[®] platform and implementation easiness. The practical results involve a small-scale prototype, covering a programmable energy management logic, with the advantage of allowing the flexibility of new management roles implementation through programming functions.

Keywords: Electric vehicles. Regenerative braking. Hybrid energy storage systems. Batteries. Supercapacitors. Bidirectional DC-DC converters.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Primeiro motor de popa (a) e primeira aplicação prática (b).	21
Figura 2 - Triciclo elétrico de Ayrton & Perry.	22
Figura 3 - O Electrobat.	23
Figura 4 - O táxi híbrido de Jenatzy.	23
Figura 5 - Sistema em escala reduzida para o gerenciamento de energia entre fontes acumuladoras e para o acionamento e frenagem regenerativa de um motor CC.	29
Figura 6 - Conversor CC-CC bidirecional básico.	32
Figura 7 - Operação <i>Boost</i> do conversor bidirecional.	33
Figura 8 - Operação <i>Buck</i> do conversor bidirecional.	34
Figura 9 - Modulação por largura de pulso (PWM).	34
Figura 10 - Modelo da chave PWM.	36
Figura 11 - Modelo CC e à pequenos sinais da chave PWM.	37
Figura 12 - Circuitos resultantes da subdivisão do conversor bidirecional.	38
Figura 13 - Modelos médios obtidos para os conversores <i>Buck</i> e <i>Boost</i> .	38
Figura 14 - Circuito equivalente do conversor <i>Boost</i> para o primeiro e segundo intervalos.	41
Figura 15 - Representação de (20) e (21) na forma de circuito elétrico.	42
Figura 16 - Circuito resultante do conversor <i>Boost</i> após a representação das fontes dependentes por transformador equivalente.	43
Figura 17 - Curvas características do rendimento do conversor <i>Boost</i> operando segundo controle de corrente no indutor em função de V_1 .	44
Figura 18 - Circuito equivalente do conversor <i>Buck</i> para o primeiro e segundo intervalos.	44
Figura 19 - Modelo do transformador CC para o conversor <i>Buck</i> .	45
Figura 20 - Curvas características do rendimento do conversor <i>Buck</i> operando segundo controle da corrente no indutor em função de V_2 .	46
Figura 21 - Conversor <i>Buck</i> de duas entradas.	48
Figura 22 - Conversor <i>Buck</i> de duas entradas com fluxo bidirecional de energia.	48
Figura 23 - Conexão passiva em cascata do sistema bateria/supercapacitor.	49
Figura 24 - Configuração supercapacitor/bateria.	50
Figura 25 - Conversor CC-CC bidirecional <i>interleaved</i> de três estágios.	50
Figura 26 - Configuração paralela ativa da bateria e do supercapacitor.	51

Figura 27 - Sistema de gerenciamento de energia híbrido.	52
Figura 28 - Conversor CC-CC bidirecional universal.	53
Figura 29 - Conexão em cascata das fontes armazenadoras de energia.	55
Figura 30 - Sistema proposto para o gerenciamento da energia.	60
Figura 31 - Diagrama de blocos para o controle da corrente no indutor.	64
Figura 32 - Método da chave PWM: conversor <i>Buck</i> (análise CC – etapa de tração).	64
Figura 33 - Controle da corrente de armadura durante a frenagem regenerativa.	66
Figura 34 - Método da chave PWM: conversor <i>Boost</i> (análise CC – etapa de regeneração).	66
Figura 35 - Método da chave PWM: conversor <i>Boost</i> (análise a pequenos sinais – etapa de regeneração).	67
Figura 36 - Controle da corrente no banco de baterias durante a tração.	68
Figura 37 - Método da chave PWM: conversor <i>Boost</i> (análise CC – etapa de tração).	69
Figura 38 - Método da chave PWM: conversor <i>Boost</i> (análise a pequenos sinais – etapa de tração).	69
Figura 39 - Controle da corrente no banco de baterias durante o processo de carga.	70
Figura 40 - Método da chave PWM: conversor <i>Buck</i> (análise CC – etapa de carga do banco de baterias).	71
Figura 41 - Método da chave PWM: conversor <i>Buck</i> (análise a pequenos sinais– etapa de carga do banco de baterias).	71
Figura 42 - Transformação de fontes para a análise a pequenos sinais.	72
Figura 43 - Circuito para a análise a pequenos sinais após a transformação de fontes.	72
Figura 44 - Diagrama geral do sistema de frenagem regenerativa desenvolvido.	74
Figura 45 - Estrutura interna dos controladores.	75
Figura 46 - Subsistemas constituintes da Lógica de Controle 1.	77
Figura 47 - Subsistema responsável pela habilitação da carga das baterias à corrente constante.	77
Figura 48 - Blocos lógicos para a carga à tensão constante.	78
Figura 49 - Implementação da Eq. (70).	79
Figura 50 - Estrutura interna do subsistema Gerenciamento de V_{c1} .	79
Figura 51 - Diagrama para o cálculo de I_{cref} durante a regeneração.	80
Figura 52 - Obtenção de I_{cref} .	81
Figura 53 - Controle dos valores possíveis para I_{ref1} .	81
Figura 54 - Gerenciamento durante as acelerações.	82
Figura 55 - Blocos para a obtenção de I_{dref} .	83

Figura 56 - Controle de carga do banco de supercapacitores.	84
Figura 57 - Subsistemas constituintes da Lógica de Controle 2.	85
Figura 58 - Subsistema para o controle de aceleração.	85
Figura 59 - Subsistema para o controle das frenagens regenerativas.	87
Figura 60 - Controle para a limitação da razão cíclica D_4 durante as frenagens regenerativas.	88
Figura 61 - Sistema implementado no PSIM [®] .	88
Figura 62 - Sistema resultante após o carregamento do arquivo gerado pela Figura 61 no bloco <i>SimCoupler</i> .	89
Figura 63 - Curva de ganho do controlador $G_{caj}(s)$.	91
Figura 64 - Diagrama de Bode do conversor bidirecional 1 operando como abaixador.	92
Figura 65 - Diagrama de Bode do controlador $G_{ca1}(s)$.	93
Figura 66 - Diagrama de Bode do ganho de malha $T_1(s)$.	94
Figura 67 - Diagrama de Bode do conversor bidirecional 1 operando como elevador.	94
Figura 68 - Diagrama de Bode do controlador $G_{ca2}(s)$.	95
Figura 69 - Diagrama de Bode do ganho de malha $T_2(s)$.	95
Figura 70 - Diagrama de Bode do conversor bidirecional 2 operando como elevador.	96
Figura 71 - Diagrama de Bode do controlador $G_{ca4}(s)$.	97
Figura 72 - Diagrama de Bode do ganho de malha $T_4(s)$.	97
Figura 73 - Identificação das perdas de energia no sistema de frenagem regenerativa.	98
Figura 74 - Formas de onda genéricas de corrente no transistor e no diodo.	106
Figura 75 - Circuito térmico equivalente para o cálculo do dissipador.	116
Figura 76 - Diagrama geral do protótipo em bancada.	121
Figura 77 - Fontes auxiliares da placa de “Isolação DSpace”.	123
Figura 78 - Condicionamento analógico dos sinais oriundos dos módulos de pré-processamento.	124
Figura 79 - Isoladores para as saídas digitais do DSpace [®] .	125
Figura 80 - Isoladores para as entradas digitais do DSpace [®] .	125
Figura 81 - Conectores para o DSpace [®] e da placa “Acelerador e freio”.	126
Figura 82 - Placa “Isolação DSpace”.	126
Figura 83 - Fontes auxiliares isoladas da placa “Painel”.	129
Figura 84 - Circuito do condicionamento analógico no “Painel” para um dos sinais medidos.	130
Figura 85 - Detalhes do circuito do micro controlador ATMEGA 8PU.	131

Figura 86 - Circuito para o acionamento dos displays de sete segmentos.	131
Figura 87 - Circuito para a inibição das correntes de referência e dos sinais aplicados ao <i>gate</i> .	132
Figura 88 - Circuito dos LEDs indicadores de status.	133
Figura 89 - Placa “Painel”.	134
Figura 90 - Circuito da placa “Isolação Painel”.	135
Figura 91 - Placa “Isolação Painel” confeccionada em laboratório.	136
Figura 92 - Fontes auxiliares da placa “Potência”.	137
Figura 93 - Esquemático dos conversores bidirecionais de energia (a) e identificação das tensões e correntes principais (b).	138
Figura 94 - Conectores e sinais envolvidos no acionamento dos drivers IGBT.	139
Figura 95 - Sensores de corrente.	140
Figura 96 - Placa “Potência” desenvolvida em laboratório.	141
Figura 97 - Driver para o acionamento de um transistor IGBT.	142
Figura 98 - Resultado da confecção das placas dos drivers em laboratório.	142
Figura 99 - “Sensor de Tensão 1”.	143
Figura 100 - “Sensor de Tensão 2”.	143
Figura 101 - “Sensor de Velocidade”.	144
Figura 102 - Circuito de pré-processamento para os sensores de corrente.	144
Figura 103 - Módulos de pré-processamento.	145
Figura 104 - Circuito da placa “Acelerador e Freio”.	146
Figura 105 - Placa “Acelerador e Freio”.	146
Figura 106 - Principais componentes integrantes do circuito do BQ77910A.	147
Figura 107 - Estágio de entrada para a conexão das baterias.	149
Figura 108 - Arranjo de transistores NPN para aumentar a corrente de equalização das baterias.	149
Figura 109 - Fontes auxiliares das placas dos equalizadores.	150
Figura 110 - Condicionamento digital do “Equalizador 1”.	151
Figura 111 - Protótipo do “Equalizador 1” desenvolvido em laboratório.	151
Figura 112 - Fontes auxiliares de alimentação para o “Programador”.	152
Figura 113 - Circuito empregado na comunicação com os equalizadores.	153
Figura 114 - Circuito para isolação dos sinais digitais enviados ao Equalizador.	154
Figura 115 - Placa “Programador” desenvolvida em laboratório.	155
Figura 116 - Banco de Baterias de Íon de Lítio.	155

Figura 117 - Módulo integrante do banco de supercapacitores.	157
Figura 118 - Banco de Supercapacitores.	158
Figura 119 - Conjunto motor-disco-tacômetro.	158
Figura 120 - Montagem experimental completa em bancada.	159
Figura 121 - Sinais do acelerador e freio.	161
Figura 122 - Evolução de ω_n com base nos sinais do acelerador e freio.	162
Figura 123 - Sinais de status da aceleração e frenagem regenerativa.	163
Figura 124 - Evolução temporal de $D_4(t)$.	163
Figura 125 - Corrente de armadura nas etapas de aceleração e frenagem.	164
Figura 126 - Corrente de descarga da bateria.	164
Figura 127 - Tensão no banco de supercapacitores em função do tempo.	165
Figura 128 - Corrente de descarga das baterias durante a carga dos supercapacitores.	166
Figura 129 - Banco de supercapacitores em processo de carga.	166
Figura 130 - Comparação entre os rendimentos teórico e simulado.	167
Figura 131 - Formas de onda de tensão (V_{ceT4}) e corrente (I_{cT4}) no transistor T4.	168
Figura 132 - Rendimento do conversor bidirecional 2 durante as frenagens para vários valores de I_a .	169
Figura 133 - Estrutura do controlador implementado no DSpace [®] .	171
Figura 134 - Subsistema evoluído para o controle de aceleração.	173
Figura 135 - Velocidade do eixo do motor CC.	174
Figura 136 - Evolução temporal de D_4 durante o procedimento de teste.	175
Figura 137 - Formas de onda de V_{bsc} , I_b e I_a segundo metodologia empregada na simulação.	176
Figura 138 - V_{bsc} , I_a e I_b durante a variação de carga no motor CC.	177
Figura 139 - V_{bsc} , I_a e I_b durante a transferência de energia direta do motor para as baterias.	178
Figura 140 - V_{bb} , I_a e I_b durante a transferência de energia direta do motor para as baterias.	179
Figura 141 - V_{bb} e I_b durante o processo de carga do banco de supercapacitores.	180
Figura 142 - Comparação entre o rendimento teórico, simulado e prático durante a regeneração.	182
Figura 143 - Curvas torque x velocidade obtidas do conjunto motor-disco.	192

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Características operacionais do conversor bidirecional básico.	33
Tabela 2 - Dados de placa do motor de corrente contínua.	56
Tabela 3 - Resultado da aplicação do fator de escala.	56
Tabela 4 - Especificações teóricas e comerciais do banco de baterias e do banco de supercapacitores.	58
Tabela 5 - Parâmetros dos controladores empregados.	98
Tabela 6 - Principais características do transistor FGH20N60UFD.	105
Tabela 7 - Resumo da análise dos esforços máximos de corrente nos transistores e diodos integrantes dos conversores bidirecionais de energia.	114
Tabela 8 - Potências máximas dissipadas para os transistores e diodos integrantes dos conversores bidirecionais de energia.	115
Tabela 9 - Resistências térmicas dos dissipadores para cada elemento.	117
Tabela 10 - Resultados teóricos finais para o cálculo térmico.	118
Tabela 11 - Identificação e descrição dos sinais e conectores empregados na placa “Isolação DSpace”.	127
Tabela 12 - Identificação e descrição dos sinais e conectores empregados na placa “Painel”.	134
Tabela 13 - Identificação e descrição dos sinais e conectores empregados na placa “Isolação Painel”.	136
Tabela 14 - Identificação e descrição dos sinais e conectores empregados na placa “Potência”.	141
Tabela 15 - Identificação e descrição dos sinais e conectores empregados na placa “Acelerador e Freio”.	145
Tabela 16 - Identificação e descrição dos sinais e conectores empregados na placa “Equalizador 1”.	152
Tabela 17 - Identificação e descrição dos sinais e conectores empregados no “Programador”.	156
Tabela 18 - Comparação entre os resultados teóricos e simulados.	167
Tabela 19 - Valores práticos obtidos para a determinação do rendimento na regeneração.	181
Tabela 20 - Ensaio do motor CC com carga e à vazio.	191
Tabela 21 - Ensaio do motor com o eixo bloqueado.	192

LISTA DE SÍMBOLOS

V_j	Tensão V_j
I_j	Corrente I_j
L	Indutor
T_j	Transistor j
D_j	Diodo j
$i_1(t)$	Corrente no primeiro intervalo em função do tempo
$i_2(t)$	Corrente no segundo intervalo em função do tempo
V_g	Tensão instantânea no <i>gate</i>
t_1	Tempo do primeiro intervalo
t_2	Tempo do segundo intervalo
T_s	Período de chaveamento
D	Razão cíclica
D'	Razão cíclica complementar
a	Terminal ativo
c	Terminal comum
p	Terminal passivo
i_a	Corrente no terminal ativo
i_c	Corrente no terminal comum
i_p	Corrente no terminal passivo
d	Razão cíclica instantânea
v_{cp}	Tensão instantânea entre c e p
v_{ap}	Tensão instantânea entre a e p
\hat{v}_{ap}	Tensão a pequenos sinais entre a e p
\hat{v}_{cp}	Tensão a pequenos sinais entre c e p
\hat{d}	Razão cíclica a pequenos sinais
\hat{i}_a	Corrente no terminal ativo a pequenos sinais
\hat{i}_c	Corrente no terminal comum a pequenos sinais
V_{ap}	Tensão média entre a e p
n	Nó
G_{buck}	Ganho estático do conversor <i>Buck</i>
V_{cp}	Tensão média entre c e p

R_L	Resistência série do indutor
V_{sat}	Tensão de saturação do transistor
V_d	Tensão direta no diodo em condução
$v_L(t)$	Tensão no indutor L em função do tempo
$i_c(t)$	Corrente no capacitor C em função do tempo
$\langle v_L(t) \rangle$	Tensão média no indutor L em um período
$\langle i_c(t) \rangle$	Corrente média no capacitor C em um período
V_p	Tensão média no enrolamento primário
η	Rendimento
P_{out}	Potência de saída
P_{in}	Potência de entrada
I_L	Corrente média no indutor
C_o	Capacitor de saída
V_{bat}	Tensão interna das baterias
V_{sc}	Tensão interna dos supercapacitores
M	Motor
C	Capacitor genérico
N	Número de células do conversor <i>interleaved</i>
L_i	Indutor i
V_{bb}	Tensão do banco de baterias
V_T	Tensão terminal de alimentação do motor CC
V_{bsc}	Tensão do banco de supercapacitores
I_b	Corrente no banco de baterias
I_a	Corrente de armadura
I_x, I_y	Correntes no barramento CC
cv	Cavalo vapor
V_f	Tensão de campo
I_f	Corrente de campo
$V_{\text{bsc}_{\text{min}}}$	Tensão mínima no supercapacitor
E_{sc}	Energia no supercapacitor
P_m	Potência do motor CC
C_{sc}	Capacitância do banco de supercapacitores
$V_{\text{bsc}_{\text{máx}}}$	Tensão máxima no supercapacitor
E_{bb}	Energia do banco de baterias

I_{bb}	Capacidade de corrente do banco de baterias
R_{sc}	Resistência série equivalente dos supercapacitores
R_{bat}	Resistência série equivalente das baterias
R_a	Resistência da armadura
L_a	Indutância da armadura
E_a	Tensão na armadura
k	Constante dependente de aspectos construtivos
K_m	Constante do motor
\emptyset	Fluxo no estator
ω	Velocidade angular do eixo do motor
T_e	Torque eletromagnético
T_m	Torque mecânico
J	Momento de inércia
$d\omega_n(t)/dt$	Aceleração angular
ac	Aceleração
PA	Posto de abastecimento
I_{ref}	Corrente de referência
$G_{ca}(s)$	Função de transferência do controlador genérico
V_p	Tensão de pico da portadora
$G_{id}(s)$	Função de transferência da planta genérica
$H(s)$	Função de transferência do sensor
F_s	Frequência de chaveamento
D_j	Razão cíclica j
I_c	Corrente média no ponto c
I	Corrente média arbitrária
\hat{v}	Tensão arbitrária a pequenos sinais
\hat{i}_1	Corrente arbitrária a pequenos sinais
\hat{i}	Corrente de saída a pequenos sinais
\hat{i}_{ar}	Corrente na armadura a pequenos sinais
$G_{idj}(s)$	Função de transferência j entre corrente no indutor e razão cíclica
I_b	Corrente média no banco de baterias
\hat{i}_b	Corrente na bateria a pequenos sinais
L_{buck}	Indutância do conversor <i>Buck</i>
L_{boost}	Indutância do conversor <i>Boost</i>

ΔI_L	<i>Ripple</i> de corrente no indutor
$a > 0$	Sinal digital indicador de aceleração
G_j	<i>Gate</i> do transistor j
I_{refj}	Corrente de referência j
k_{pj}	Ganho proporcional j
k_{ij}	Ganho integral j
ω_{pj}	Frequência angular do pólo j
PI	Proporcional-Integral
I_r	Corrente realimentada
V_{cj}	Tensão de controle j
FT_j	Função de transferência j
V_{bbi}	Tensão inicial do banco de baterias
V_{bbf}	Tensão final do banco de baterias
C_{bsc}	Sinal indicativo de carga no banco de supercapacitores
E_n	Sinal <i>enable</i>
D/V_{c1}	Sinal para gerenciamento de V_{c1}
I_{cref}	Corrente de referência de carga das baterias nas frenagens
I_{cr}	Corrente de carga das baterias
I_{dref}	Corrente de referência de descarga das baterias em ω_n constante
I_{dr}	Corrente de descarga das baterias
V_{bscfc}	Tensão para o fim de carga do banco de supercapacitores
V_{bscic}	Tensão para o início de carga do banco de supercapacitores
V_c	Tensão de controle
$T_j(s)$	Função de transferência do ganho de malha j
G_{caj}	Ganho do controlador j
ω_{lj}	Frequência angular do zero j
f_{lj}	Frequência do zero j
f_{pj}	Frequência do pólo j
E_m	Energia mecânica da massa girante
E_{at}	Energia dissipada por atrito nos rolamentos
E_{ar}	Energia dissipada em R_a
E_b	Energia dissipada no conversor <i>Boost</i>
E_{sc}	Energia dissipada em R_{sc}
E_r	Energia regenerada

t_f	Tempo de frenagem
ωn_i	Velocidade angular inicial na frenagem
ωn_f	Velocidade angular final na frenagem
E_{a_i}	Tensão inicial na amadura na frenagem
E_{a_f}	Tensão final na amadura na frenagem
D_{4f}	Razão cíclica final na frenagem
$D_4(t)$	Razão cíclica D_4 em função do tempo na frenagem
$D_4'(t)$	Razão cíclica D_4 complementar em função do tempo na frenagem
$P_{at}(t)$	Potência de atrito em função do tempo
P_s	Perdas totais de chaveamento
P_{sT}	Perdas de chaveamento no transistor
P_{sD}	Perdas de chaveamento no diodo
E_{on}	Energia dissipada na entrada em condução
E_{off}	Energia dissipada no bloqueio
Q_{rr}	Carga reversa armazenada
$P_c(t)$	Potência em função do tempo do conjunto
E_c	Energia dissipada no conjunto
$P_{sc}(t)$	Potência em R_{sc} em função do tempo
η_r	Rendimento na regeneração
i_{tmax}	Corrente máxima no transistor
i_{tmin}	Corrente mínima no transistor
i_{dmax}	Corrente máxima no diodo
i_{dmin}	Corrente mínima no diodo
I_D	Corrente média no diodo
$i_t(t)$	Corrente no transistor em função do tempo
$i_d(t)$	Corrente no diodo em função do tempo
(t_{t0}, i_{t0})	Par ordenado pertencente a $i_t(t)$
(t_{d0}, i_{d0})	Par ordenado pertencente a $i_d(t)$
mt	Derivada de corrente no transistor
md	Derivada de corrente no diodo
i_{tmin_j}	Corrente mínima no transistor j
mt_j	Derivada de corrente no transistor j
ΔI_{jL}	<i>Ripple</i> de corrente no transistor j
$i_{t_j}(t)$	Corrente no transistor j em função do tempo

I_{tj_m}	Corrente média no transistor j
i_{dmin_j}	Corrente mínima no diodo j
md_j	Derivada de corrente no diodo j
$i_{d_j}(t)$	Corrente no diodo j em função do tempo
I_{dj_m}	Corrente média no diodo j
P_t	Perdas totais no transistor IGBT
P_{cT}	Perdas em condução no transistor IGBT
P_d	Perdas totais no diodo
P_{cD}	Perdas de condução no diodo
I_{CL}	Corrente média no coletor
V_f	Tensão direta no diodo (em condução)
V_d	Tensão reversa no diodo antes do bloqueio
V_{sat_j}	Tensão de saturação no transistor j
E_{on1}	Energia dissipada na entrada em condução do transistor j
E_{off1}	Energia dissipada no bloqueio do transistor j
V_{fj}	Tensão direta no diodo j
t_{RRj}	Tempo de recuperação reversa do diodo j
V_{dj}	Tensão reversa no diodo j antes do bloqueio
T_j	Temperatura da junção
T_a	Temperatura ambiente
R_{jc}	Resistência térmica entre junção e cápsula
R_{da}	Resistência térmica do dissipador
R_{cd}	Resistência térmica entre cápsula e dissipador
P	Potência dissipada
Q	Vazão de ar
A	Área de escoamento
V_{ar}	Velocidade do ar
S_j	Semicondutor j
$R_{ds_{on}}$	Resistência em condução do transistor MOSFET
E_{mt}	Energia mecânica obtida teoricamente
E_{rt}	Energia regenerada obtida teoricamente
η_{rt}	Rendimento teórico
E_{ms}	Energia mecânica obtida na simulação
E_{rs}	Energia regenerada obtida na simulação

η_{rs}	Rendimento obtido na simulação
V_{bsc_f}	Tensão nos supercapacitores no fim da frenagem
E_{mp}	Energia mecânica obtida na prática
E_{rp}	Energia regenerada obtida na prática
η_{rp}	Rendimento obtido na prática
T_{m_c}	Torque mecânico do conjunto motor-disco
T_{m_s}	Torque mecânico do motor sem carga

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	OS VEÍCULOS ELÉTRICOS, A POLUIÇÃO ATMOSFÉRICA E OUTROS PROBLEMAS AMBIENTAIS	25
1.2	VISÃO GERAL DO TRABALHO	28
1.3	ESTRUTURA DO TRABALHO	30
2	CONVERSORES BIDIRECIONAIS DE ENERGIA	32
2.1	ANÁLISE QUANTITATIVA PELO MÉTODO DA CHAVE PWM	35
2.2	ESTIMAÇÃO DO RENDIMENTO	40
2.3	SISTEMAS HÍBRIDOS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA	47
2.4	CONSIDERAÇÕES E CONCLUSÕES PARCIAIS	54
3	ANÁLISES QUANTITATIVAS E DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA DE CONTROLE	55
3.1	FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA PARA O CONTROLE EM MODO CORRENTE	63
3.1.1	Conversor bidirecional 2: processo de tração	64
3.1.2	Conversor bidirecional 2: processo de frenagem regenerativa	65
3.1.3	Conversor bidirecional 1: processo de descarga das baterias	68
3.1.4	Conversor bidirecional 1: processo de carga das baterias	70
3.2	DETERMINAÇÃO DAS INDUTÂNCIAS L , L_A E DAS RESITÊNCIAS INTERNAS DAS FONTES ACUMULADORAS	73
3.3	IMPLEMENTAÇÃO DOS BLOCOS DE CONTROLE NO SIMULINK	74
3.4	PROJETO DOS CONTROLADORES	89
3.5	ANÁLISE DO RENDIMENTO NA REGENERAÇÃO	97
3.6	CONSIDERAÇÕES E CONCLUSÕES PARCIAIS	102
4	DETERMINAÇÃO DOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA E CÁLCULO TÉRMICO	104
4.1	ESFORÇOS DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES	106
4.2	POTÊNCIA MÁXIMA DISSIPADA	114
4.3	CÁLCULO TÉRMICO	116
4.4	CONSIDERAÇÕES E CONCLUSÕES PARCIAIS	119
5	ELABORARAÇÃO DO PROTÓTIPO EM LABORATÓRIO	120

5.1	PLACA “ISOLAÇÃO DSPACE”	122
5.2	PLACA “PAINEL”	128
5.3	PLACA “ISOLAÇÃO PAINEL”	133
5.4	PLACA “POTÊNCIA”	136
5.5	DRIVERS DOS TRANSISTORES IGBTs	139
5.6	MÓDULOS DE PRÉ-PROCESSAMENTO	140
5.7	PLACA “ACELERADOR E FREIO”	145
5.8	BANCO DE BATERIAS	145
5.9	BANCO DE SUPERCAPACITORES	157
5.10	MONTAGEM EXPERIMENTAL COMPLETA	157
5.11	CONSIDERAÇÕES E CONCLUSÕES PARCIAIS	160
6	SIMULAÇÕES E RESULTADOS TEÓRICOS	161
6.1	CONSIDERAÇÕES E CONCLUSÕES PARCIAIS	170
7	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	171
7.1	CONSIDERAÇÕES E CONCLUSÕES PARCIAIS	182
8	CONCLUSÕES	184
	REFERÊNCIAS	186
	APÊNDICE	191

1 INTRODUÇÃO

Desde o início dos tempos o homem busca continuamente a melhoria em sua qualidade de vida através do desenvolvimento de uma gama enorme de produtos capazes de proporcionar conforto, facilidade e praticidade. A revolução industrial proporcionou grande evolução, permitiu o aumento da qualidade no processo de fabricação, o desenvolvimento de novas tecnologias e a produção em grande escala. Todo esse desenvolvimento foi acompanhado pela evolução do sistema de transporte urbano. No início, anteriormente ao ano de 1830, os meios de transporte eram movidos unicamente a vapor e, naquela época, as leis da indução eletromagnética (descoberta por Faraday em 1831), bem como os motores e geradores, ainda não haviam sido descobertos (1).

O primeiro veículo elétrico, construído pelo francês Gustave Trouvé em 1881, foi demonstrado na Exibição Internacional de Eletricidade em Paris (2,3). Consistia de um triciclo impulsionado por um motor de corrente contínua de 0,1hp (*horse power*) alimentado por baterias de chumbo-ácido. A massa total, incluindo o condutor, era de 160kg. As baixas velocidades (15km/h) e a limitada autonomia (16km) não chamaram a atenção do público, já que o desempenho das carroças com tração animal superava a recém e imatura tecnologia (2). Além do primeiro veículo elétrico, Trouvé também desenvolveu o primeiro motor de popa prático em 1880, o qual foi aplicado em um bote batizado de Eureka (3,4). As imagens da época referentes ao motor de popa e ao bote estão na Figura 1.

Figura 1 - Primeiro motor de popa (a) e primeira aplicação prática (b).

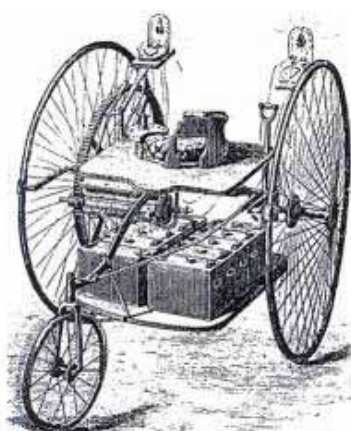


Fonte: Retirado de (3).

Também em 1881, os ingleses William Ayrton e John Perry desenvolveram um triciclo alimentado pela conexão série de 10 células de chumbo-ácido e por um motor CC de 0,5hp. Com autonomia compreendida na faixa de 10 a 15 milhas (entre 16 e 24 km) e velocidade máxima de 9 milhas por hora (14,4km/h), constituiu o primeiro veículo dotado de iluminação elétrica (3), cujo aspecto é como o da Figura 2.

O *Electrobat*, um veículo de pequeno porte cuja velocidade máxima era de 24km/h, foi projetado em 1894 pelo engenheiro mecânico Henry G. Moris e pelo engenheiro eletricitista Pedro G. Salon; seu aspecto é apresentado na Figura 3. Em 1896 eles construíram um veículo de dois assentos, denominado de *Electric Rod Wagon* e formaram a *Electric Carriage and Wagon Company*, evidentemente a primeira companhia de veículos elétricos da América. A partir desse momento iniciaram o fornecimento de táxis para a cidade de Nova York entre os anos de 1896 a 1898, os quais empregavam dois motores de 0,5hp e 44 células de chumbo-ácido, possibilitando autonomia de 48km (3,5).

Figura 2 - Triciclo elétrico de Ayrton & Perry.



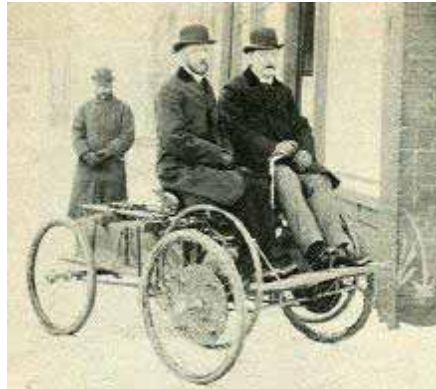
Fonte: Retirado de (3).

Paralelamente ao período vivenciado pela criação do *Electrobat* Louis Antoine Krieger dava início à construção de carruagens elétricas em 1894, em Paris. Estes veículos possuíam um motor elétrico em cada uma das rodas dianteiras com um conjunto de enrolamentos paralelos destinados à frenagem regenerativa que, por sinal, constituiu o maior avanço técnico naquela época (2,3).

A partir de então iniciaram-se experimentos com veículos dotados de motores à combustão interna e elétricos, denominados de veículos elétricos híbridos. Em 1901 foi apresentado em Paris um automóvel dessa linha, projetado por Camille Jenatzy, cujos motores

operavam independentemente ou em conjunto, e um dínamo acoplado ao eixo do motor à combustão era empregado no carregamento das baterias durante descidas.

Figura 3 - O Electrobat.



Fonte: Retirado de (3).

Em 1902 sua criação já operava como um táxi, como mostrado na Figura 4, com controle de velocidade via reostato acionado por alavanca (5). Com o passar dos anos surgiram vários outros protótipos e modelos. Uma descrição detalhada pode ser encontrada na referência (5).

Figura 4 - O táxi híbrido de Jenatzy.



Fonte: Retirado de (5).

Apesar das baixas velocidades, os veículos elétricos possuíam vantagens em relação aos concorrentes à gasolina, como o baixo nível de ruído, facilidade na dirigibilidade, ausência de marchas e não produziam odores desagradáveis. Inicialmente o transporte de natureza elétrica tinha grande aceitação pelo público, pois os veículos dotados de motores à

combustão possuíam um sério inconveniente: o sistema de partida, a qual era feita manualmente pelo usuário com o auxílio de uma manivela. A solução de tal inconveniente surgiu no ano de 1912 com a invenção do motor de partida por Charles Kettering (3). Com as melhorias efetuadas nos motores de combustão interna iniciou-se o desuso dos veículos elétricos: o principal problema era em relação à limitada autonomia devido à baixa capacidade de armazenamento das baterias, isso impedia viagens fora das áreas urbanas, além da dificuldade e demora no processo de carga das mesmas. Em contrapartida, os veículos com motores à gasolina atingiam maiores distâncias e o abastecimento era ser feito em curto período de tempo.

Durante os anos de 1960 e 1970, a preocupação em relação ao meio ambiente devido à descarga de gases poluentes gerados a partir da queima de combustíveis fósseis pelos motores à combustão, desencadeou pesquisas na tentativa de mitigar os impactos negativos, o que fez surgir novamente o interesse pelos veículos elétricos (2). Os esforços concentraram-se principalmente na melhoria do desempenho da principal fonte armazenadora de energia, ou seja, das baterias. Inicialmente empregavam-se baterias de chumbo ácido, pois a tecnologia era bastante madura, porém apresentavam número reduzido de ciclos de carga e descarga, além de baixa capacidade. Com o passar dos anos surgiram as baterias de Níquel Cadmio (NiCd), Níquel Hidreto Metálico (NiMH) e também as de íons de lítio, dotadas de maiores densidades de energia.

Embora as baterias de íons de lítio apresentem maior capacidade de armazenamento de energia dentre as citadas, ainda há dois pontos preocupantes relativos ao elevado custo e à não abundância do lítio na superfície terrestre, não sendo possível suprir toda a demanda no futuro. Neste cenário, as baterias de cloreto de sódio-níquel, também conhecidas como ZEBRA, foram inventadas em 1985 pela equipe de pesquisa “*Zeolite Battery Research Africa Project*” e vem sendo aprimoradas desde então (6). Estas baterias apresentam densidades de energia da ordem de 120W/kg (aproximadamente um terço menor do que as de íons de lítio), suportam em torno de 1000 ciclos de carga e descarga, além de serem seguras e baratas, com valor em torno de um terço em relação a de íons de lítio (7).

Entretanto, mesmo após toda a evolução, estas unidades armazenadoras ainda não são capazes de suprir as exigências elétricas do sistema de tração dos veículos elétricos, pois somadas à baixa autonomia, não suportam grandes correntes de pico exigidas durante as acelerações. Embora ainda constitua um grande obstáculo a ser vencido, os veículos elétricos possuem uma característica bastante importante: a capacidade de regeneração de energia, processo conhecido como frenagem regenerativa. A frenagem regenerativa caracteriza-se

como a habilidade de converter parte da energia cinética do veículo em energia elétrica através da operação do motor de tração como gerador, onde esta pode ser armazenada e posteriormente reutilizada. Tal método pode ser aplicado tanto nos veículos puramente elétricos, quanto nos híbridos, e possibilita o aumento de até 20% na autonomia. Dentre outras soluções que visam melhorias no âmbito energético, pode-se citar a incorporação de sistemas híbridos de alimentação, caracterizado pela presença de duas ou mais fontes de energia.

No sistema híbrido de alimentação, as fontes de energia são conectadas ativa ou passivamente, as quais, munidas de propriedades específicas, são capazes de atenderem as exigências dos veículos elétricos antes não contempladas por somente uma delas. Os capacitores de dupla camada eletrônica, também conhecidos como supercapacitores, são amplamente empregados em sistemas híbridos, onde suas altas densidades de potência, grande rendimento e elevado número de ciclos de carga e descarga possibilitam o processamento de grandes quantidades de energia na tração ou na regeneração.

Estes elementos transferem ou absorvem energia através do fluxo de íons e de cargas elétricas, ou seja, não há reação química nesse processo (8). Além disso, eles detêm elevada vida útil (em torno de 8 a 15 anos) (9), já que suas características, como a capacitância e a resistência série equivalente, se alteram com as condições de uso, temperatura e também com o número de ciclos. Certamente, o emprego dos supercapacitores aumenta a vida útil das baterias em um sistema híbrido, porém a substituição delas é comum de ocorrer, onde os supercapacitores, na maioria dos casos, acompanham a vida útil do equipamento (8).

1.1 OS VEÍCULOS ELÉTRICOS, A POLUIÇÃO ATMOSFÉRICA E OUTROS PROBLEMAS AMBIENTAIS

O aumento da busca de uma melhor qualidade de vida e da produção de bens de consumo eleva cada vez mais a extração de recursos do meio ambiente. Muitas vezes este processo ocorre de maneira irracional e acarreta malefícios à saúde humana e desequilíbrios em todo o planeta. Os seres vivos são extremamente dependentes do funcionamento correto dos ecossistemas, sem os quais a vida não existiria. Entretanto, este fato acaba não sendo considerado, pois a ideia única e principal na maioria dos casos consiste somente no benefício próprio e momentâneo.

Estes problemas, aliados à falta de sustentabilidade, há décadas vêm trazendo consequências graves ao meio ambiente, como o aquecimento global causado pelo efeito estufa, a poluição, desequilíbrios hídricos, inundações, secas prolongadas, dentre outros. Um

dos principais assuntos discutidos refere-se ao aumento da temperatura média do planeta devido à crescente concentração de dióxido de carbono (CO_2) na atmosfera, causador do efeito estufa. Em concentrações normais este fenômeno é benéfico, pois evita que toda a radiação infravermelha recebida pelo sol retorne ao espaço, mantendo a temperatura da Terra em valores que proporcionam o desenvolvimento da vida animal e vegetal. Sem este efeito a temperatura média da Terra seria de aproximadamente -17°C (10).

O crescimento desordenado das cidades, aliado ao aumento de capitais circulantes na economia, trouxeram consigo a expansão da frota mundial de veículos (11), cuja principal fonte de energia provém da queima de combustíveis fósseis. No início da era capitalista e da revolução industrial a maior parte da poluição do ar era produzida pelas indústrias, porém com a criação dos motores à combustão interna, os automóveis passaram a constituir uma das principais fontes poluidoras (12). Além de serem poluentes, o rendimento desse tipo de motor deixa a desejar, onde apenas 12% da energia total do combustível pode ser aproveitada na locomoção (13).

As emissões causadas pelo sistema de transporte mundial são constituídas por várias substâncias tóxicas, que degradam a saúde da população (14). Os combustíveis fósseis empregados como fonte de energia, denominados hidrocarbonetos, são compostos por uma cadeia complexa resultante das ligações entre átomos de hidrogênio e carbono. A combustão (reação química com o oxigênio) deste elemento gera como produtos o gás carbônico e água, entretanto, no interior da câmara de combustão, as altas pressões, temperaturas e a queima incompleta do combustível criam condições favoráveis ao aparecimento de outros subprodutos, como o monóxido de carbono (CO), óxidos de nitrogênio (NO_x), óxidos de enxofre (SO_x) e materiais particulados (14).

O monóxido de carbono é um gás incolor, inodoro e altamente tóxico, podendo causar morte por asfixia, já que impede as trocas gasosas dos tecidos vivos, uma vez que a hemoglobina presente no sangue tem mais afinidade com este gás do que com o oxigênio. Além disso, em baixas concentrações, pode ser nocivo às pessoas anêmicas ou com deficiências respiratórias e circulatórias (14). O monóxido de nitrogênio (NO) é produzido em condições de elevadas pressões e temperaturas através da ligação do nitrogênio com o oxigênio no interior das câmaras de combustão dos motores que, após lançados à atmosfera, ligam-se novamente com o oxigênio dando origem ao dióxido de nitrogênio (NO_2) (2). Ao contrário do CO , o NO_2 possui cor marrom-amarelado com cheiro forte e picante, sendo também altamente tóxico e causador de doenças respiratórias (12). O dióxido de enxofre (SO_2) pode sofrer oxidação e, combinado com moléculas de água, forma ácido sulfúrico, um

dos principais componentes da chuva ácida (14). Os materiais particulados não são produzidos unicamente pelos veículos, como a fuligem, mas originam-se de fumaça expelida por chaminés e até mesmo da poeira. Seu pequeno tamanho contribui para maior penetração no aparelho respiratório, trazendo muitos riscos à saúde (14).

A degradação da qualidade do ar causada pela poluição e pelo crescente aumento da frota mundial desencadeiam custos em diferentes áreas. São exemplos a saúde da população, reflorestamento (devido aos danos causados pela chuva ácida), manutenção (devido aos estragos com furacões, tempestades, inundações), dentre outros.

Os veículos elétricos não emitem gases poluentes na atmosfera, porém causam, não diretamente, efeitos adversos ao meio ambiente. Tais efeitos relacionam-se propriamente aos danos ambientais resultantes do descarte das baterias, sua principal fonte de energia. Embora na atualidade grande parte deles opera com células de íons de lítio (15), uma parcela utiliza células de níquel metal hidreto, porém estas últimas são consideradas “verdes” (16), já que não possuem metais tóxicos como o cádmio, mercúrio e chumbo (17).

As baterias, tanto primárias quanto secundárias, não devem ser descartadas em locais impróprios ou queimadas, pois as substâncias tóxicas nelas contidas causam a contaminação dos rios e do solo, e ainda podem entrar na cadeia alimentar dos seres vivos, chegando ao homem e trazendo danos à saúde, como asma, dores de cabeça, dores abdominais, dentre outros (18, 19).

Entretanto, tais pontos negativos podem ser minimizados pelo uso de baterias secundárias (recarregáveis), como já ocorre em veículos elétricos e nos tradicionais, e também através de processos de reciclagem. Na bateria de chumbo-ácido, por exemplo, 99% dos materiais contidos nela são recicláveis, e 97% do chumbo empregado em sua fabricação podem ser reaproveitados (20). Já na reciclagem de níquel e cobalto das baterias de íons de lítio, a produção de 1kg do material utilizado no catodo (LiCoO_2 , LiNiO_2 ou LiMnO_2) a partir de células descartadas representa uma economia de 51% das reservas naturais (21).

Assim, além da reciclagem, que também proporciona a redução da poluição e de energia no processo de fabricação de células novas, as baterias dos veículos elétricos podem ser reaproveitadas em outros locais ao fim de sua vida útil, como em centrais de telecomunicações, onde são necessárias geralmente baixas correntes por longos períodos de tempo (22).

Logicamente, é essencial a continuidade da busca de novas fontes de energia, o desenvolvimento de tecnologias mais limpas, eficientes e amigáveis ao meio ambiente, e que

proporcionem o desenvolvimento sustentável à humanidade e às futuras gerações, incluindo-se as tecnologias para o transporte humano e de cargas.

1.2 VISÃO GERAL DO TRABALHO

A partir do conteúdo apresentado nas páginas anteriores, nota-se a extrema necessidade de evolução ou mudança nos sistemas de transportes mundiais, os quais são um dos principais responsáveis pela emissão de gases nocivos ao meio ambiente e à saúde humana. Há então a crescente exigência de veículos cada vez mais econômicos e menos poluentes, o que obriga as montadoras a investir em tecnologias mais limpas, como por exemplo, veículos puramente elétricos ou híbridos, sendo conseqüentemente mais silenciosos, limpos e eficientes se comparados com aqueles impulsionados por motores à combustão interna.

Embora a transição da tecnologia do motor à combustão para o motor elétrico constitua um fato bastante atrativo, existem barreiras em relação à tecnologia de armazenamento da energia. A bateria de íons de lítio, por exemplo, constitui uma das fontes mais comumente empregadas em veículos elétricos e híbridos atualmente e oferecem grandes densidades de energia, porém essa tecnologia sofre problemas de sobreaquecimento e seu ciclo de vida e durabilidade diminuem com solicitações abruptas de corrente, elevadas taxas de carga e de descarga (23).

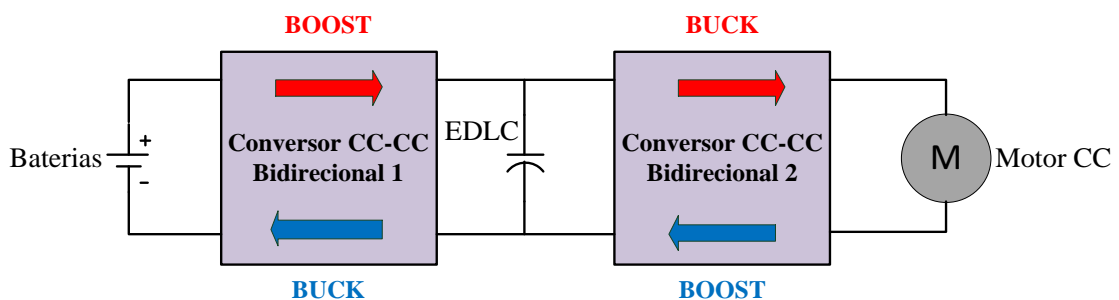
Os problemas associados às operações extremas das baterias nos veículos elétricos podem ser mitigados pela incorporação dos EDLC's (*Electronic Double Layer Capacitor*), uma tecnologia inovadora que permite o armazenamento de maiores quantidades de energia quando comparados aos tradicionais capacitores eletrolíticos. Ainda, devido à sua elevada dinâmica e densidade de potência, é possível eliminar o “stress” sofrido pela bateria durante os processos de aceleração, bem como os processos de frenagem, já que toda (ou grande parte) da corrente processada em tais instantes será oriunda do supercapacitor. O resultado final implica no aumento da vida útil das baterias e, da autonomia, graças à recuperação de energia durante as frenagens, afetando o desempenho do veículo.

Os veículos elétricos, além de constituírem um sistema de transporte mais eficiente e limpo, ainda possuem a capacidade de recuperar uma parcela da energia cinética durante as frenagens. Já nos veículos tradicionais, esta parcela é convertida em calor pelo atrito dos componentes mecânicos integrantes do sistema de freio. Para que um sistema de frenagem regenerativa seja eficaz, é necessário o atendimento de alguns requisitos básicos, tais como a

conversão eficiente de energia, a presença de uma unidade armazenadora de energia de alta capacidade, processamento de grandes quantidades de potência em curtos intervalos de tempo e absorção de energia proporcionalmente à intensidade da frenagem. Adicionalmente, todas as características descritas devem ser também acompanhadas por um gerenciamento ótimo de energia entre duas ou mais fontes acumuladoras.

O objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de um sistema de gerenciamento de energia entre um banco de baterias de íons de lítio e um banco de supercapacitores, bem como o gerenciamento dos processos de tração e frenagem regenerativa. O estudo será baseado no emprego de conexão ativa entre as unidades armazenadoras de energia através de conversores CC-CC bidirecionais que operam tanto como elevadores quanto como abaixadores de tensão, ou seja, nas funções *Boost* e *Buck*, respectivamente. Assim, um dos conversores, aqui denominado de Conversor CC-CC Bidirecional 1, será o responsável pelas trocas de energia entre as baterias e os supercapacitores, e o outro, denominado de Conversor CC-CC Bidirecional 2, controlará as acelerações e a absorção de energia durante as frenagens regenerativas. A Figura 5 contém um diagrama simplificado do sistema.

Figura 5 - Sistema em escala reduzida para o gerenciamento de energia entre fontes acumuladoras e para o acionamento e frenagem regenerativa de um motor CC.



Fonte: Dados do próprio autor.

Como pode ser observado, a Figura 5 representa um sistema híbrido de alimentação, já que são utilizadas duas fontes de energia distintas. As setas indicam o sentido do fluxo de energia, bem como a característica de operação respectiva de cada conversor (*Buck* ou *Boost*), os quais são gerenciados por dois subsistemas lógicos, cada um destinado a um conversor. O sistema de frenagem regenerativa é baseado em um motor CC excitado independentemente, onde a corrente do enrolamento de campo será mantida constante e a tensão e a corrente de armadura serão controladas durante as acelerações e frenagens, respectivamente. A lógica de controle, desenvolvida através do Simulink[®], consiste de funções analíticas e lógicas para

tomadas de decisão. As ações são executadas com base na medição de sinais externos, como as tensões dos bancos, correntes nas baterias e na armadura do motor e também a velocidade do eixo. Todos os detalhes referentes à operação do sistema, bem como as análises e os cálculos realizados serão apresentados no decorrer do trabalho.

Para finalizar, é importante salientar que este trabalho foi possível de ser realizado graças à evolução da tecnologia, que proporcionou, dentre outros, o desenvolvimento de “chaves” eletrônicas capazes de operar em tensões, correntes e frequências cada vez mais elevadas, características estas que são acompanhadas pela evolução dos materiais empregados, como o germânio, silício, AsGa (Arseneto de Gálio), SiC (*Silicon Carbide*), e diamante.

Adicionalmente, o sistema conta com fontes acumuladoras de energia de elevado desempenho, que surgiram após anos de pesquisas e desenvolvimento. As células de íons de lítio, por exemplo, além de não possuírem efeito memória (como ocorria nas células de níquel cádmio e de níquel hidreto metálico), operam com tensões nominais de 3,7V (ao contrário das outras citadas, que são 1,2V). Isso significa que são necessárias menos células para uma determinada tensão desejada, o que proporciona sistemas mais compactos.

Também, o sistema implementado tem forte dependência de outra fonte armazenadora, os supercapacitores. Estes elementos, dotados de elevadas capacitâncias, são capazes de armazenar grandes quantidades de energia e de fornecê-la ao sistema de maneira rápida e eficiente. Além de aumentar a vida útil das baterias, esses elementos contribuem para o aumento do desempenho de veículos elétricos, garantindo elevadas acelerações e recuperação rápida e eficiente de energia durante as frenagens regenerativas.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

As baterias são as principais fontes de energia para veículos elétricos, onde a autonomia está relacionada diretamente à sua densidade de energia. Entretanto, os picos de potência drenados pelo motor de tração durante as acelerações reduzem sua vida útil e capacidade com o decorrer do tempo. Uma solução para a ampliação da vida útil desse sistema decorreu do surgimento dos supercapacitores, que suportam elevadas taxas de descarga, apresentam elevada vida útil, dentre outras características. Assim, quando utilizado em conjunto com as baterias, cria-se um sistema híbrido de alimentação.

Nesse contexto, este trabalho irá desenvolver uma metodologia para a proposta do controle do gerenciamento do fluxo de energia entre os elementos de acumulação (baterias de

íons de lítio e supercapacitores) de um sistema típico de acionamento elétrico com frenagem regenerativa.

O Capítulo 2 abordará os conversores bidirecionais de energia, onde serão apresentados seus princípios básicos de operação, bem como expressões matemáticas que permitem a análise de seu rendimento quando operam em modo corrente. Também, serão mostradas várias aplicações dos chamados sistemas híbridos de armazenamento de energia.

O Capítulo 3 trará os detalhes e considerações realizadas a respeito da execução deste projeto, onde serão apresentadas as características das fontes armazenadoras de energia, as expressões fundamentais necessárias ao projeto dos controladores e todo o controle lógico responsável pelo gerenciamento do sistema.

No Capítulo 4 os semicondutores integrantes dos conversores bidirecionais de energia serão selecionados em função dos máximos esforços de tensão e corrente. Adicionalmente, realizar-se-á a especificação dos dissipadores de calor, cujo objetivo consiste na manutenção das temperaturas das junções dos transistores e diodos abaixo do máximo limite operacional ditado pelo fabricante.

O Capítulo 5 aborda a elaboração do protótipo em laboratório, e apresentam todos os circuitos implementados, placas de circuito impresso, bem como a montagem dos bancos de baterias e de supercapacitores.

O Capítulo 6 contém os resultados teóricos da simulação de todo o sistema através do Simulink[®], onde são obtidas as formas de onda mais relevantes à sua operação.

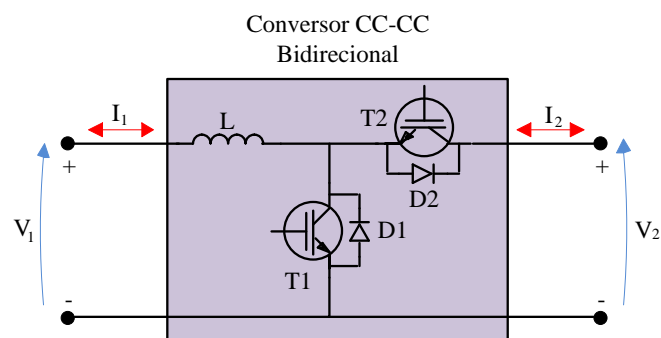
O Capítulo 7 contém os resultados e as principais formas de onda resultantes da operação real do sistema, as quais foram obtidas de maneira semelhante ao Capítulo 6.

Finalmente, no Capítulo 8 encontra-se a conclusão geral do trabalho, onde também se abordam sugestões para melhorias em trabalhos futuros.

2 CONVERSORES BIDIRECIONAIS DE ENERGIA

Os conversores CC-CC bidirecionais em corrente compreendem circuitos formados por semicondutores ativos (como transistores), passivos (como diodos), e por elementos capazes de armazenar energia, como indutores e capacitores. Sua função principal baseia-se na adaptação de níveis de tensão entre os terminais de entrada e saída permitindo o fluxo de corrente em dois sentidos (daí o termo bidirecional em corrente), não havendo a alteração da polaridade das tensões. A Figura 6 representa sua estrutura básica não isolada, onde se verifica a presença de quatro semicondutores e de um indutor.

Figura 6 - Conversor CC-CC bidirecional básico.



Fonte: Dados do próprio autor.

Como se pode notar o conversor bidirecional é formado pela união entre os conversores elevador (*Boost*) e abaixador (*Buck*). Isso implica na execução de ambas as operações, porém a ativação dos transístores deve ocorrer de maneira controlada, para não provocar a condução de T1 e T2 no mesmo instante e a sua conseqüente destruição. O duplo sentido das setas indicadoras das correntes I_1 e I_2 enfatiza a capacidade do processamento de energia em ambos os sentidos, conferindo a operação em dois quadrantes, a saber, no primeiro e quarto.

Caso haja a necessidade de transferência de energia da fonte V_1 para a fonte V_2 o mesmo deverá operar como elevador e, caso contrário, como abaixador. A Tabela 1 indica quais semicondutores operam em cada uma das operações possíveis juntamente com o sentido das correntes, admitindo-se como positivo o fluxo de energia de V_1 para V_2 . É importante salientar que a relação entre os sentidos das correntes indicados na Tabela 1 e a respectiva operação é válida somente para a célula básica ilustrada no circuito da Figura 6, ou seja, futuramente, quando a estrutura adotada para o conversor de potência bidirecional em corrente for apresentada, tal condição será diferente.

A título de ilustração, as etapas de funcionamento em um período completo de chaveamento para a operação como abaixador e elevador serão exploradas a seguir, considerando-se o modo de condução contínuo.

Tabela 1 - Características operacionais do conversor bidirecional básico.

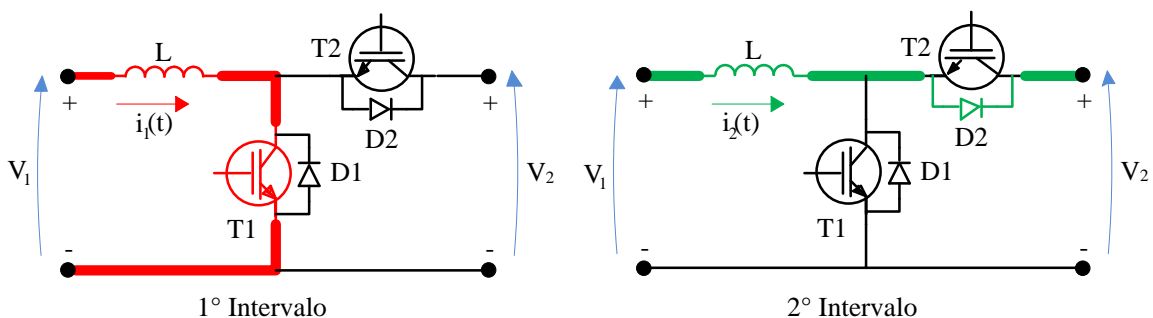
Operação	Semicondutores	Orientação das
	Ativos	correntes
<i>Buck</i>	T ₂ , D ₁	$I_1 < 0, I_2 < 0$
<i>Boost</i>	T ₁ , D ₂	$I_1 > 0, I_2 > 0$

Fonte: Dados do próprio autor.

Operação como elevador (*Boost*):

O conversor bidirecional opera como elevador caso o transistor T₁ receba pulsos retangulares (idealmente) aplicados ao terminal do *gate*, onde o período em nível alto corresponde ao tempo de condução. Nesse momento a energia da fonte V₁ é armazenada no indutor L por meio de um campo magnético. No instante em que o pulso transita para nível baixo o transistor é bloqueado, e a corrente antes circulante no indutor agora segue para a fonte V₂ através da condução de D₂. A Figura 7 mostra em destaque o caminho por ela percorrido em cada intervalo, onde o 1º e o 2º referem-se aos instantes de condução do transistor e do diodo, respectivamente.

Figura 7 - Operação *Boost* do conversor bidirecional.



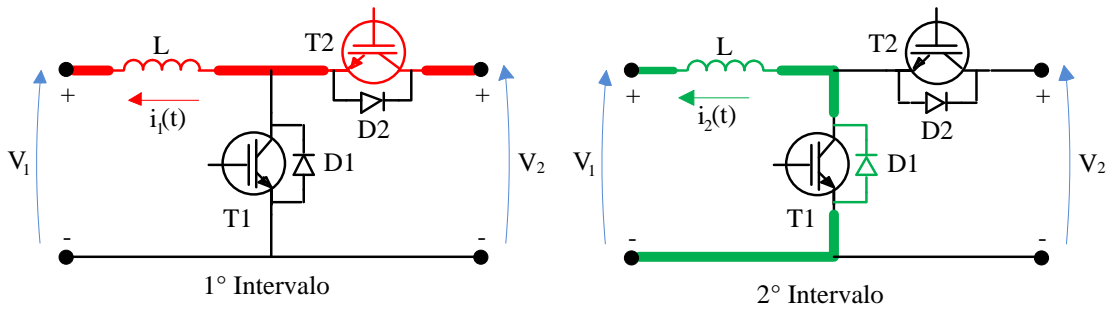
Fonte: Dados do próprio autor.

Operação como abaixador (*Buck*):

O conversor bidirecional opera como abaixador caso o transistor T₁ entre em operação, da mesma forma como descrita anteriormente para T₂. No instante em que o pulso

está em nível alto (1º intervalo) o transistor conduz, enviando energia da fonte V_2 para a fonte V_1 , onde uma parcela fica armazenada no campo magnético do indutor L . No 2º intervalo o pulso está em nível baixo e, nesse momento, a corrente circula pelo diodo $D1$ (roda livre). A Figura 8 mostra em destaque o caminho por ela percorrido, bem como os elementos ativos em cada intervalo.

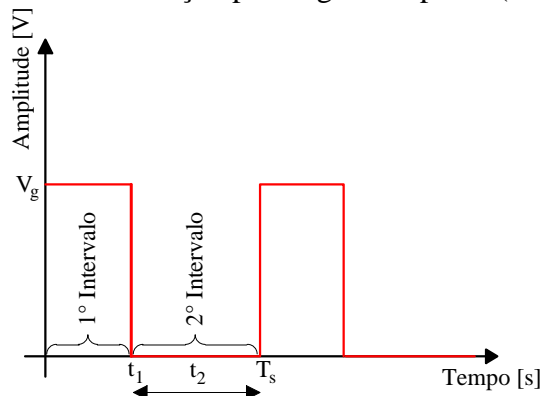
Figura 8 - Operação *Buck* do conversor bidirecional.



Fonte: Dados do próprio autor.

O método de acionamento dos transistores constitui um tipo de modulação denominada de PWM (*Pulse Width Modulation*) ou modulação por largura de pulso. Nesta um sinal de frequência fixa e período ativo (na condução) variável possibilita a operação do conversor CC-CC e, com o auxílio de um sistema de malha fechada, pode-se controlar a tensão de saída, a corrente no indutor, ou até mesmo a potência entregue à carga. O comportamento característico do sinal aplicado ao *gate* encontra-se na Figura 9, onde estão indicados o 1º e 2º intervalos.

Figura 9 - Modulação por largura de pulso (PWM).



Fonte: Dados do próprio autor.

Durante o 1º intervalo o sinal apresenta amplitude V_g e tal valor deve garantir a saturação do transistor (em geral 15V para IGBTs e MOSFETs). A parcela do período em que o pulso permanece ativo é indicada por t_1 , e a do período inativo corresponde à diferença entre T_s e t_1 , indicada por t_2 . Na modulação PWM existe um parâmetro denominado razão cíclica (D) correspondente à relação entre o tempo do primeiro intervalo e o de chaveamento, dada pela Eq. (1).

$$D = \frac{t_1}{T_s} \leftrightarrow t_1 = DT_s \quad (1)$$

O intervalo t_2 , onde o transistor encontra-se bloqueado, relaciona-se com D e T_s segundo a Eq. (2).

$$t_2 = T_s - t_1 = T_s - DT_s = (1 - D)T_s = D'T_s \quad (2)$$

Os parâmetros D e D' , além de correlacionar as tensões e correntes entre os terminais de entrada e saída, permitem “enxergar” o comportamento do conversor em qualquer condição de operação, desde a análise dos esforços nos semicondutores até a estimativa do rendimento. No subitem a seguir será realizado um estudo da célula básica do conversor CC-CC bidirecional apresentado pela Fig. 6 com base no método da chave PWM.

2.1 ANÁLISE QUANTITATIVA PELO MÉTODO DA CHAVE PWM

Para se realizar o controle de um conversor bidirecional, dois métodos podem ser utilizados, um baseado em controladores distintos e outro em controladores unificados. No primeiro caso, a operação como abaixador ou elevador é assistida por controladores individuais. Já no segundo, o acionamento dos transistores ocorre de maneira complementar, de tal forma a se obter chaveamento *ZVS (Zero Voltage Switching)* (24), e assim pode-se empregar um controlador único.

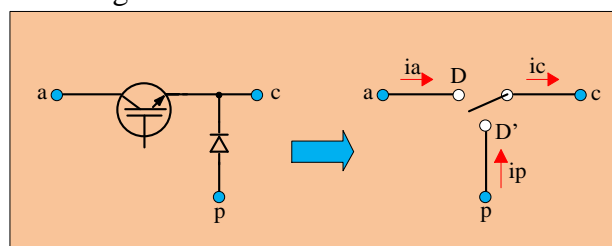
Em aplicações que abordam este último caso, uma opção seria encontrar um modelo a pequenos sinais para o conversor bidirecional através da análise por espaço de estados descrito em (25) ou por meio do método da chave PWM aplicado a conversores dessa natureza operando em Modo de Condução Contínua (MCC), conforme abordado em (15). Entretanto, neste trabalho, a operação do conversor bidirecional correrá de forma

independente e não simultânea, ou seja, cada transistor será acionado independentemente com razões cíclicas próprias ditadas pelos respectivos controladores, e assim poder-se-á empregar o modelo da chave PWM unidirecional, já que, necessariamente, somente uma função (elevadora ou abaixadora) será executada por vez. Tal consideração a respeito do funcionamento do conversor bidirecional foi adotada visando-se a relativa simplicidade em se realizar a transferência de energia entre os elementos acumuladores.

O emprego do método da chave PWM na modelagem de conversores estáticos se caracteriza por ser muito simples e direto, o qual resulta rapidamente no circuito equivalente CC e a pequenos sinais simplesmente pela substituição do modelo nos pontos adequados. A ideia básica consiste na substituição das chaves do conversor pelo seu modelo médio no tempo, o qual é desenvolvido de tal forma que o modelo resultante proporcione os mesmos resultados da técnica por espaço de estados (26).

Os conversores elementares (*Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*) possuem duas chaves em sua estrutura, uma passiva e outra ativa. A chave ativa (um transistor IGBT, MOSFET ou transistor bipolar) é acionada por um sinal proveniente do circuito de controle. A chave passiva (um diodo) é acionada automaticamente, de acordo com as condições operacionais do circuito. Ambas podem ser representadas de acordo com o circuito da Figura 10, o qual mostra o modelo da chave PWM. Este modelo descreve as características CC e a pequenos sinais do comportamento não linear do conversor, o qual provém das chaves ativa e passiva (27).

Figura 10 - Modelo da chave PWM.



Fonte: Adaptado de (14).

Na Figura 10 as denominações *a*, *c* e *p* derivam de ativo, comum e passivo, respectivamente. Analisando-se o modelo da chave PWM, pode-se obter as seguintes características, em valores médios, para a corrente que circula pelo terminal ativo (i_a) e para a tensão entre os pontos *c* e *p* (v_{cp}), onde *d* representa a razão cíclica instantânea:

$$i_a = di_c \quad (3)$$

$$v_{cp} = dv_{ap} \quad (4)$$

Para que o modelo CC seja obtido, assume-se que d é igual a D (razão cíclica de operação em regime permanente). Também, as variáveis presentes nas Equações (3) e (4) são perturbadas considerando-se inicialmente uma razão cíclica fixa. Assim, obtém-se:

$$\hat{i}_a = D\hat{i}_c \quad (5)$$

$$\hat{v}_{cp} = D\hat{v}_{ap} \quad (6)$$

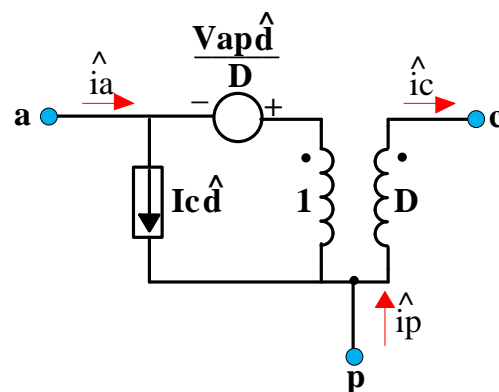
O modelo a pequenos sinais, que contém também as características do modelo CC, é obtido perturbando-se a razão cíclica de tal forma a se obter a Equação (7) e a Equação (8), onde as variáveis I_c e V_{ap} representam, respectivamente, a corrente média circulante no ponto c e a tensão média entre os pontos a e p (ver Figura 10).

$$\hat{i}_a = D\hat{i}_c + I_c\hat{d} \quad (7)$$

$$\hat{v}_{cp} = D\hat{v}_{ap} + \hat{d}V_{ap} \quad (8)$$

Finalmente, a partir das Equações (7) e (8) extraem-se as variáveis dos modelos CC e a pequenos sinais da chave PWM, ambos presentes no circuito da Figura 11.

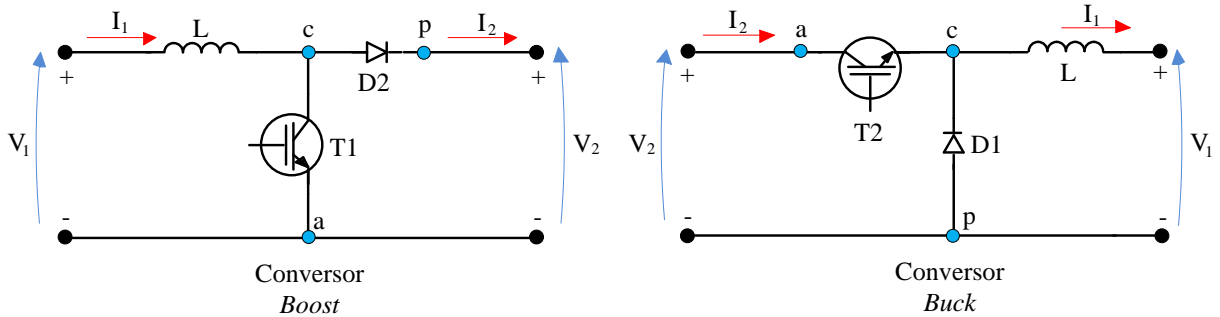
Figura 11 - Modelo CC e à pequenos sinais da chave PWM.



Fonte: Dados do próprio autor.

O modelo obtido permite equacionar os conversores CC-CC em regime permanente a partir do emprego das técnicas de análise de circuitos tradicionais, bem como a extração das funções de transferência de interesse necessárias ao projeto de controladores. A obtenção das expressões que descrevem o comportamento do conversor em regime permanente sucede-se após a identificação dos pontos a, c e p em seu circuito, seguido da inserção do modelo médio. Como a célula básica identificada na Figura 6 é constituída da união entre os conversores *Buck* e *Boost*, primeiramente deverá ser subdividida em dois circuitos para isolar-se cada uma das funções. A Figura 12 mostra o resultado da subdivisão, onde já estão identificados os pontos que indicam a presença do modelo da chave PWM.

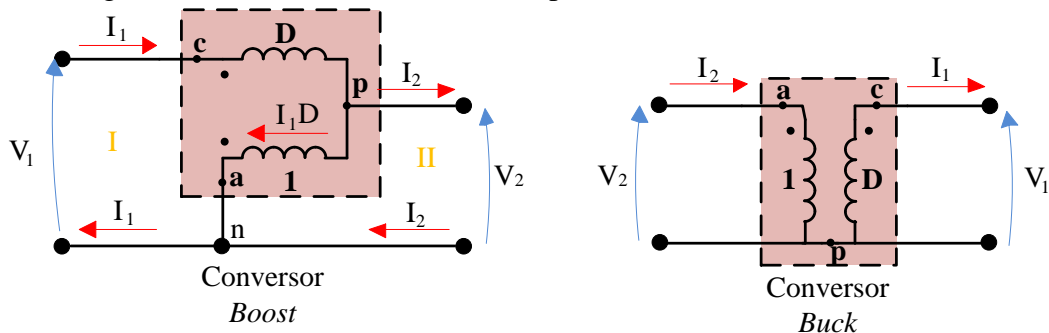
Figura 12 - Circuitos resultantes da subdivisão do conversor bidirecional.



Fonte: Dados do próprio autor.

Após identificados os pontos de interesse, já é possível a inserção do modelo da chave PWM para a análise dos circuitos em regime permanente, o qual consiste na desconsideração dos elementos dependentes da perturbação $(\hat{d}, \hat{i}, \hat{v})$, ou seja, a fonte de tensão será curto-circuitada, a de corrente aberta e as correntes e tensões assumirão valores constantes. Após tais procedimentos, obtêm-se os circuitos resultantes indicados na Figura 13, lembrando-se que na análise CC, o indutor comporta-se como um curto-circuito.

Figura 13 - Modelos médios obtidos para os conversores *Buck* e *Boost*.



Fonte: Dados do próprio autor.

Como se pode notar, o modelo da chave PWM (indicado por um retângulo com linha pontilhada) para a análise CC pode ser hipoteticamente simbolizado por um transformador com relação de espiras igual a $1/D$.

No caso do conversor *Buck* as relações entre as tensões e correntes são determinadas diretamente, obtendo-se:

$$\frac{V_1}{V_2} = D = G_{buck} \quad (9)$$

$$\frac{I_2}{I_1} = D \quad (10)$$

Na Eq. (9) G_{buck} representa o ganho estático do conversor em questão, o qual é definido como a relação entre a tensão de saída e a de entrada. Como D representa a parcela de tempo em que o sinal aplicado ao *gate* é ativo, os valores possíveis variam no intervalo de zero a um. Assim, se $D = 0$, a tensão de saída é nula e, no caso de $D = 1$, ela iguala-se à de entrada.

A obtenção das mesmas relações para o conversor *Boost* ocorre de forma semelhante, mas não diretamente. A tensão entre os pontos a e p (V_{ap}) é igual ao oposto de V_2 que, refletida para o enrolamento com número de espiras D , implica em $V_{cp} = -DV_2$. Considerando-se que a malha I indicada na Figura 13 é formada pelo laço constituído por V_1 , V_{cp} e V_{ap} pode-se escrever:

$$V_1 - V_{cp} + V_{ap} = 0 \quad (11)$$

Substituindo-se V_{cp} e V_{ap} na Eq. (11) obtém-se o ganho estático do conversor *Boost*, dado pela Eq. (12).

$$G_{boost} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1-D} = \frac{1}{D'} \quad (12)$$

Caso D seja zero, a tensão de saída será igual à de entrada, ao passo que, conforme a razão cíclica aumenta, há o crescimento não linear da tensão de saída, atingindo teoricamente

o infinito para $D = 1$. Entretanto, tal condição de ganho infinito não ocorre na prática, já que os componentes não são ideais e apresentam perdas. A relação entre I_1 e I_2 vem da somatória de correntes no nó \mathbf{n} , conforme apresentado na Eq. (13).

$$I_2 + \frac{I_1}{D} = I_1 \leftrightarrow \frac{I_1}{I_2} = \frac{1}{1 - D} \quad (13)$$

2.2 ESTIMAÇÃO DO RENDIMENTO

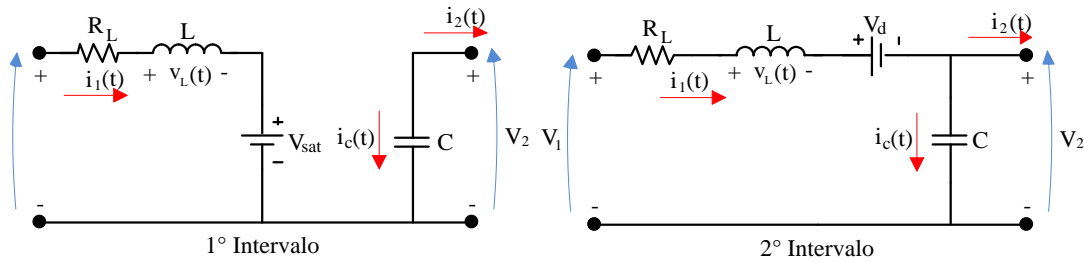
Os conversores CC-CC são constituídos por semicondutores, compreendidos em transistores e diodos, e por elementos passivos (indutores, capacitores). Idealmente são capazes de processar energia com 100% de rendimento, não havendo dissipação térmica (aquecimento). Entretanto, os transistores e diodos apresentam perdas de condução e de chaveamento, ou seja, não são condutores perfeitos de eletricidade e consomem energia durante a comutação. Ainda, os indutores apresentam perdas no núcleo (também conhecidas como perdas no ferro) e em seu próprio enrolamento, devido à resistência do condutor nele empregado.

Assim, o conhecimento de seu comportamento em relação ao rendimento pode levar à imposição ou escolha de uma região ótima de operação, garantindo o máximo aproveitamento e o mínimo desperdício de energia. A seguir realizar-se-á uma análise para a determinação matemática do rendimento dos dois conversores tratados neste capítulo, que será a base no estudo do comportamento do conversor bidirecional durante as frenagens regenerativas. As não idealidades consideradas referem-se à resistência do indutor (R_L), a tensão de saturação do transistor V_{sat} (considerando transistor IGBT) e a queda de tensão direta do diodo (V_d).

Conversor *Boost*:

Para a determinação da expressão do rendimento, inserem-se as não idealidades no circuito resultante da Figura 12, o qual será representado nos dois intervalos de operação, cujo resultado encontra-se na Figura 14. As correntes i_1 e i_2 representam quantidades que variam durante o tempo, entretanto, considerando-se a presença de *ripples* com amplitudes reduzidas, é permitido aproximá-las aos valores médios, sendo esta uma simplificação adotada na determinação das equações a seguir.

Figura 14 - Circuito equivalente do conversor *Boost* para o primeiro e segundo intervalos.



Fonte: Dados do próprio autor.

Durante o 1º intervalo a tensão no indutor e a corrente no capacitor são assim descritas:

$$v_L(t) = V_1 - R_L i_1(t) - V_{sat} \approx V_1 - R_L I_1 - V_{sat} \quad (14)$$

$$i_c(t) = -i_2(t) \approx -I_2 \quad (15)$$

Repetindo-se a análise ao 2º intervalo, obtém-se:

$$v_L(t) = V_1 - R_L i_1(t) - V_d - V_2 \approx V_1 - R_L I_1 - V_d - V_2 \quad (16)$$

$$i_c(t) = i_1(t) - i_2(t) \approx I_1 - I_2 \quad (17)$$

Com base nas equações obtidas, prossegue-se ao balanço de energia dos elementos armazenadores, que para um indutor resulta em tensão média nula em um período de chaveamento (representada por $\langle v_L(t) \rangle$), o que ocorre de forma dual para um capacitor, ou seja, a corrente média é nula em um período de chaveamento (representada por $\langle i_c(t) \rangle$). Assim, lembrando que um período completo corresponde à soma dos tempos decorridos no 1º e 2º intervalos, tem-se que:

$$\langle v_L(t) \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} (V_1 - R_L I_1 - V_{sat}) dt + \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} (V_1 - R_L I_1 - V_d - V_2) dt = 0 \quad (18)$$

$$\langle i_c(t) \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} (-I_2) dt + \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} (I_1 - I_2) dt = 0 \quad (19)$$

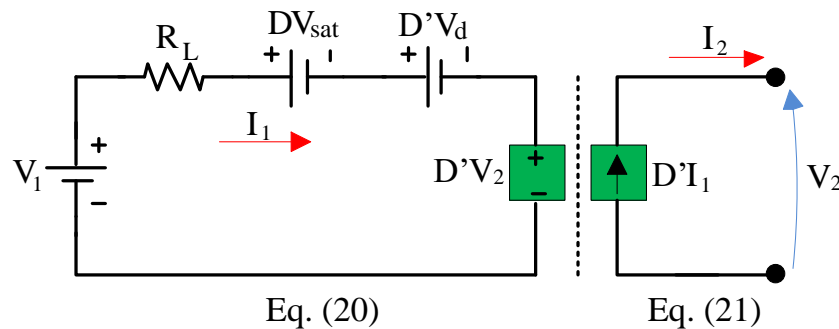
A resolução das Eqs. (18) e (19) proporciona os seguintes resultados:

$$V_1 = R_L I_1 + DV_{sat} + D'V_d + D'V_2 \quad (20)$$

$$I_2 = I_1 D' \quad (21)$$

As Equações (20) e (21) podem ser descritas na forma de um circuito elétrico, onde nota-se a presença de duas fontes dependentes, a saber, $D'V_2$ e $I_1 D'$. Para melhor compreensão, cada uma pode ser expressa na forma de circuito elétrico, como mostrado na Figura 15.

Figura 15 - Representação de (20) e (21) na forma de circuito elétrico.



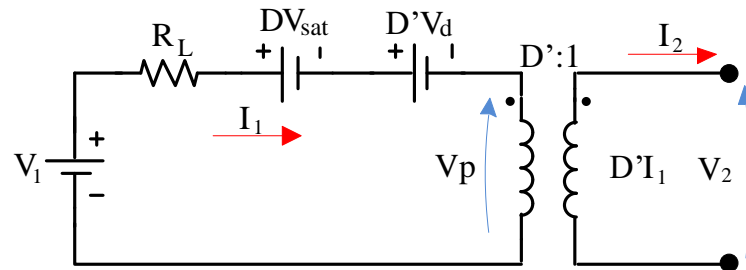
Fonte: Dados do próprio autor.

As fontes dependentes de parâmetros adjacentes foram posicionadas estrategicamente com o intuito de demonstrar o comportamento do circuito obtido. Nota-se que os valores de tensão e corrente produzidos são dependentes dos respectivos circuitos adjacentes, onde são multiplicados pelo mesmo fator, ou seja, por D' . Tais observações remetem à possibilidade de representação hipotética das fontes em questão por um transformador com relação de espiras igual à D' , tornando possível finalmente a avaliação do rendimento do conversor. Realizando-se este procedimento, obtém-se o circuito da Figura 16, de onde se extraem as seguintes expressões:

$$V_2 = \frac{V_p}{D'} = \frac{V_1 - R_L I_1 - DV_{sat} - D'V_d}{D'} \quad (22)$$

$$I_2 = D' I_1 \quad (23)$$

Figura 16 - Circuito resultante do conversor *Boost* após a representação das fontes dependentes por transformador equivalente.



Fonte: Dados do próprio autor.

Com base nas Eqs. (22) e (23) obtém-se o rendimento do conversor, dado pela Eq.(24).

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_2 I_2}{V_1 I_1} = 1 - \frac{R_L I_1 + D V_{sat} + D' V_d}{V_1} \quad (24)$$

Pode-se notar na Eq. (24) que o rendimento diminui conforme aumentam as quedas de tensão sobre os elementos representantes das não idealidades do conversor, assim como em função da redução na tensão de alimentação. A parcela referente às perdas na resistência do enrolamento do indutor é mais significativa em comparação às demais (tensão de saturação do transistor e queda de tensão no diodo durante a condução), pois depende diretamente da corrente I_1 imposta pelo controlador.

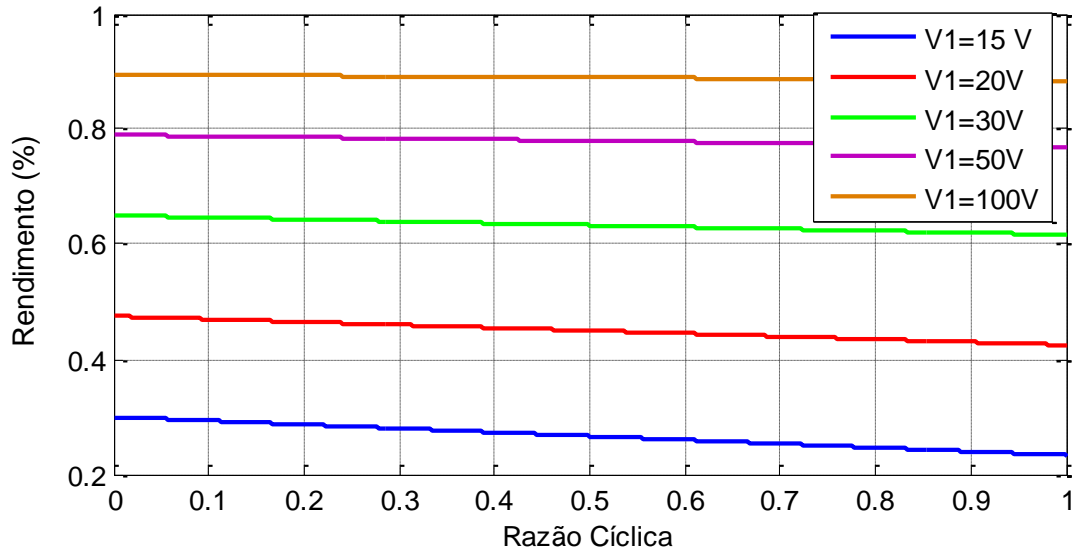
Para se observar o comportamento do rendimento do conversor, montou-se o gráfico da Figura 17, onde se considerou a tensão sobre R_L constante e igual a 10V (o que corresponde à uma queda de tensão genérica adotada devido à corrente imposta pelo controle em malha fechada), V_{sat} e V_d iguais a 1,5 e 0,5V respectivamente, e variou-se V_1 conforme indicado. Observa-se que o rendimento praticamente não varia com a razão cíclica, porém diminui conforme a tensão de entrada se reduz, pois proporcionalmente uma parcela cada vez maior da tensão de alimentação é dissipada na resistência série do indutor.

Conversor *Buck*:

Para o conversor *Buck* o procedimento é análogo. A inserção das não idealidades no circuito respectivo da Figura 12 resulta na Figura 18.

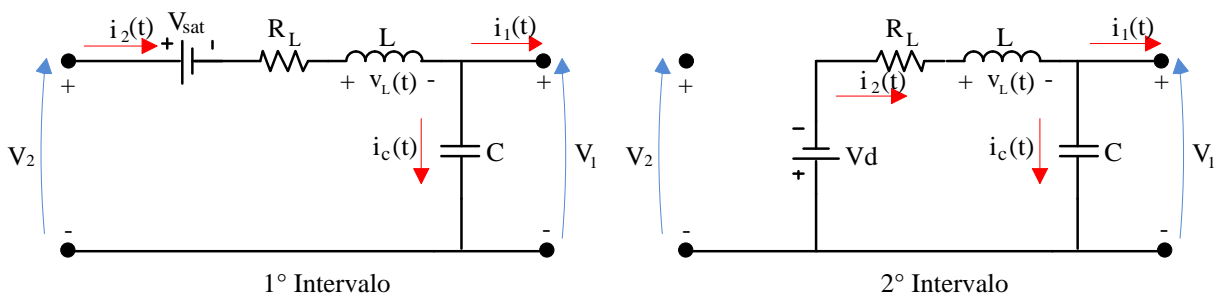
Já considerando *ripples* desprezíveis, a tensão no indutor e a corrente no capacitor para o 1º intervalo são dadas por:

Figura 17 - Curvas características do rendimento do conversor *Boost* operando segundo controle de corrente no indutor em função de V_1 .



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 18 - Circuito equivalente do conversor *Buck* para o primeiro e segundo intervalos.



Fonte: Dados do próprio autor.

$$v_L(t) = V_2 - V_1 - V_{sat} - R_L I_L \quad (25)$$

$$i_c(t) = I_L - I_1 \quad (26)$$

Para o 2º intervalo, as mesmas quantidades são:

$$v_L(t) = -V_1 - V_d - R_L I_L \quad (27)$$

$$i_c(t) = i_c(t) = I_L - I_1 \quad (28)$$

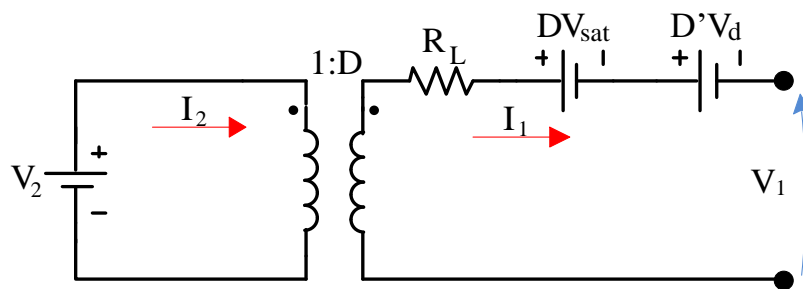
O cálculo do valor médio de tais quantidades ao longo de um período de chaveamento remete aos seguintes resultados:

$$V_2 D = D V_{sat} + D' V_d + R_L I_L + V_1 \quad (29)$$

$$I_L = I_1 \quad (30)$$

Observa-se que as Eqs. (29) e (30) possibilitam a construção somente do circuito secundário, pois há a presença de somente uma fonte de tensão dependente de parâmetros adjacentes. Assim, deve-se encontrar uma fonte de corrente dependente da corrente no secundário e que possua o mesmo fator, no caso D. Da Eq. (10) sabe-se que a corrente de entrada no conversor *Buck* (I_2) é igual à corrente de saída multiplicada pela razão cíclica. Com base nessas informações e considerando-se o fato de que a corrente na entrada assume a corrente do indutor nos instantes em que o transistor conduz, o circuito elétrico resultante terá como base nas três equações citadas neste parágrafo e pode ser visualizado na Figura 19, já inserido o modelo do transformador.

Figura 19 - Modelo do transformador CC para o conversor *Buck*.



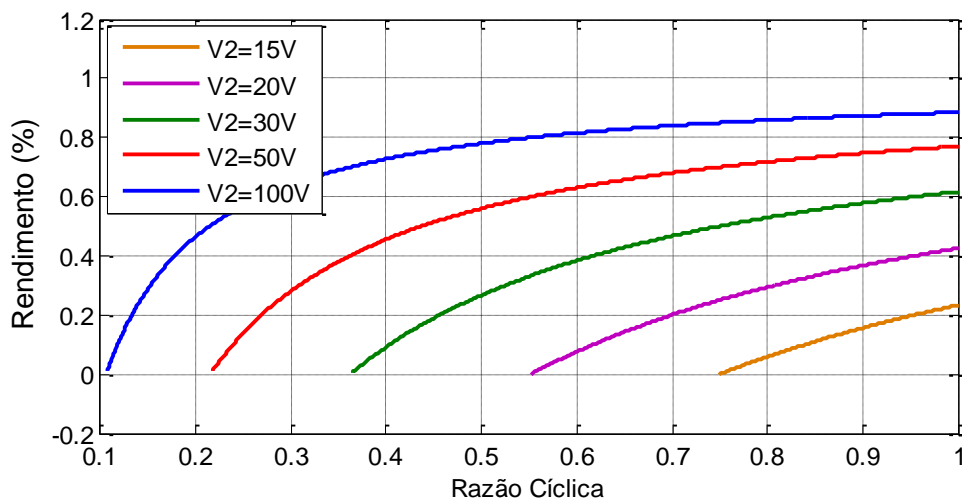
Fonte: Dados do próprio autor.

Finalmente, o rendimento do conversor *Buck* pode ser calculado, resultando na Eq. (31).

$$\eta = \frac{V_1 I_1}{V_2 I_2} = 1 - \frac{R_L I_1 + D V_{sat} + D' V_d}{D V_2} \quad (31)$$

A análise do rendimento para o conversor *Buck* segue a mesma metodologia empregada para o conversor *Boost*, e assim obteve-se o gráfico da Figura 20. Pode-se observar que nesse caso o rendimento varia de maneira significativa não só em relação à tensão V_2 , mas também com a razão cíclica. Nota-se também que para cada caso existe uma razão cíclica mínima de operação, que deve garantir uma tensão mínima no secundário do transformador (o lado com número de espiras igual a D) capaz de vencer as perdas nos elementos não ideais aqui modelados. Tal valor é encontrado igualando-se a tensão no secundário (V_2D) com a somatória das quedas sobre os elementos não ideais, e por fim isolando-se D .

Figura 20 - Curvas características do rendimento do conversor *Buck* operando segundo controle da corrente no indutor em função de V_2 .



Fonte: Dados do próprio autor.

Todas as análises realizadas até o momento fornecerão as bases para a avaliação matemática do conversor bidirecional de energia e possibilitarão a obtenção de expressões levando-se em conta as não idealidades das baterias, supercapacitores e do motor de corrente contínua no instante da formação do chamado sistema híbrido de armazenamento de energia. Este processo será realizado no Capítulo 3, o qual abordará a descrição completa do sistema implementado, a obtenção das funções de transferência para o projeto dos controladores, a criação do sistema lógico responsável pelo gerenciamento de energia, a análise de rendimento durante a regeneração de energia, dentre outros. Tendo-se em mente a grande importância dos conversores bidirecionais na concepção de sistemas híbridos, a seguir realizar-se-á uma breve descrição sobre algumas das configurações possíveis.

2.3 SISTEMAS HÍBRIDOS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Devido à capacidade de mudar o sentido do fluxo de corrente, os conversores bidirecionais tem se tornado uma opção interessante para muitas aplicações, incluindo veículos elétricos e híbridos e sistemas de geração alternativa. Na primeira aplicação, são empregados como um meio de transmissão ativa de energia entre diferentes elementos, os quais podem constituir uma combinação entre baterias/supercapacitores, baterias/motores, células-combustíveis/baterias e assim por diante, sempre objetivando a absorção de energia durante frenagens e o atendimento dos requisitos de potência durante as acelerações. A segunda aplicação inclui a combinação de uma fonte (painel solar, por exemplo) com elementos armazenadores (comumente baterias), onde a energia da fonte durante o dia é transferida para as baterias e também para o barramento caso seja necessário (28).

Os sistemas de armazenamento de energia têm relevante importância na aplicação em veículos elétricos e híbridos, onde as baterias são uma das fontes mais comumente empregadas. Entretanto, com o emprego de somente um elemento de armazenamento não é possível atender todas as exigências energéticas desejáveis à um veículo elétrico, onde são necessárias altas densidades de energia, as quais influem diretamente na autonomia, e altas densidades de potência, que garantem bom desempenho durante as acelerações bem como em acalives (29). Além disso, a atuação individual das baterias causa estresse à mesma devido aos fortes regimes de descarga e ao número elevado de ciclos, reduzindo sua vida útil.

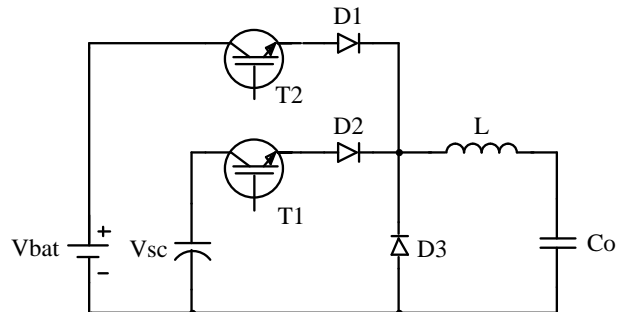
Visando a resolução destes problemas, os HESS (*Hybrid Energy Storage Systems*) ou Sistemas Híbridos de Armazenamento de Energia, passam a ser uma opção. A ideia principal consiste na combinação das baterias com supercapacitores, estes últimos caracterizados principalmente pelas altas densidades de potência (30). Assim, obtêm-se vantagens como otimização do fluxo de potência, aumento do rendimento, respostas rápidas às solicitações de energia aumentando a resposta dinâmica, redução da capacidade necessária da bateria e, conseqüentemente, redução de custo (31).

A seguir serão apresentados alguns dos sistemas híbridos encontrados na literatura. Uma das estruturas possíveis, um conversor *Buck* de duas entradas, está representada na Figura 21.

Nessa estrutura, ambas as fontes de energia fornecem potência para a carga: o supercapacitor fornece energia por meio da operação do transistor T1, e a bateria pela operação do transistor T2, cada qual operando com razões cíclicas próprias. A operação do conversor garante que a tensão de saída (sobre o capacitor C_o) é sempre menor que o máximo

valor de qualquer uma das fontes de alimentação, pois a soma das razões cíclicas de cada transistor é menor ou igual à unidade (30).

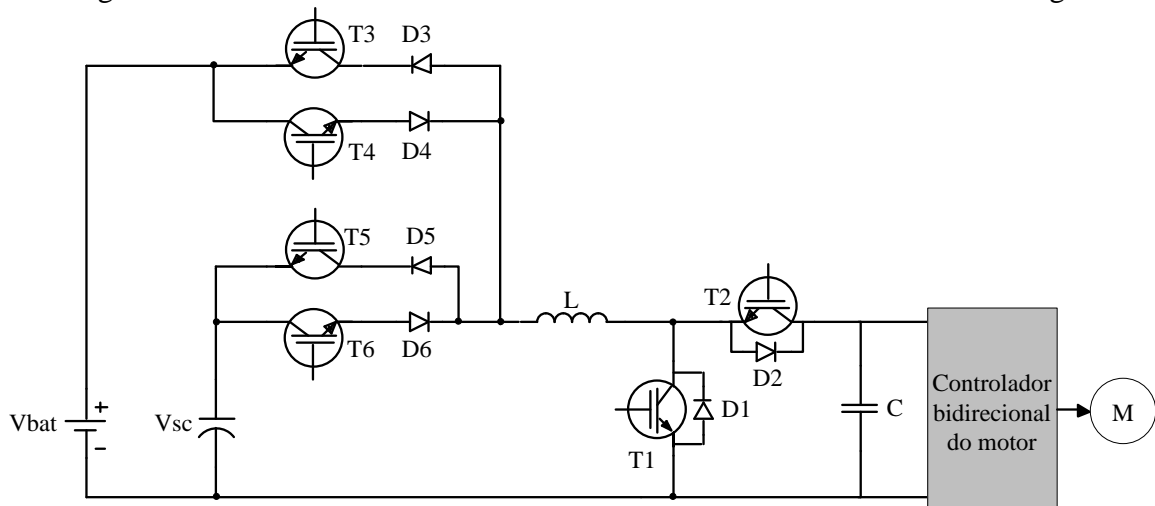
Figura 21 - Conversor *Buck* de duas entradas.



Fonte: Adaptado de (22).

As vantagens em se utilizar esta estrutura incluem o reduzido número de componentes, menor custo e facilidade no controle do fluxo de energia (32). A desvantagem reside no fato da impossibilidade do fluxo bidirecional de corrente, ou seja, não é possível atender os processos de frenagem regenerativa, pois a energia acumulada no link CC não pode voltar à bateria e ao supercapacitor. Tais inconvenientes podem ser eliminados com a estrutura mostrada na Figura 22.

Figura 22 - Conversor *Buck* de duas entradas com fluxo bidirecional de energia.



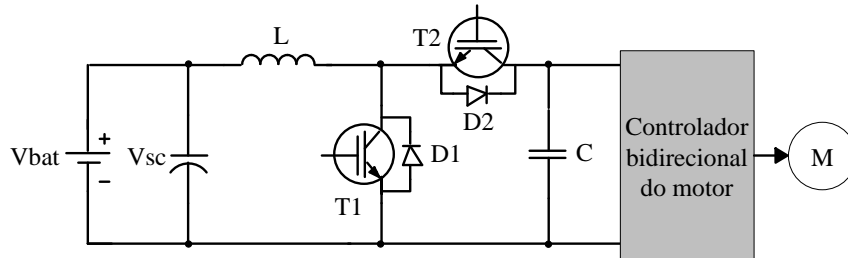
Fonte: Adaptado de (23).

Nesta configuração tanto a bateria quanto o supercapacitor são conectados em um indutor comum através de associações de chaves em paralelo, cada qual em série com um diodo para prevenir curto-circuitos entre ambas as fontes de energia. Um conversor

bidirecional em corrente (composto pelos elementos L, C T1, T2, D1 e D2) permite trocas de energia entre as fontes e a carga. Como as tensões das fontes são menores que a do link CC (ponto de alimentação do inversor), o conversor bidirecional opera como elevador nos processos de aceleração e como abaixador nos processos de frenagem regenerativa. A vantagem dessa estrutura é a necessidade de somente um indutor para varias fontes de energia. Entretanto, a estratégia de controle do fluxo de potência do sistema é mais complexa (33).

A união de duas fontes armazenadoras de energia também pode ser efetuada de forma passiva pela associação delas em paralelo, incluindo-se um conversor CC-CC bidirecional para permitir que a energia flua das fontes para a carga (aceleração) e da carga para as fontes (frenagem regenerativa). Este sistema é o representado pela Figura 23. Embora este arranjo seja mais simples, a tensão da bateria e do ultra capacitor são iguais, e não é possível o controle individual da energia entre elas.

Figura 23 - Conexão passiva em cascata do sistema bateria/supercapacitor.



Fonte: Adaptado de (23).

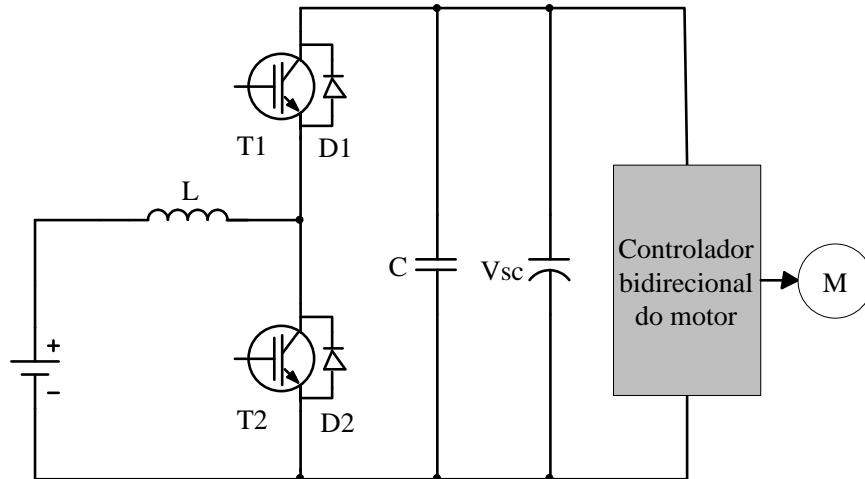
O controle mais eficiente da transferência de energia entre as fontes alternativas pode ser alcançado com base na sua conexão por intermédio do conversor CC-CC bidirecional. Uma configuração típica está representada na Figura 24.

O emprego do conversor bidirecional de energia após o banco de supercapacitores permite que sua tensão seja menor que a do barramento CC (onde o banco de baterias está conectado) (34). Nos momentos de aceleração o conversor opera como elevador (*Boost*) através da atuação da chave T1 e do diodo D2, e a energia flui do supercapacitor para o motor. Na etapa de frenagem regenerativa o conversor opera como abaixador (*Buck*) pela atuação da chave T2 e do diodo D1, permitindo o fluxo inverso da energia (35).

A desvantagem é que a energia oriunda da frenagem regenerativa não pode ser eficientemente controlada para ser absorvida somente pelo banco de supercapacitores, além da elevada capacidade de potência necessária do conversor para suportar os transientes de

potência elevados (33). Esta topologia também pode ser concebida através da troca das posições ocupadas pelas fontes de energia. Assim, a tensão no barramento CC pode ocupar maiores faixas, além de se reduzir o número de células necessárias para compor o banco de baterias, pois o conjunto passa a ocupar o lado de menor tensão.

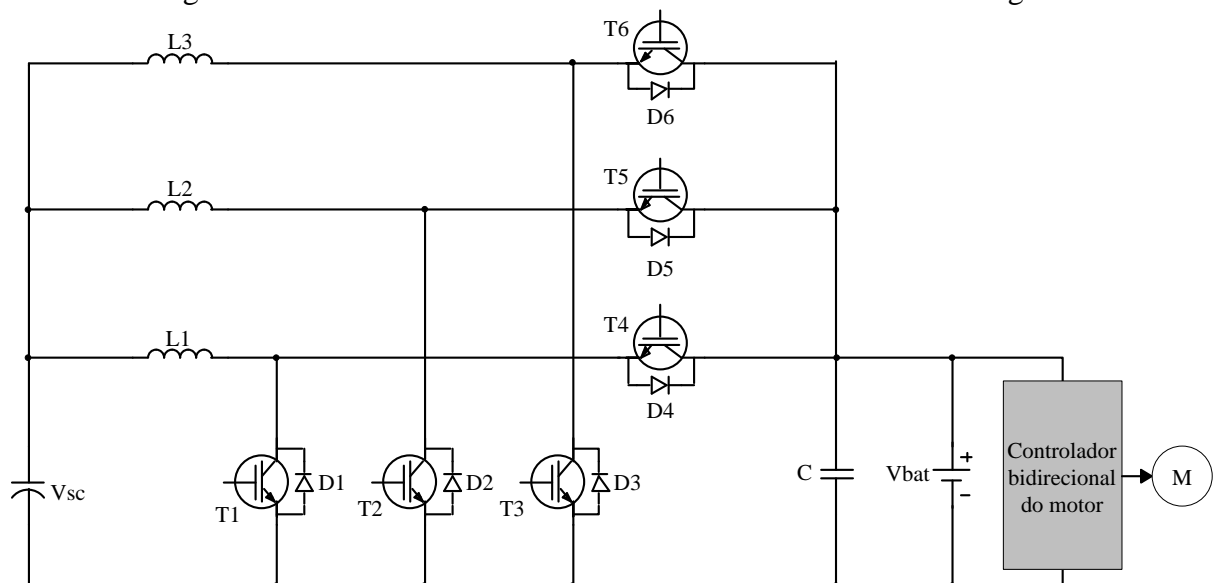
Figura 24 - Configuração supercapacitor/bateria.



Fonte: Adaptado de (24).

Em aplicações de elevadas potências, a topologia *interleaved* é empregada, onde sua estrutura está representada na Figura 25.

Figura 25 - Conversor CC-CC bidirecional *interleaved* de três estágios.

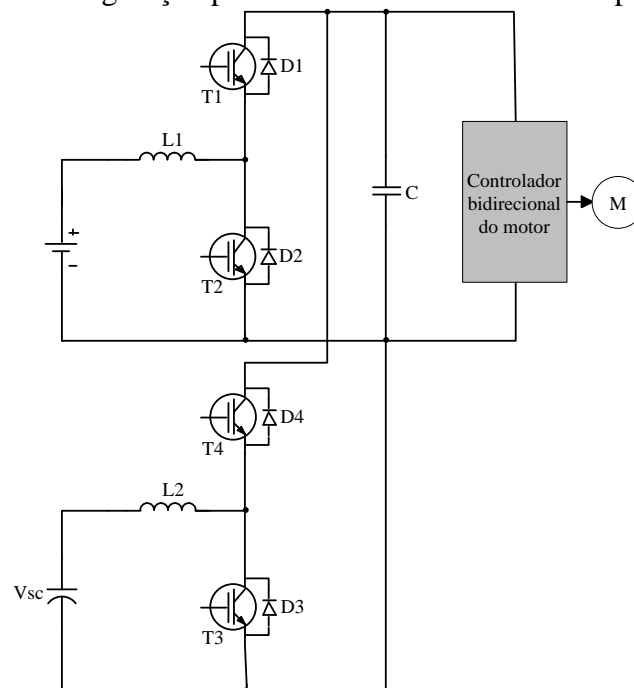


Fonte: Adaptado de (25).

Genericamente, um conversor *interleaved* de N estágios é concebido pela associação em paralelo de N circuitos básicos de um conversor CC-CC, onde o número de estágios tem relação com o rendimento, custo, volume e com a complexidade no controle (os sinais de *gate* são deslocados a uma fração de $1/N$ do período de chaveamento). Ainda, cada um dos estágios processa $1/N$ da potência total, facilitando o processo construtivo (36). Os benefícios incluem um menor esforço de corrente dos componentes, pois cada um processa uma parcela da potência total, menores ondulações de corrente (35), maior rendimento (36).

A outra possibilidade visa o controle independente do fluxo de energia entre cada uma das fontes. Nesse caso o banco de baterias e de supercapacitores são conectados ao barramento CC por conversores bidirecionais de energia dedicados (37). A estrutura pode ser conferida na Figura 26.

Figura 26 - Configuração paralela ativa da bateria e do supercapacitor.



Fonte: Adaptado de (23).

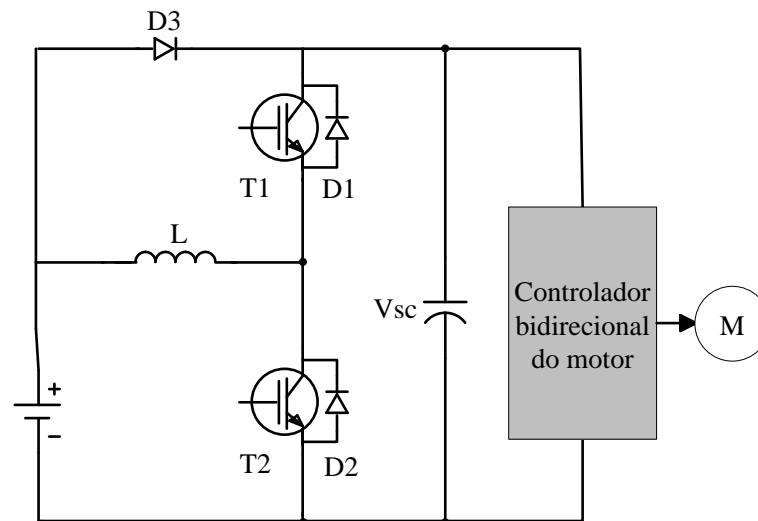
Este conversor bidirecional, conhecido como *step-up + step-down*, tanto a tensão do banco de baterias quanto a tensão do banco de supercapacitores são menores que a do barramento CC, implicando na operação elevadora de ambos os conversores bidirecionais nas acelerações e na operação abaixadora nos processos de frenagem.

A topologia da Figura 26 ainda é bastante utilizada devido à robustez da estrutura e sua estratégia de controle é dominada e difundida na literatura (38). As direções do fluxo de

potência de cada fonte de energia são, nesse momento, controladas independentemente, permitindo flexibilidade no processamento da energia (33), o que representa uma vantagem. Em contra partida, deve-se implementar uma célula *step-up/step-down* para cada fonte de energia (37).

Diferentemente dos projetos convencionais, o apresentado na Figura 27 mantém o banco supercapacitores conectados diretamente ao barramento CC para fornecer os picos de potência exigidos pelo motor elétrico. O banco de baterias, posicionado no lado de menor tensão, é conectado ao de supercapacitores por um conversor bidirecional de energia e pelo diodo D3 (34).

Figura 27 - Sistema de gerenciamento de energia híbrido.



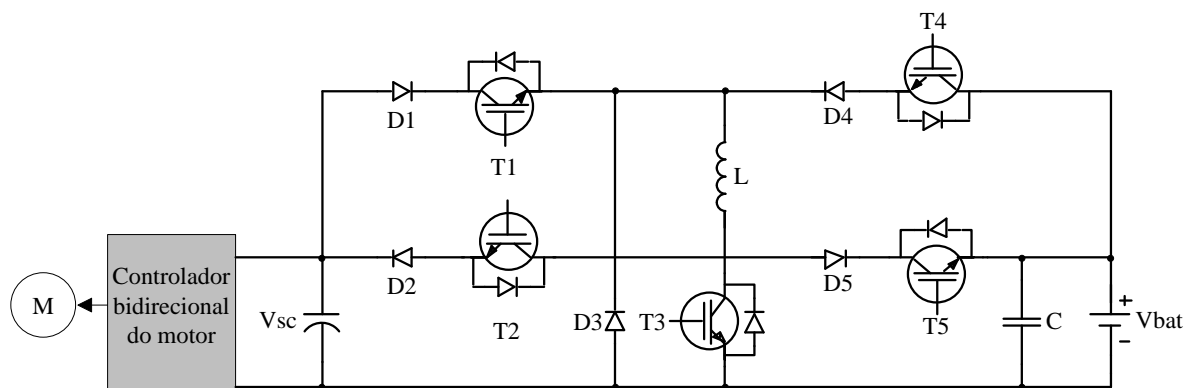
Fonte: Adaptado de (24).

Este sistema opera segundo as solicitações de potência do veículo. Em condições normais de operação, a bateria fornece energia para o barramento CC e assim a tensão dos supercapacitores pode ser mantida em níveis elevados e maiores que os da outra fonte (nesse caso o diodo D3 está reversamente polarizado). Se a solicitação de potência for maior que a capacidade nominal do conversor CC-CC bidirecional (processo de aceleração), a tensão no barramento não pode ser mantida, e assim a bateria fornece energia pelo diodo D3 e também pelo conversor.

Durante o processo de regeneração, a energia flui diretamente para os supercapacitores. Caso a tensão no barramento se eleve acima dos máximos valores permitidos, a energia será enviada às baterias pela operação como abaixador do conversor bidirecional, e dessa forma, a bateria é carregada de forma controlada.

Os conversores CC-CC bidirecionais apresentados até o momento são capazes de processar energia em dois sentidos, porém executando somente uma função (abaixadora ou elevadora). Geralmente, o conversor opera como *Buck* nos processos de frenagem regenerativa e como *Boost* nos processos de aceleração. Entretanto, se a tensão do barramento for menor que a da bateria, as operações do conversor devem ser invertidas. Dessa forma, deve-se empregar um conversor bidirecional universal capaz de operar nos dois sentidos e com as funções elevadora e abaixadora (38). O circuito que atende tais requerimentos está representado na Figura 28.

Figura 28 - Conversor CC-CC bidirecional universal.



Fonte: Adaptado de (28).

Este conversor é composto por cinco transistores (T1 a T5) com seus respectivos diodos em antiparalelo e cinco diodos de potência (D1 a D5), sendo durante a operação somente um dos transistores opera através de pulsos no *gate* (PWM), e os demais permanecem em condução ou abertos dependendo da função executada. Assim, as perdas por chaveamento são menores que as dos conversores convencionais (38).

Se a tensão do supercapacitor for menor que a da bateria, o conversor deve operar como elevador para enviar a energia dos processos regenerativos à segunda fonte. Nesse caso, os transistores T1 e T5 permanecem em condução, enquanto que T2 e T4 permanecem desligados; o sinal PWM é aplicado em T3 (o conversor *Boost* é composto pelos elementos T1, T3, T5, L, D1 e D5) (38).

Mantendo a mesma condição, o conversor deve operar como abaixador nos processos de aceleração, enviando a energia da bateria para o barramento CC (onde se conecta o banco de supercapacitores). Os transistores T1, T3 e T5 permanecem desligados, enquanto que T2 conduz durante todo o tempo; o sinal PWM é aplicado em T4 (o conversor *Buck* é composto pelos elementos T2, T4, L, D2, D3 e D4) (38).

Caso a tensão do supercapacitor seja maior que a da bateria, o conversor deve operar como abaixador para processar a energia resultante das frenagens regenerativas. Os transistores T2, T3 e T4 permanecem desligados, enquanto que T5 permanece em condução; o sinal PWM é aplicado em T1 (o conversor *Buck* é composto pelos elementos T1, T5, L, D1, D3 e D5) (38).

Se a mesma condição for mantida, o conversor deve operar como elevador nos processos de aceleração. Os transistores T1 e T5 permanecem desligados, enquanto que T2 e T4 permanecem em condução; o sinal PWM é aplicado em T3 (conversor *Boost* é composto pelos elementos T2, T3, T4, L, D2 e D4) (38).

2.4 CONSIDERAÇÕES E CONCLUSÕES PARCIAIS

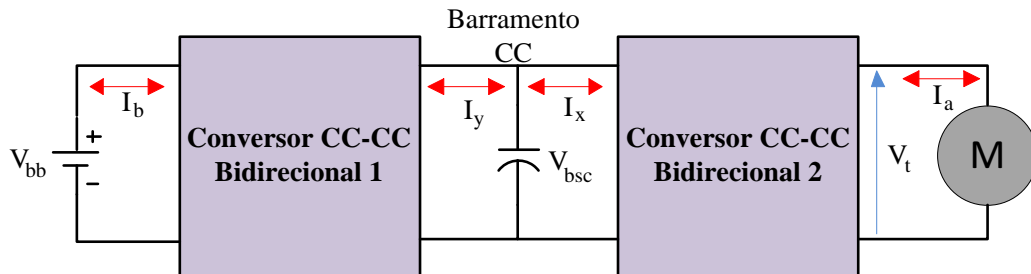
Os conversores CC-CC bidirecionais são caracterizados pelo processamento de energia em dois sentidos, onde as tensões de entrada e saída são sempre positivas, e os sentidos das correntes se alteram conforme a situação ou funcionalidade exigida. A célula básica é constituída pela união dos conversores *Buck* e *Boost*, conferindo a operação como abaixador e elevador, respectivamente. A aplicação principal inclui os sistemas híbridos de armazenamento de energia, onde se possibilita o controle do fluxo de potência entre fontes acumuladoras.

As análises realizadas até o momento informaram que estão sendo utilizados conversores bidirecionais em corrente, onde se verificou que seu rendimento, considerando o controle da corrente no indutor, não dependia apenas da razão cíclica, mas também, mais expressivamente, da relação entre a queda de tensão em R_L e a tensão de alimentação do conversor

3 ANÁLISES QUANTITATIVAS E DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA DE CONTROLE

Como abordado no capítulo anterior, existem várias topologias empregadas na conexão entre ambas as fontes armazenadoras compreendendo desde conexões passivas à mais complexas, como os conversores CC-CC bidirecionais universais. O sistema proposto envolve a configuração ativa em cascata, sendo o banco de baterias integrando a primeira fonte de energia e o banco de supercapacitores integrando o barramento CC. O sistema pode ser visualizado na Figura 29.

Figura 29 - Conexão em cascata das fontes armazenadoras de energia.



Fonte: Dados do próprio autor.

A configuração ativa em cascata permite o controle pleno do fluxo de energia entre quaisquer elementos, sejam entre as fontes acumuladoras ou entre elas e o motor. Tal estrutura foi escolhida pois, além da característica citada, o conversor bidirecional situado entre o banco de supercapacitores e o motor CC pode realizar o controle da máquina tanto na tração quanto na regeneração, e assim não há a necessidade de incorporar-se outro circuito de potência para este fim, como ocorria na configuração paralela ativa introduzida no Capítulo 2 (Figura 26). Adicionalmente, esta configuração aplicada a este trabalho requer somente um indutor físico, a saber, aquele integrante do conversor bidirecional 1, já que a indutância da armadura do motor pode integrar o outro conversor.

Como se pode notar na Figura 29, as setas indicadoras das correntes apontam nos dois sentidos, consideração esta adotada para informar que as mesmas fluem em duas direções, dependendo da operação do sistema. Fluxos positivos (para a direita) podem representar a descarga das baterias, carga dos supercapacitores ou o processo de tração. Fluxos negativos (para a esquerda) correspondem às frenagens regenerativas ou carga das baterias. As características dos elementos armazenadores serão baseadas na especificação definida para um sistema em escala real (ônibus elétrico), cujo sistema de tração compreende um motor CC, cuja tensão nominal de alimentação é igual a 600V.

No sistema em escala reduzida utilizar-se-á um motor CC de 1cv disponível no Laboratório de Eletrônica de Potência (LEP-FE/IS). Os dados de placa estão organizados na Tabela 2. Para a determinação da potência dos condicionadores de energia, é necessário primeiramente encontrar as tensões de operação do banco de baterias e do banco de supercapacitores, a qual se origina das especificações definidas para o projeto em escala real. Nele, a relação entre a energia da bateria e a potência do motor é igual a 2,12 horas, e a relação entre a energia do banco de supercapacitores e a potência do motor CC é igual a 70 segundos.

De acordo com a Tabela 2, a tensão nominal terminal do motor CC é igual a 160V. Como no ônibus elétrico a tensão nominal do motor CC é igual a 600V, as tensões de operação do banco de baterias e do banco de supercapacitores do projeto em escala reduzida serão reduzidas por um fator de 3,75 (600/160).

Tabela 2 - Dados de placa do motor de corrente contínua.

Parâmetros	Valores nominais
P [W]	736
V_T [V]	160
I_a [A]	6
V_f [V]	190
I_f [A]	0,50

Fonte: Dados do próprio autor.

Aplicando a mesma relação, obtêm-se as tensões desejadas. O resultado pode ser conferido na Tabela 3.

Tabela 3 - Resultado da aplicação do fator de escala.

Quantidades	Escala real	Escala reduzida
V_{bat}	340	90,60
V_{bsc}	1000	266,67
V_T	600	160

Fonte: Dados do próprio autor.

Os valores na coluna da escala real referem-se às quantidades de um ônibus empregando o mesmo sistema aqui desenvolvido. O banco de baterias será constituído por células de íons de lítio. Assim, o número adotado de unidades em série será igual a 27, resultando em uma tensão V_{bb} igual a 100V (considerando a tensão nominal de operação de

cada célula igual a 3,7V). Por simplicidade, adotar-se-á a tensão máxima de operação do banco de supercapacitores como sendo igual a 270V. Como este último será instalado no barramento CC, o mesmo deve atender uma faixa de tensões possíveis para a operação. Considerando-se a alimentação do motor CC, a tensão mínima do barramento deverá ser maior ou igual a 160V; admite-se então $V_{bSC_{min}}=180V$.

Com base nas informações dispostas é possível realizar o dimensionamento dos bancos de supercapacitores e de baterias, no que se referem à sua capacidade de fornecimento de energia. Assim, para o primeiro, pode-se escrever:

$$\frac{E_{sc}}{P_m} = 70s \leftrightarrow E_{sc} = 70.736 = 51,52kJ \quad (32)$$

A capacitância do banco é obtida segundo a Eq. (33):

$$C_{sc} = \frac{2E_{sc}}{V_{bSC_{max}}^2 - V_{bSC_{min}}^2} = \frac{2.51,52.10^3}{270^2 - 180^2} = 2,54F \quad (33)$$

O dimensionamento do banco de baterias segue procedimento semelhante:

$$\frac{E_{bb}}{P_m} = 2,12h \leftrightarrow E_{bb} = 2,125.736 = 1,56kWh \quad (34)$$

Dessa forma, a sua capacidade total deverá ser igual a:

$$I_{bb} = \frac{E_{bb}}{V_{bb}} = \frac{1564}{94,9} = 16,48Ah \quad (35)$$

A partir dos cálculos realizados, pode-se determinar as especificações dos elementos armazenadores de energia. Os valores resultantes da tensão de operação, capacitância e capacidade da bateria devem coincidir o mais próximo possível com os calculados teoricamente. Para tal, a associação resultante (no que se refere à conexão de células em série ou em paralelo) será baseada nas especificações de produtos comerciais.

Em relação ao banco de baterias, a proposta será o emprego de baterias da fabricante *TRUE Power Technology Co. Limited*, modelo TP18650, onde cada uma é

constituída pela associação em paralelo de duas células, resultando em uma capacidade de 5,20Ah e tensão nominal de 3,70V. A configuração adotada é aquela constituída por 27 conjuntos em série de três baterias conectadas em paralelo (totalizando 15,60Ah e 100V nominais).

Em relação ao banco de supercapacitores, a proposta é o emprego de módulos da fabricante Maxwell®, cada qual com tensão nominal de 16V e capacitância de 58F. A configuração será formada pela conexão série de 23 unidades, totalizando assim uma tensão máxima de trabalho igual a 368V e capacitância resultante igual a 2,52F. A Tabela 4 reúne as características dos bancos de baterias e de supercapacitores dimensionados a partir de dados comerciais, bem como as referentes aos bancos obtidos teoricamente.

Tabela 4 - Especificações teóricas e comerciais do banco de baterias e do banco de supercapacitores.

	Banco de supercapacitores		Banco de baterias de íon de lítio	
	Capacitância [F]	Faixa de tensão [V]	Capacidade [Ah]	Tensão de operação (média) [V]
Especificações teóricas	2,54	180 – 270	16,48	90,60
Especificações comerciais	2,52	0 - 368	15,60	100
Quantidade/descrição	23 módulos de 58F/16V conectados em série		27 conjuntos de 3 baterias em paralelo conectados em série	
Fabricante	MAXWELL		TRUE Power Technology	
Modelo	BMOD0058 E016 B02		TP18650	

Fonte: Dados do próprio autor.

A Tabela 4 contém as características gerais dos armazenadores de energia. Na coluna “Faixa de tensão”, os valores indicados para as especificações teóricas seguem o seguinte princípio: para o caso do sistema de frenagem regenerativa empregando o motor de corrente contínua, a tensão mínima deve ser maior que a terminal do motor (160V), e assim adotou-se 180V. A tensão máxima deve respeitar o resultado da aplicação do fator de escala (1000/3,75); o valor adotado, por aproximação, foi de 270V.

Já os valores das especificações comerciais, na mesma coluna, indicam a faixa de operação possível do banco de supercapacitores, cuja tensão máxima é igual a 368V, pois são 23 módulos de 16V conectados em série. Nota-se que para o banco de supercapacitores, a capacitância é aquela resultante da associação dos módulos comerciais (2,52F).

Com base na disposição das fontes de energia, dos conversores CC-CC e da carga e, considerando-se ainda as tensões de operação, é possível determinar o sentido do fluxo de

potência entre todos os elementos, e também a funcionalidade de cada estrutura no que se refere às ações elevadora (*Boost*) e abaixadora (*Buck*).

Durante a etapa de tração o fluxo de energia ocorre do banco de baterias para o banco de supercapacitores e destes últimos para o motor de tração. Como a tensão no barramento CC é maior que a do banco de baterias, a ação elevadora se faz necessária no primeiro estágio. Seguindo o mesmo raciocínio conclui-se que, como o motor CC opera com tensão menor em relação ao barramento, a operação é de um conversor abaixador no segundo estágio. Nos processos de frenagem regenerativa as funções executadas pelos conversores são inversas quando se analisa o fluxo contrário da energia, ou seja, tais elementos devem ser bidirecionais em corrente, e não em tensão.

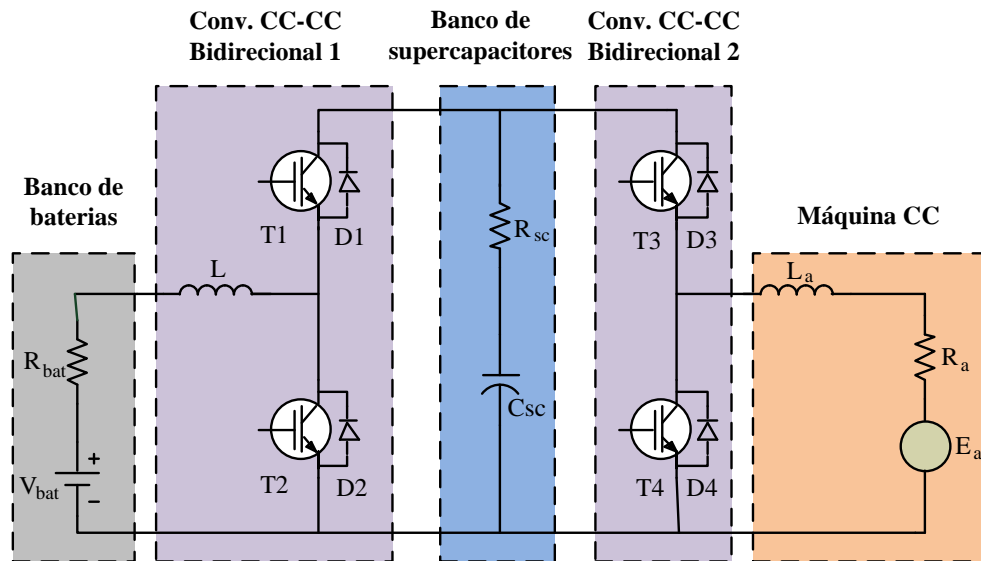
Considerando-se as informações descritas acima, estabelece-se a estrutura de cada um dos conversores bidirecionais. O circuito elétrico resultante considera modelos simplificados do banco de baterias, do banco de supercapacitores e da máquina de corrente contínua. Na Figura 30 mostra-se o sistema composto pelos conversores e pelos demais elementos.

O banco de baterias foi modelado segundo a consideração de uma resistência interna R_{bat} , a qual representa a soma das resistências do conjunto de baterias conectadas em série e o banco de supercapacitores foi modelado pela associação em série de um capacitor ideal com uma resistência equivalente R_{sc} , que representa a soma de todas as resistências de cada módulo. O conversor bidirecional de energia situado entre as baterias e os supercapacitores é constituído pelos transistores T1, T2 e pelo indutor L; assim, na tração, a operação na função *Boost* é necessária, onde T1 permanece desligado e T2 opera segundo a modulação PWM.

Já a operação de tais transistores é contrária durante o processo de carga das baterias. O conversor situado entre o banco de capacitores e a máquina CC é constituído pelos transistores T3 e T4. No processo de tração T4 permanece desligado e T3 opera segundo a modulação PWM, resultando na operação abaixadora. O comportamento é contrário na frenagem regenerativa, e o conversor desempenha a função elevadora. Aqui a diferença, em relação ao conversor anterior, recai na “ausência” do indutor. Isso ocorre porque ele alimenta uma máquina de corrente contínua, cuja armadura apresenta uma indutância L_a que fará parte do elemento armazenador de energia do conversor bidirecional 2.

Devido à ausência de um capacitor em paralelo com a armadura, a tensão sobre ela será uma onda quadrada de elevada frequência. Como o valor de L_a é elevado (42mH), a corrente na armadura apresentará baixo *ripple*, resultando na operação normal da máquina CC.

Figura 30 - Sistema proposto para o gerenciamento da energia.



Fonte: Dados do próprio autor.

Para que se possa compreender melhor os processos de tração e regeneração a partir de um motor de corrente contínua, a seguir será realizada uma breve análise do conjunto conversor-máquina.

Um motor de corrente contínua é constituído pelo estator, no qual se alojam os enrolamentos de campo, e pelo rotor, onde estão presentes os enrolamentos de armadura. A interação do fluxo estabelecido em ambos permite a criação de um torque eletromagnético, o qual proporciona ao eixo a capacidade de aceleração angular. Os elementos responsáveis pela transferência de energia da fonte de alimentação à armadura são as escovas, as quais são constituídas por barras de material condutor (grafite).

As equações básicas que regem seu funcionamento são dadas a seguir:

$$E_a = k\Phi\omega_n = K_m\omega_n \quad (36)$$

$$T_e = k\Phi I_a \quad (37)$$

$$I_a = \frac{V_T - E_a}{R_a} \quad (38)$$

$$T_e - T_m = J \frac{d\omega_n(t)}{dt} \quad (39)$$

De acordo com a Eq. (36) verifica-se que a velocidade do eixo é diretamente proporcional à tensão da armadura. Na partida, $E_a = 0$ já que $\omega = 0$, ou seja, a corrente I_a (Eq. (38)) atinge valores elevados e é limitada somente pela resistência dos enrolamentos R_a ; em contrapartida, o torque exercido pelo motor é elevado. A aceleração angular do eixo depende da diferença entre o torque produzido pelo motor (T_e) e o torque mecânico contrário ao movimento de rotação (T_m), bem como do parâmetro J , constituído pela soma dos momentos de inércia do rotor e da carga. Dessa forma, o eixo acelera até o instante em que $T_e - T_m = 0$. A partir deste ponto a velocidade se torna constante.

Com base na operação descrita anteriormente e nas equações apresentadas é possível avaliar o comportamento de tal sistema físico, e então determinar a maneira ótima para o gerenciamento e controle dos processos de tração, em que a energia é transferida dos bancos de baterias e de supercapacitores para o motor, e dos processos de frenagem regenerativa, onde a energia flui no sentido inverso.

Analisando-se primeiramente o processo de tração, a velocidade do eixo do motor CC aumenta ou diminui em função do torque eletromagnético aplicado, o qual tem relação direta com a corrente na armadura. O tempo para a aceleração depende, além dos torques mecânico e eletromagnético, do momento de inércia do conjunto motor-carga. Assim, o sistema apresenta dinâmica lenta quando comparada às do conversor bidirecional.

Seguindo tal raciocínio, no que se refere à variação da corrente I_a , há duas maneiras de se fornecer torque eletromagnético ao motor CC: uma indireta e outra direta. Na maneira indireta, pode-se variar a tensão terminal V_T , o que resulta em uma corrente na armadura dependente não só desta tensão, mas também da força contraeletromotriz (e portanto da velocidade angular) e da resistência R_a , conforme a Eq. (38). Então, a corrente na armadura durante a partida será elevada e exigirá assim conversores mais robustos.

Na maneira direta, é possível impor um torque eletromagnético constante através do controle direto da corrente de armadura, ou seja, por meio do controle da corrente na indutância L_a . Assim, é possível limitá-la a um valor máximo de acordo com as especificações da máquina e também do conversor. Outra vantagem refere-se à impressão de desacelerações ou acelerações controladas, onde será possível limitá-las a valores conhecidos. Considerando $\frac{d\omega_n}{dt} = ac$, a Eq. (38) pode ser reescrita conforme a Eq. (40).

$$I_a = \frac{Jac + T_m}{k\Phi} \quad (40)$$

Assim, conhecendo-se os parâmetros do motor CC e o torque mecânico, é possível calcular a corrente necessária para imprimir a desaceleração desejada. Este princípio se faz mais importante nos processos de frenagem regenerativa, onde a corrente drenada da armadura pode ser mantida abaixo da máxima capacidade do motor CC, além de ser controlada diretamente. Baseado nessas vantagens, o controle da corrente I_a será realizado durante as frenagens regenerativas, onde o usuário poderá selecionar a intensidade da desaceleração. Já no controle de aceleração adotar-se-á o método de variação da tensão terminal V_T , que permitirá ao motor maior capacidade de aceleração durante as partidas, característica necessária e importante em aplicações com veículos elétricos.

Com base em todo o conteúdo apresentado até este momento, já é possível definir a lógica de operação do sistema híbrido em relação ao processamento de energia, que será descrita nos três próximos parágrafos.

Durante a etapa de aceleração o banco de supercapacitores fornece a energia necessária ao motor através da variação da tensão V_T . No instante em que a velocidade é constante (velocidade de cruzeiro) o banco de baterias será o responsável por todo o fornecimento da energia necessária, e assim a tensão no barramento CC permanecerá constante e igual ao valor imediatamente após o término da aceleração. Para se obter tal funcionalidade, um sistema lógico gerará a corrente de referência para a descarga da bateria, cuja magnitude implicará na injeção, no barramento, da mesma corrente absorvida pelo conversor bidirecional 2.

Assim, conforme o sistema opera, a tensão no banco de supercapacitores reduzir-se-á nas acelerações, atingindo em algum momento o mínimo valor permitido, igual a 180V. Quando tal situação ocorrer, eles serão carregados a partir do banco de baterias segundo uma taxa de descarga de 1C até V_{bsc} atingir 230V, que corresponde à média do intervalo de operação. Vale salientar que o ponto de fim de carga pode ser ajustado à qualquer momento. A carga das baterias, quando necessária, será realizada a partir de uma fonte de tensão contínua conectada ao barramento CC, que aqui representa o posto de carga, ou posto de abastecimento (PA). Tal processo deve atender as curvas de carregamento, que são divididas em duas etapas principais: corrente constante e tensão constante.

Nas frenagens regenerativas, a posição do pedal do freio fornecerá a corrente drenada dos enrolamentos de armadura, a qual poderá fluir para os supercapacitores ou para as baterias. Tal fluxo dependerá das condições operacionais, ou seja, das necessidades energéticas de cada uma das fontes armazenadoras. Caso os supercapacitores estejam completamente carregados, a energia fluirá diretamente ao banco de baterias.

A partir da lógica descrita nos parágrafos anteriores, nota-se que os conversores dotados dos transistores T1, T2 e T4 deverão operar segundo o controle em modo corrente. Para tal, é necessário encontrar as funções de transferência que descrevem o comportamento da corrente no indutor em função da razão cíclica, processo este realizado a seguir.

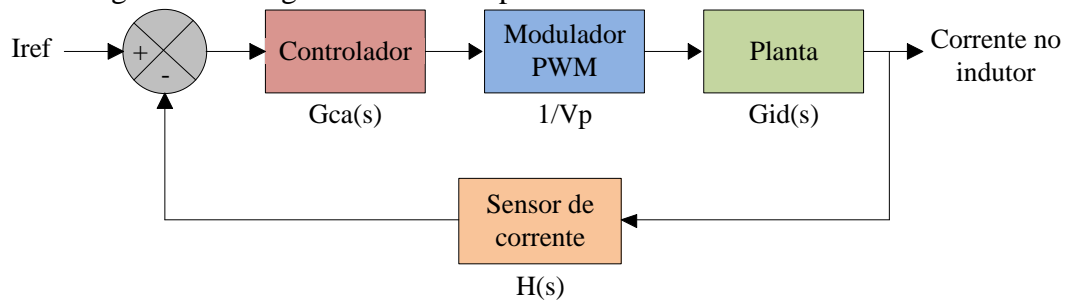
3.1 FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA PARA O CONTROLE EM MODO CORRENTE

Durante os processos de aceleração e frenagem as correntes nas baterias e na armadura serão controladas a partir de valores de referência oriundos de lógicas de controle ou propriamente pela ação do usuário, respectivamente. Assim, tais quantidades devem ser aplicadas à um controlador, que garantirá a operação correta do conversor. Para o desenvolvimento dos cálculos seguintes, considerar-se-á que o conversor bidirecional 1 opera com razões cíclicas iguais a D_1 e D_2 (abaixador e elevador respectivamente), e que o conversor bidirecional 2 opera com razões cíclicas iguais a D_3 e D_4 segundo mesma ordem funcional. Adicionalmente, as entradas de usuário, compostas pelo acelerador e freio, serão representadas na prática por dois potenciômetros.

Na Figura 31 apresenta-se o diagrama de blocos que descreve a estrutura de um sistema de controle de corrente em malha fechada.

O diagrama de blocos exposto refere-se ao controle da corrente no elemento indutivo, a qual é medida por um sensor e subtraída daquela desejada (I_{ref}). O sinal de erro resultante alimenta o controlador $G_{ca}(s)$ (composto por um controlador PI seguido de uma função para o ajuste da margem de fase), o qual libera a tensão de controle necessária à operação do conversor para atender àquela corrente. Posteriormente o modulador PWM compara esta tensão com uma forma de onda dente de serra de amplitude V_p e frequência F_s , gerando os pulsos para o comando dos transistores. Para que o processo de controle seja possível de ser executado, é necessária a determinação da função de transferência entre a corrente no elemento indutivo e a razão cíclica, que será realizada a partir da análise do conversor a pequenos sinais pelo método da chave PWM apresentado no Capítulo 2, considerando-se cada funcionalidade na operação dos conversores bidirecionais.

Figura 31 - Diagrama de blocos para o controle da corrente no indutor.



Fonte: Dados do próprio autor.

3.1.1 Conversor bidirecional 2: processo de tração

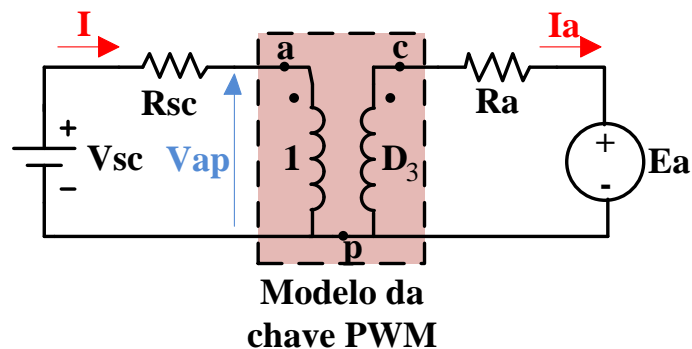
No processo de tração o conversor bidirecional 2 deve operar como abaixador, conforme salientado anteriormente. O supercapacitor será modelado como uma fonte de tensão contínua V_{sc} conectada em série com uma resistência R_{sc} , a qual representa a resistência série do respectivo banco. Como na tração o controle se dará simplesmente pela alteração da razão cíclica D_3 em função da posição do acelerador, o respectivo conversor será analisado somente em regime permanente. O modelo para a análise CC é dado pela Figura 32.

Conforme se pode verificar, o modelo da chave PWM para a análise CC é constituído por um transformador hipotético com relação de transformação igual a $1/D_3$. A observação do circuito permite concluir de imediato o seguinte:

$$\frac{I}{I_a} = D_3 \leftrightarrow I = I_a D_3 \quad (41)$$

$$V_{ap} = V_{b_{sc}} = V_{sc} - R_{sc}I = V_{sc} - R_{sc}I_a D_3 \quad (42)$$

Figura 32 - Método da chave PWM: conversor *Buck* (análise CC – etapa de tração).



Fonte: Dados do próprio autor.

O termo V_{bsc} na Eq. (42) refere-se à tensão nos supercapacitores descontada a queda em R_{sc} . No conversor *Buck* ideal a razão cíclica é igual ao quociente entre a tensão de saída e a tensão de entrada. Porém, como foram consideradas as não idealidades das fontes de energia (banco de supercapacitores) e da carga (motor CC), aquela relação não é mais válida. A expressão para D_3 que engloba tais condições pode ser obtida com base no circuito da Figura 32. Considerando V_{cp} a tensão nos terminais do motor, pode-se escrever:

$$V_{cp} = D_3 V_{ap} = D_3 V_{sc} - R_{sc} I_a D_3^2 = V_t \quad (43)$$

Manipulando-se a Eq. (43) algebricamente, obtém-se:

$$D_3 = \frac{V_{sc} - \sqrt{V_{sc}^2 - 4R_{sc}I_aV_t}}{2R_{sc}I_a} \quad (44)$$

3.1.2 Conversor bidirecional 2: processo de frenagem regenerativa

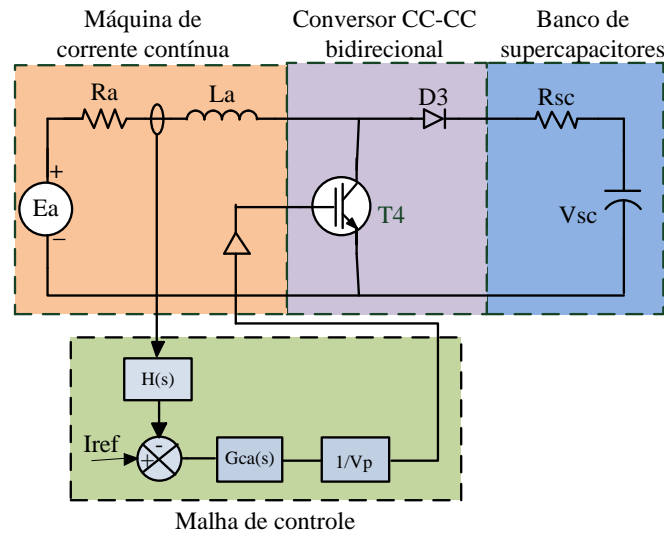
No processo de frenagem regenerativa o conversor CC-CC bidirecional 2 deve operar como elevador, onde o fluxo de energia da armadura para o banco de supercapacitores ocorre através do controle da corrente I_a por valores médios. A Figura 33 apresenta a estrutura operante juntamente com a malha de controle.

Na análise a pequenos sinais os elementos armazenadores de energia são considerados no domínio da frequência (domínio s), e a fonte de tensão e de corrente dependente (aquelas em função de \hat{d}) são levadas a partir de agora em consideração. Para que ela possa ser completada, primeiramente necessita-se calcular os valores de V_{ap} e I_c através do modelo CC e assim prosseguir com o circuito completo. Nesse momento o banco de supercapacitores será agora modelado como uma capacitância C_{sc} ligada em série com a resistência R_{sc} .

Inserindo-se o modelo para a análise CC obtém-se o circuito da Figura 34, onde as indutâncias são curto-circuitadas e os capacitores são circuitos abertos, restando para este último a tensão em seus terminais (V_{sc}). A observação do circuito permite resumir as seguintes equações:

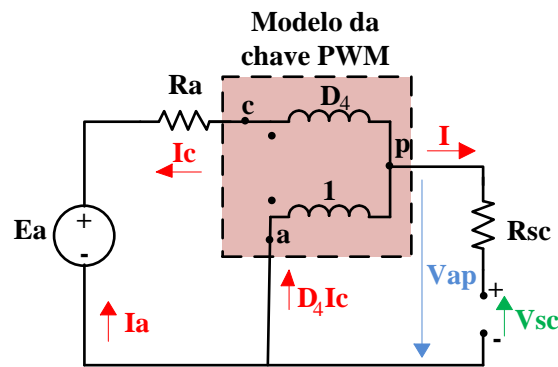
$$I_c = -I_a \quad (45)$$

Figura 33 - Controle da corrente de armadura durante a frenagem regenerativa.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 34 - Método da chave PWM: conversor *Boost* (análise CC – etapa de regeneração).



Fonte: Dados do próprio autor.

$$I = I_a + I_c D_4 = I_a (1 - D_4) \quad (46)$$

$$V_{ap} = -V_{sc} - R_{sc} I \quad (47)$$

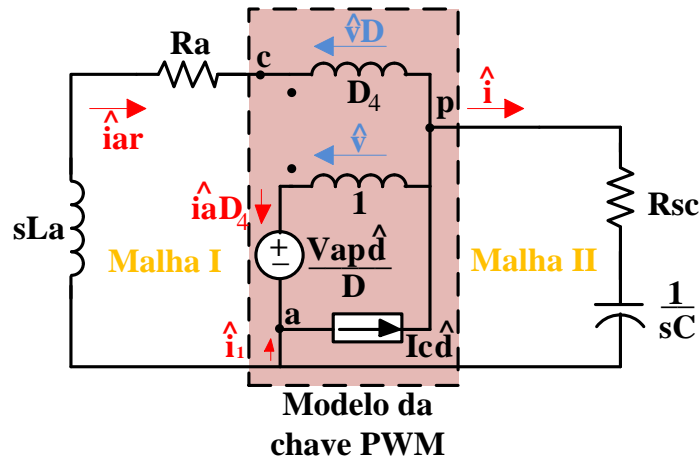
A inserção do modelo da chave PWM a pequenos sinais no conversor *Boost* resulta no circuito da Figura 35.

Para que o controle adequado seja efetuado é necessário conhecer o comportamento da planta (conversor), ou seja, a função de transferência $\hat{i}_{ar}(s)/\hat{d}(s)$.

Para o nó a, tem-se:

$$\hat{i}_1 = I_c \hat{d} - \hat{i}_{ar} D_4 \quad (48)$$

Figura 35 - Método da chave PWM: conversor *Boost* (análise a pequenos sinais – etapa de regeneração).



Fonte: Dados do próprio autor.

Se $\hat{i} = \hat{i}_1 + \hat{i}_{ar}$, então:

$$\hat{i} = \hat{i}_{ar}(1 - D_4) + I_c \hat{d} \quad (49)$$

A análise da malha II permite concluir o seguinte:

$$\hat{v} = \frac{V_{ap} \hat{d}}{D_4} - \frac{(R_{sc} C_{sc} s + 1)}{s C_{sc}} \hat{i} \quad (50)$$

Para a malha I, tem-se:

$$-(sL_a + R_a) \hat{i}_{ar} + \hat{v}(1 - D_4) - \frac{V_{ap} \hat{d}}{D_4} = 0 \quad (51)$$

Substituindo a Eq. (50) na Eq. (51) e com base nos resultados obtidos das Equações (45) a (49), encontra-se a função de transferência de interesse.

$$G_{id_4}(s) = \frac{\hat{i}_{ar}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{s\{R_{sc} C_{sc}(1 - D_4) + C_{sc}[V_{sc} + R_{sc} I_a(1 - D_4)]\} + (1 - D_4) I_a}{s^2 L_a C_{sc} + s C_{sc} [R_a + (1 - D_4) R_{sc}] + (1 - D_4)^2} \quad (52)$$

A variação de D_4 pode ser calculada com base no circuito da Figura 34. A tensão entre os pontos a e p corresponde ao oposto da tensão sobre o banco de supercapacitores, ou seja,

$V_{ap} = -V_{bsc}$. Sabendo-se que a tensão sobre o enrolamento com número de espiras D_4 é igual a $V_{ap}D_4$, pode-se escrever que:

$$E_a - R_a I_a + V_{bsc} D_4 - V_{bsc} = 0 \quad (53)$$

Dessa maneira,

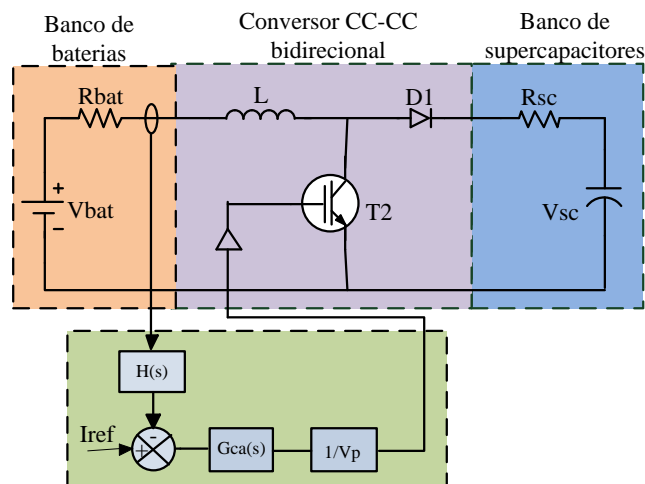
$$D_4 = 1 - \frac{E_a - R_a I_a}{V_{bsc}} \quad (54)$$

3.1.3 Conversor bidirecional 1: processo de descarga das baterias

O banco de baterias constitui a fonte com a maior densidade de energia (Wh/L) de todo o sistema, ao contrário dos supercapacitores, já que são portadores de grandes potências específicas (W/kg). Assim, a potência média (aquela utilizada durante o percurso) será fornecida pela primeira fonte citada neste parágrafo, e as demandas de pico caberão à segunda fonte.

A estratégia para a operação de tal conversor durante o processo de tração será a partir do controle da corrente no indutor L (denominada de I_b), o qual está conectado em série ao banco de baterias. A Figura 36 mostra o circuito resultante juntamente com a malha de controle, lembrando que a operação é como elevador.

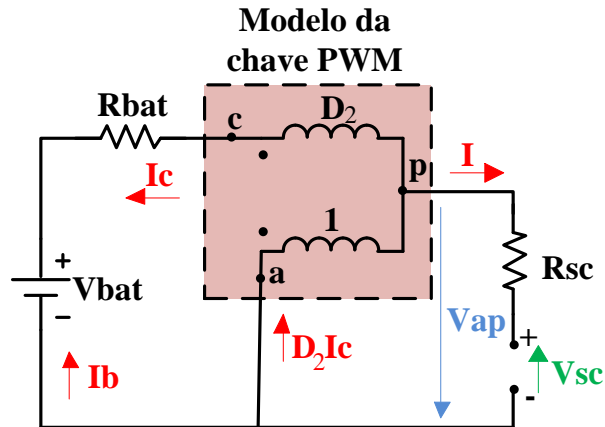
Figura 36 - Controle da corrente no banco de baterias durante a tração.



Fonte: Dados do próprio autor.

Segundo os mesmos procedimentos realizados anteriormente, deve-se encontrar a função de transferência $\hat{i}_b(s)/\hat{d}(s)$ com base na análise do circuito pelo método da chave PWM. O circuito resultante da análise CC é mostrado na Figura 37, de onde se obtém:

Figura 37 - Método da chave PWM: conversor Boost (análise CC – etapa de tração).



Fonte: Dados do próprio autor.

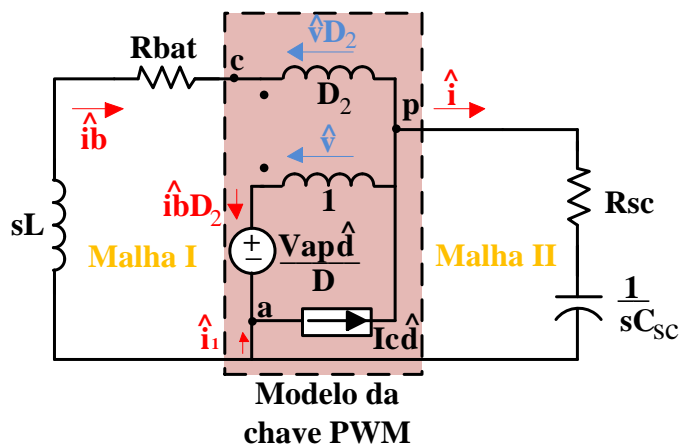
$$I_c = -I_b \tag{55}$$

$$I = I_b + I_c D_2 = I_b (1 - D_2) \tag{56}$$

$$V_{ap} = -V_{sc} - R_{sc} I \tag{57}$$

O modelo a pequenos sinais é mostrado no circuito da Figura 38.

Figura 38 - Método da chave PWM: conversor Boost (análise a pequenos sinais – etapa de tração).



Fonte: Dados do próprio autor.

Com base na mesma análise realizada para o circuito da Figura 35, a função de transferência de interesse é obtida e apresentada na Eq. (58).

$$Gid_2(s) = \frac{\hat{i}_b(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{s\{R_{sc}C_{sc}(1 - D_2) + C_{sc}[V_{sc} + R_{sc}I_b(1 - D_2)]\} + (1 - D_2)I_b}{s^2LC_{sc} + sC_{sc}[R_{bat} + (1 - D_2)R_{sc}] + (1 - D_2)^2} \quad (58)$$

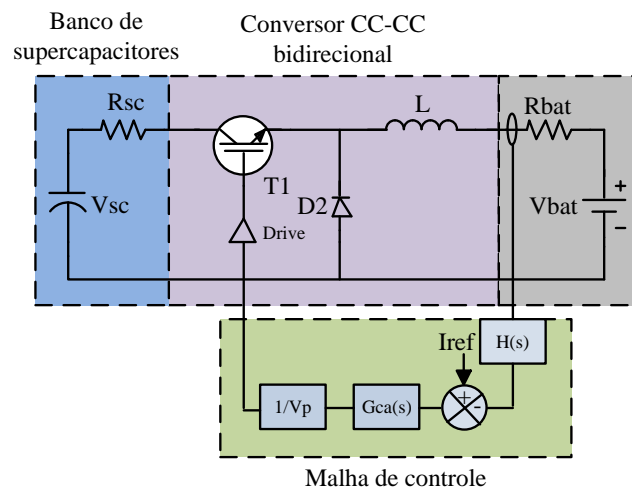
Analogamente, a razão cíclica é dada por:

$$D_2 = 1 - \frac{V_{bat} - R_{bat}I_b}{V_{bsc}} \quad (59)$$

3.1.4 Conversor bidirecional 1: processo de carga das baterias

As baterias de íons de lítio serão carregadas através de corrente e tensão constantes, sendo a primeira realizada através do controle da corrente no indutor L, e a segunda será abordada posteriormente nesse mesmo capítulo. Assim, para o controle da corrente em I_b durante o processo de carga da bateria o conversor bidirecional 1 operando como *Buck* será analisado segundo o mesmo método abordado para as demais operações. A Figura 39 apresenta o circuito representativo de tal etapa de operação, juntamente com a malha de controle.

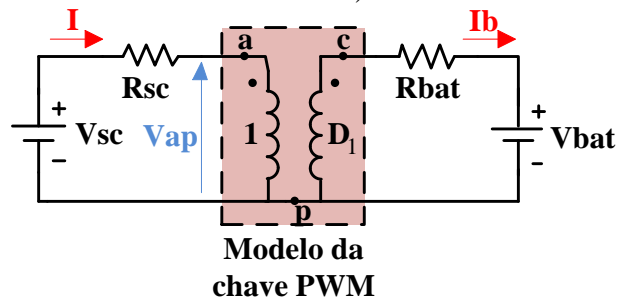
Figura 39 - Controle da corrente no banco de baterias durante o processo de carga.



Fonte: Dados do próprio autor.

O circuito resultante para a análise CC após a inserção do modelo da chave PWM pode ser conferido na Figura 40.

Figura 40 - Método da chave PWM: conversor *Buck* (análise CC – etapa de carga do banco de baterias).



Fonte: Dados do próprio autor.

A partir dela as seguintes expressões são válidas:

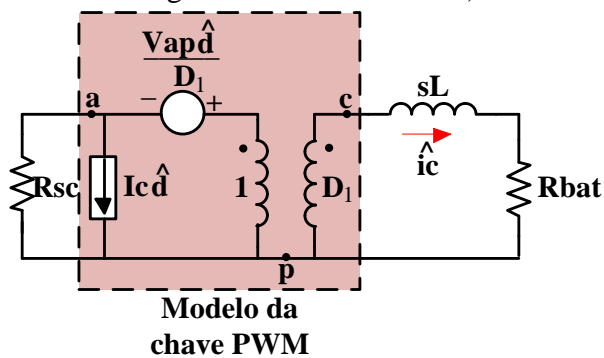
$$I_c = I_b \quad (60)$$

$$\frac{I}{I_b} = D_1 \leftrightarrow I = I_b D_1 \quad (61)$$

$$V_{ap} = V_{sc} - R_{sc} I = V_{sc} - R_{sc} I_b D_1 \quad (62)$$

Com a substituição do modelo da chave PWM para a análise a pequenos sinais, o circuito resultante é o indicado na Figura 41.

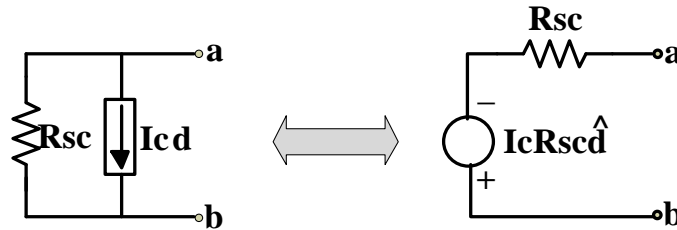
Figura 41 - Método da chave PWM: conversor *Buck* (análise a pequenos sinais – etapa de carga do banco de baterias).



Fonte: Dados do próprio autor.

Para facilitar a análise, a fonte de corrente $I_c \hat{d}$ conectada em paralelo com R_{sc} pode ser transformada em uma fonte de tensão em série com o mesmo resistor. Tal operação de conversão encontra-se na Figura 42.

Figura 42 - Transformação de fontes para a análise a pequenos sinais.

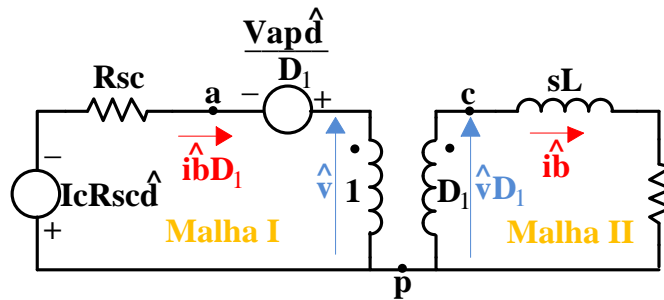


Fonte: Dados do próprio autor.

Após a aplicação da transformação, obtém-se o circuito da Figura 43. Percorrendo-se a Malha I no sentido horário, encontra-se a Eq. (63).

$$\hat{v} = \frac{V_{ap} \hat{d}}{D_1} - R_{sc} I_c \hat{d} - R_{sc} \hat{i}_c D_1 \quad (63)$$

Figura 43 - Circuito para a análise a pequenos sinais após a transformação de fontes.



Fonte: Dados do próprio autor.

Seguindo o mesmo procedimento para a Malha II, obtém-se:

$$\hat{v} = \frac{R_{bat} \hat{i}_b + sL \hat{i}_b}{D_1} \quad (64)$$

Igualando-se as Equações (63) e (64) e substituindo-se os valores de I_c e V_{ap} , a função de transferência de interesse é obtida através da Eq. (65).

$$Gid_1(s) = \frac{\hat{i}_b(s)}{\hat{d}} = \frac{V_{sc} - R_{sc}I_b(1 + D_1)}{sL + R_{bat} + R_{sc}D_1^2} \quad (65)$$

Sabendo-se que V_{cp} na Figura 40 corresponde à tensão nos terminais do banco de baterias, aqui denominada de V_{bb} , pode-se escrever:

$$V_{cp} = D_1V_{ap} = D_1V_{sc} - R_{sc}I_bD_1^2 = V_{bb} \quad (66)$$

Manipulando-se a Eq. (66) algebricamente, obtém-se:

$$D_1 = \frac{V_{sc} - \sqrt{V_{sc}^2 - 4R_{sc}I_bV_{bb}}}{2R_{sc}I_b} \quad (67)$$

3.2 DETERMINAÇÃO DAS INDUTÂNCIAS L , L_A E DAS RESITÊNCIAS INTERNAS DAS FONTES ACUMULADORAS

Antes de prosseguir com o próximo item, ainda resta determinar as indutâncias L e L_A integrantes dos conversores bidirecionais 1 e 2, respectivamente, bem como os valores das resistências internas das fontes acumuladoras de energia. A indutância da armadura do motor CC é obtida facilmente através da medição direta com o auxílio de um multímetro MINIPA modelo ET-2082C, e assim averiguou-se que $L_A = 42\text{mH}$. Já os valores de R_{bat} e R_{sc} foram obtidos respectivamente a partir de ensaios com os bancos e através do catálogo do fabricante, obtendo-se então $1,5\Omega$ e $0,23\Omega$.

No caso de L deve-se calcular um valor que contemple baixos *ripples*, visando assim uma corrente menos agressiva ao banco de baterias. Lembrando-se que este indutor é compartilhado durante a operação como elevador e abaixador do conversor bidirecional 1, deve-se encontrar um valor que garanta ondulação máxima inferior à estipulada em qualquer situação. Para os conversores *Buck* e *Boost*, a indutância é dada a partir das Eqs. (68) e (69).

$$L_{buck} = \frac{(V_{sc} - V_{bat})D_1}{F_s\Delta I_L} \quad (68)$$

$$L_{boost} = \frac{V_{bat}D_2}{F_s\Delta I_L} \quad (69)$$

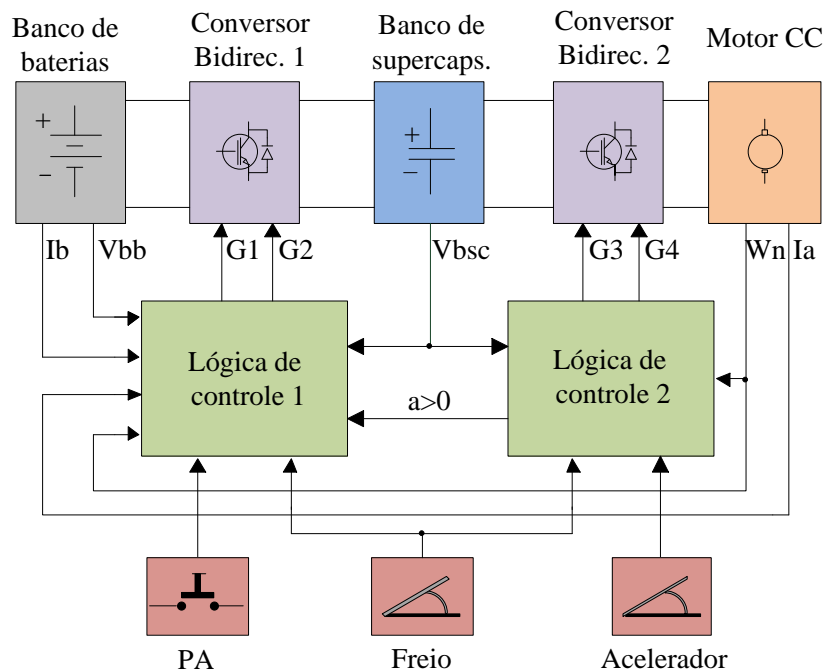
Observando-se as equações para o cálculo da indutância de cada conversor, verifica-se que para um mesmo valor de ΔI_L (aqui adotado como 1,5A) e F_s (adotado como sendo igual a 20kHz), a indutância que garante um *ripple* menor que o especificado para a operação em qualquer funcionalidade levando-se em conta as tensões dos elementos acumuladores é de 2mH.

3.3 IMPEMENTAÇÃO DOS BLOCOS DE CONTROLE NO SIMULINK

A partir desse momento será apresentado o desenvolvimento da lógica de controle, cuja função consiste na geração das correntes de referência necessárias à operação dos conversores bidirecionais e no controle lógico baseado nas condições reais de operação do sistema.

Foram desenvolvidos no Matlab/Simulink[®] dois subsistemas lógicos principais, cada qual destinado ao controle de um conversor bidirecional. A Figura 44 mostra o diagrama geral, onde estão representadas as fontes armazenadoras de energia (Banco de baterias e de supercapacitores), os conversores de potência (Conversor Bidirec. 1 e Conversor Bidirec. 2), os subsistemas de controle (Lógica de controle 1 e Lógica de controle 2), e as entradas de usuário (acelerador, freio, e PA).

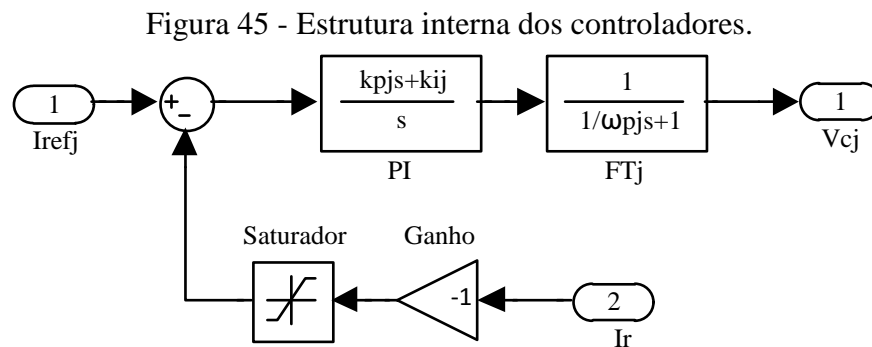
Figura 44 - Diagrama geral do sistema de frenagem regenerativa desenvolvido.



Fonte: Dados do próprio autor.

Os sinais PWM aplicados aos transistores T1, T2 e T4 são provenientes da comparação dos sinais de controle provenientes dos respectivos controladores com ondas dente de serra de amplitude e frequência iguais a 1V e 20kHz, respectivamente. No caso do transistor T3, os pulsos originam-se desta mesma comparação, porém a tensão de controle é gerada de acordo com a posição do pedal do acelerador (aqui implementado a partir de um potenciômetro linear). Tanto os moduladores PWM, quanto os conversores bidirecionais, foram implementados no PSIM[®] e posteriormente importados pelo Simulink[®].

A estrutura interna dos controladores origina-se a partir dos blocos indicados na Figura 45.



Fonte: Dados do próprio autor.

Os blocos da Figura 45 descrevem um controlador PI acompanhado da função de transferência FTj e por um tratamento lógico na entrada inversora do somador. Os índices j assumem valores inteiros positivos iguais a um, dois e quatro, referentes aos transistores T1, T2 e T4 respectivamente. A variável I_r é genérica e representa as correntes realimentadas das indutâncias L e L_a , denotadas respectivamente por I_b e I_a . O sinal V_{cj} representa a tensão de controle, onde o resultado de sua comparação com uma portadora dente de serra resulta no sinal aplicado ao *gate* dos transistores.

Durante a operação dos conversores bidirecionais 1 e 2, I_r pode assumir valores positivos (durante o processo de descarga das baterias e na tração) ou negativos (durante a carga das baterias e frenagens regenerativas), ou seja, o controlador de cada transistor de um mesmo conversor bidirecional compartilha da respectiva corrente realimentada. Tal fato torna-se um problema, pois durante a carga das baterias ou frenagens regenerativas os transistores T1 e T4 operam com base no controle em malha fechada, sendo necessário que as correntes realimentadas I_b e I_a sejam positivas.

Assim, para os processos de carga das baterias e frenagens regenerativas, onde as correntes realimentadas são negativas, os blocos “Ganho” e “Saturador” permitem a conversão de tais quantidades em valores positivos, possibilitando assim a operação normal do controlador. No caso da descarga das baterias, o respectivo controlador tem o bloco “Gain” ajustado em 1, pois não há a necessidade de se calcular o oposto da corrente em tal processo. Em todos os casos o limite inferior do saturador é zero, garantindo somente valores realimentados positivos.

A seguir serão apresentados e descritos os blocos internos constituintes de cada uma das lógicas de controle, onde a primeira contém dois controladores em modo corrente (para os transistores T1 e T2) e a segunda possui um controlador em modo corrente (para o transistor T4) responsável pelo gerenciamento das frenagens regenerativas. O sinal de controle do transistor T3, o qual se responsabiliza pelo acionamento do motor durante a tração, origina-se de um sistema *feedforward* modulado pelo acelerador, conforme será discutido adiante.

Como a operação conjunta dos transistores de cada conversor bidirecional é proibida visando-se evitar curto-circuito, somente podem operar simultaneamente dois sistemas dentre os três em malha fechada e o quarto em malha aberta.

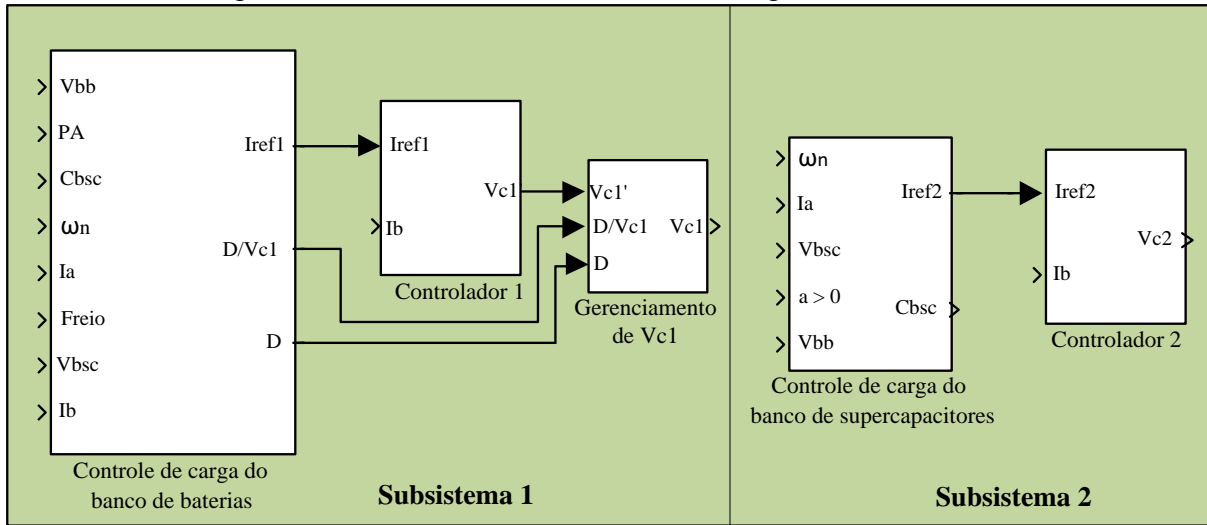
Lógica de Controle 1:

É constituída por dois subsistemas, um destinado ao controle do fluxo de energia do banco de supercapacitores para o banco de baterias e o outro ao controle do fluxo inverso. Cada um deles fornece a referência de corrente para os respectivos controladores que atuam sobre os transistores T1 e T2 do conversor bidirecional 1. A Figura 46 mostra o arranjo desenvolvido bem como os sinais necessários à execução das tarefas.

Primeiramente será analisado o bloco “Controle de carga do banco de baterias”, responsável por desempenhar as funções da carga (nos modos corrente e tensão constante) e envio da energia excedente às baterias, oriunda do motor CC durante as frenagens regenerativas. Como a transferência de energia se dá dos supercapacitores para as baterias, o sistema de controle relaciona-se com o transistor T1. A Figura 47 apresenta o subsistema responsável pela habilitação da carga à corrente constante.

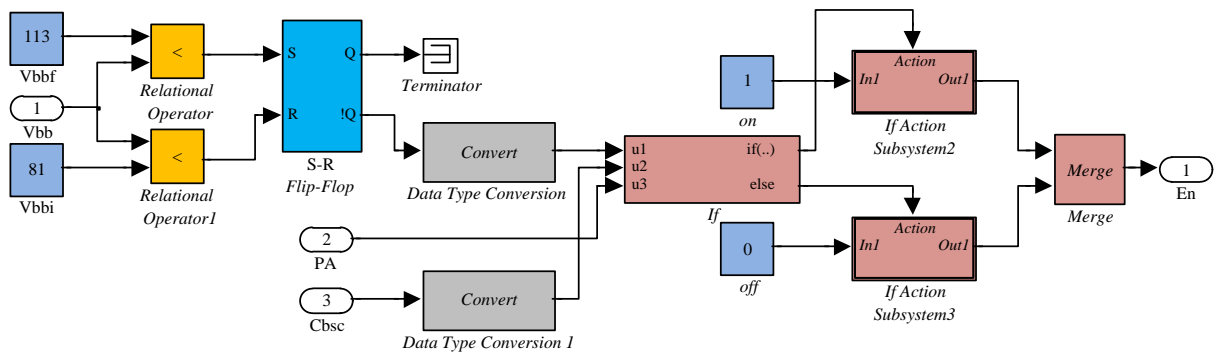
A função lógica desempenhada pelos blocos consiste na criação do sinal lógico En (*Enable*), o qual é responsável pela habilitação do envio da corrente de referência para o processo de carga à 0,7C na presente etapa para o Controlador 1 indicado na Figura 46.

Figura 46 - Subsistemas constituintes da Lógica de Controle 1.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 47 - Subsistema responsável pela habilitação da carga das baterias à corrente constante.



Fonte: Dados do próprio autor.

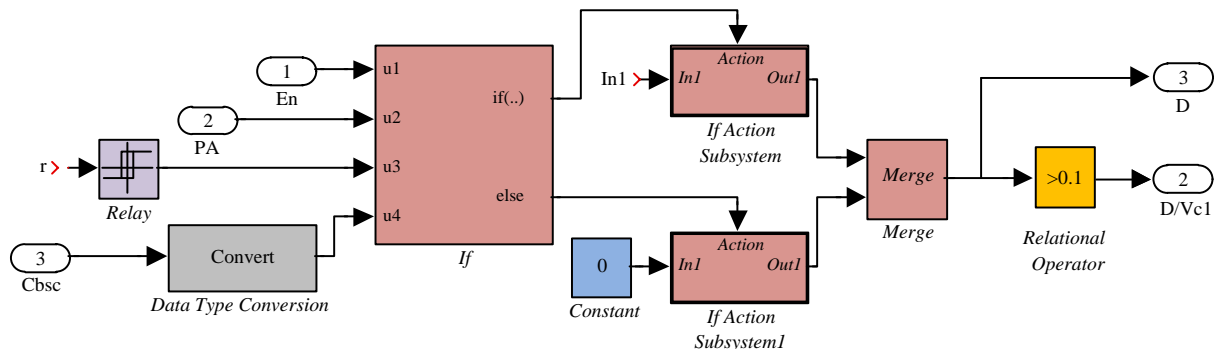
Este sinal terá nível lógico alto caso três condições sejam satisfeitas simultaneamente, ou seja, se for detectada a necessidade de carga das baterias, se o sinal C_{bsc} apresentar nível baixo (este será discutido adiante) e se PA encontrar-se ativo. A detecção do baixo nível de carga ocorre indiretamente através da comparação da tensão no banco de baterias V_{bb} com valores fixos iguais a 113V e 81V, que correspondem às tensões máxima e mínima, respectivamente. Os sinais resultantes dessa comparação são enviados às entradas *SET* e *RESET* do *flip-flop* SR, onde a saída Q assume nível lógico alto caso a primeira entrada seja pulsada em “um”, e nível lógico baixo caso a segunda tenha o mesmo comportamento. Dessa forma, a carga iniciar-se-á somente caso a tensão V_{bb} cair abaixo de 81V e o sinal PA estiver em nível alto, sendo interrompida quando V_{bb} atinge valores maiores que 113V.

O processo de carga das baterias finaliza-se pela etapa à tensão constante, a qual é mantida até o momento em que elas estão completamente carregadas. O subsistema responsável por tal tarefa, representado na Figura 48, possui duas funções: a geração de um sinal com razão cíclica D e a decisão lógica sobre o instante correto da habilitação dos pulsos. Como já demonstrado anteriormente a razão cíclica de operação do conversor bidirecional 1 operando como *Buck* é dada pela Eq. (67).

Como a ideia consiste em manter D fixo independentemente do nível de tensão presente na fonte conectada em paralelo com o banco de supercapacitores, basta considerar $V_{bb} = 113V$ continuamente, bem como $R_{sc} = 0,23\Omega$. Realizando-se tais alterações, a Eq. (67) torna-se:

$$D = \frac{V_{sc} - \sqrt{V_{sc}^2 - 103,96I_b}}{I_b} \quad (70)$$

Figura 48 - Blocos lógicos para a carga à tensão constante.



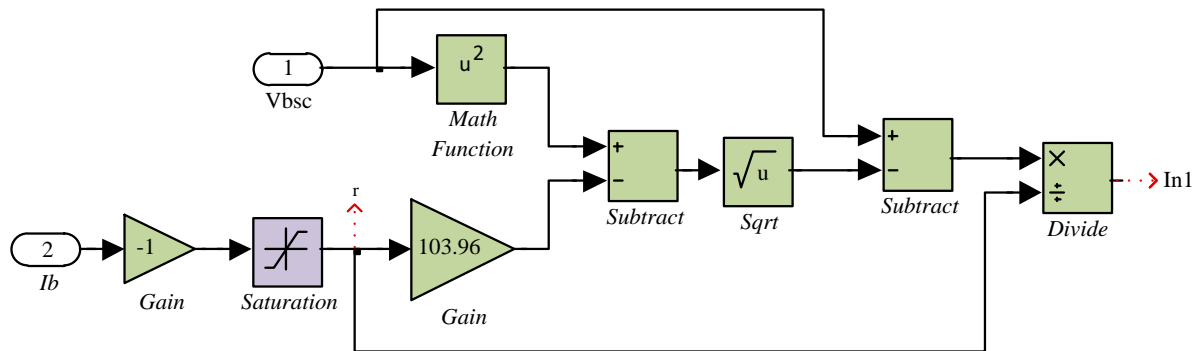
Fonte: Dados do próprio autor.

A consideração anterior resulta na geração de um sinal de controle contínuo, obtido pela implementação da Eq. (70) a partir dos blocos indicados na Figura 49.

O processo de carga à tensão constante ocorre somente se forem atendidas quatro condições, ou seja, a carga à corrente constante deverá ter sido finalizada ($En = 0$), PA deve estar ativo (nível lógico alto), a saída do bloco “*Relay*” necessita ser “um” e C_{bsc} ser igual a zero. Cumprindo-se todas as exigências a entrada $In1$ do bloco “*If Action Subsystem*”, a qual corresponde à D , é enviada ao “*Relacional Operator*”, que responde em nível alto caso D seja maior que 0,1, indicando a etapa de carga a tensão constante. O término do processo ocorre quando a corrente I_b atinge determinado valor mínimo correspondente ao fim de carga, podendo ser configurada em “*Relay*”.

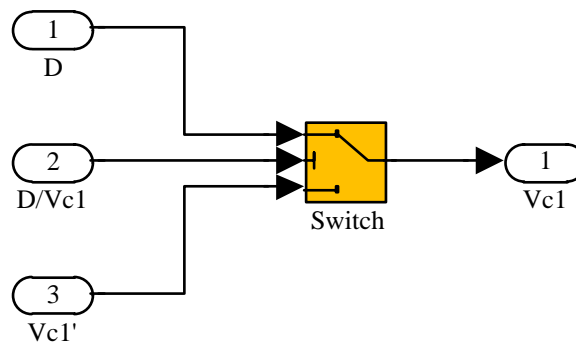
Externamente a saída do “*Relacional Operator*”, denominada de $D/Vc1$, é enviada ao subsistema “Gerenciamento de $Vc1$ ” (Figura 46), que representa um multiplexador analógico para os sinais de entrada D e $Vc1'$. A Figura 50 mostra a estrutura interna do subsistema em questão, onde a saída do bloco *Switch* assume D se $D/Vc1 = 1$.

Figura 49 - Implementação da Eq. (70).



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 50 - Estrutura interna do subsistema Gerenciamento de $Vc1$.



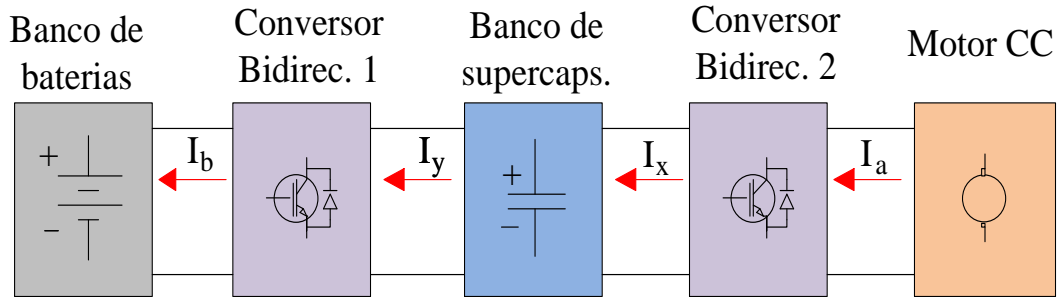
Fonte: Dados do próprio autor.

A última função do controle de carga do banco de baterias consiste no envio da energia excedente das frenagens regenerativas para o banco de baterias no momento em que a tensão do banco de supercapacitores exceder o valor máximo de 270V. Esta condição é um tanto rara de ocorrer, pois seria possível somente através da aplicação de energia mecânica extra ao eixo do motor CC com o supercapacitor completamente carregado e com o freio acionado, sendo necessário, pois, a instalação de outra máquina. Entretanto, se o sistema for incorporado a um veículo elétrico ou híbrido, tal função seria necessária, já que o mesmo poderia iniciar seu movimento a partir de uma descida.

A ideia principal consiste na absorção de uma corrente média do barramento suportado pelo supercapacitor igual à fornecida pelo conversor bidirecional 2 durante a frenagem

regenerativa, garantindo assim a manutenção da tensão máxima. Como o controle em malha fechada opera de forma a controlar a corrente no indutor L, é necessário descobrir como poderia ser calculada a corrente de referência neste caso, denotada por $I_b = I_{cref}$. A resposta vem pela observação do diagrama da Figura 51.

Figura 51 - Diagrama para o cálculo de I_{cref} durante a regeneração.



Fonte: Dados do próprio autor.

Em tal diagrama, mostram-se as correntes controladas, ou seja, a de armadura (I_a) e a da bateria (I_b). No instante em que ocorre frenagem regenerativa, o conversor bidirecional 2 opera como elevador, ou seja, a corrente média em sua saída (I_x) pode ser computada a partir da Eq. (71) e, no instante em que o conversor bidirecional 1 opera como abaixador, a corrente média em sua entrada (I_y) pode ser computada pela Eq. (72). Ambas as equações são obtidas com base na consideração do capítulo anterior, onde se adotou que os conversores bidirecionais 1 e 2 operando nas referidas condições desenvolvem razões cíclicas iguais a D_4 e D_1 , respectivamente.

$$I_x = (1 - D_4) I_a \quad (71)$$

$$I_y = D_1 I_b \quad (72)$$

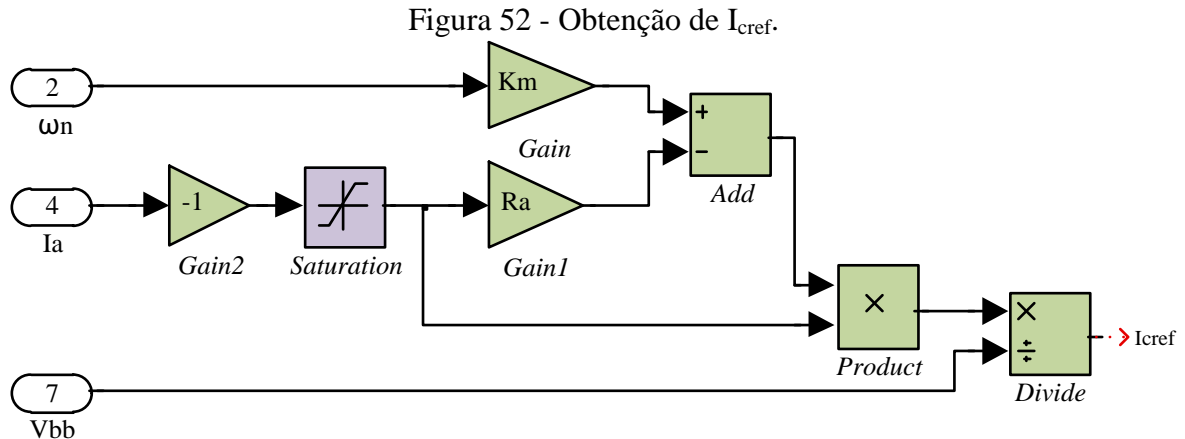
Se é desejado manter a tensão V_{bsc} constante, I_x deverá ser igual a I_y , e assim a corrente de referência procurada pode ser computada a partir da Eq. (73).

$$I_{cref} = I_b = \frac{(1 - D_4) I_a}{D_1} \quad (73)$$

Substituindo-se as Equações (54) e (66) na Eq. (73), obtém-se:

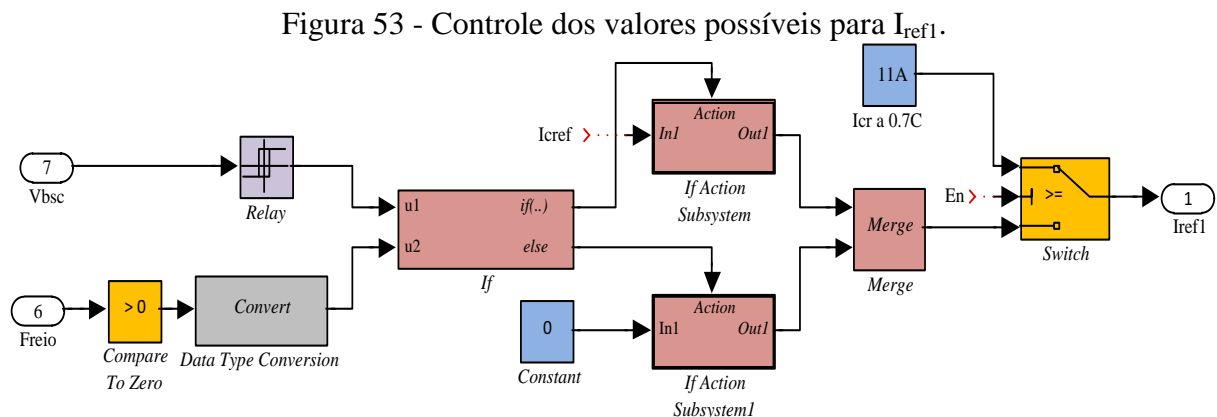
$$I_{cref} = \frac{V_T I_a}{V_{bb}} = \frac{(K_m \omega_n - R_a I_a) I_a}{V_{bb}} \quad (74)$$

A descrição da Eq. (74) leva ao diagrama de blocos indicado na Figura 52.



Fonte: Dados do próprio autor.

Como pôde ser notado, a corrente de referência I_{ref1} pode assumir dois valores distintos, um durante a carga das baterias à corrente constante e o outro durante a absorção de energia excedente da frenagem. Assim, o arranjo capaz de selecionar o valor adequado para ambas condições de operação é dado pela Figura 53.



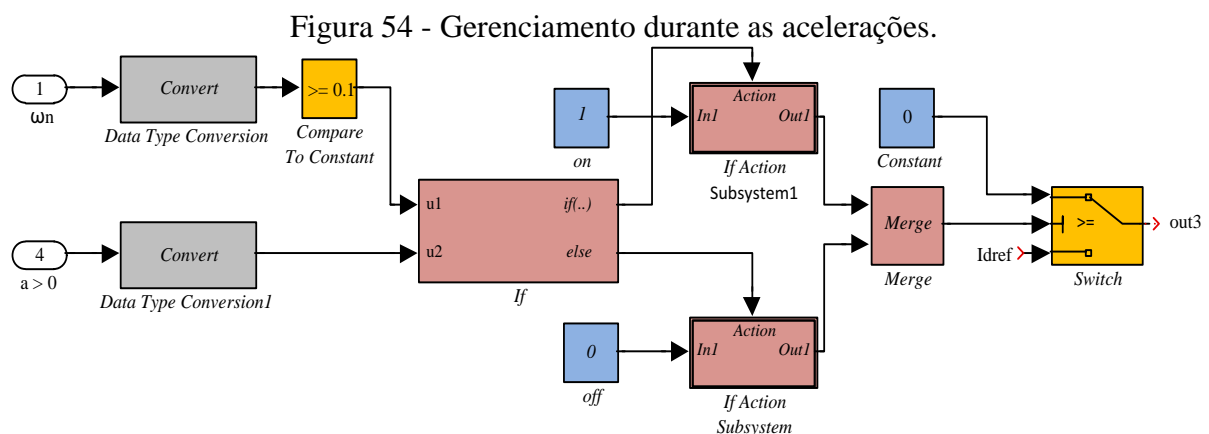
Fonte: Dados do próprio autor.

O bloco “Switch” recebe em suas entradas os dois sinais de corrente em questão, e os envia à saída de acordo com a condição lógica do “En”. Assim, $I_{ref1} = 11A$ se $En = “1”$, ou seja, caso as condições de carga à corrente constante sejam satisfeitas. Por outro lado, se $En = “0”$, I_{ref1} pode ser igual a zero ou igual a I_{cref} dependendo da tensão V_{bsc} e do sinal do freio:

caso a tensão no banco de supercapacitores seja igual a 270V e o freio esteja acionado, I_{cref} flui para uma das entradas do bloco “Switch”, e tal condição se mantém até a interrupção da frenagem pelo usuário.

O bloco “Controle de carga do banco de supercapacitores” desempenha duas funções, ou seja, permite o envio de energia à máquina CC durante a tração e realiza a carga dos supercapacitores nos momentos em que sua tensão cair abaixo de certo limite, aqui adotado como sendo 190V (10V a mais que a tensão mínima de operação). Como em ambos os casos a transferência de energia se dá das baterias para os supercapacitores, o sistema de controle envolvido relaciona-se com o transistor T2.

Na primeira função citada, a energia enviada ao motor durante as acelerações provém unicamente dos supercapacitores pela operação única do conversor bidirecional 2, ao contrário dos instantes de velocidade constante, onde ela será oriunda exclusivamente das baterias e assim ambos os conversores bidirecionais operam. Levando isso em consideração, deduz-se que o transistor T2 deverá entrar em operação somente quando a derivada da velocidade angular do eixo do motor em relação ao tempo, obtida através do sinal $a > 0$ na Lógica de Controle 2, for igual a zero (ou próxima de zero) e durante a carga dos supercapacitores. A primeira condição operacional de T2 baseia-se no subsistema da Figura 54.



Fonte: Dados do próprio autor.

Durante as velocidades constantes o conversor bidirecional 2 opera como abaixador absorvendo corrente do barramento CC, e o conversor bidirecional 1 opera como elevador enviando energia ao mesmo, ou seja, as baterias são responsáveis por alimentar o motor nessa condição. Assim, caso a corrente enviada seja igual à absorvida haverá a manutenção da tensão no barramento, o que é desejável, pois o regime de descarga das baterias será brando.

O bloco de decisão “if” decide qual das duas variáveis de entrada do bloco “Switch”, iguais a 0 e I_{dref} , transitarão à saída “out3”, a qual poderá então assumir as referências de corrente durante as acelerações e nos casos de velocidades constantes. Assim, se $\omega_n > 0$ e ocorre aceleração ($a > 0$ assume nível lógico alto), $out3 = 0$; caso uma das duas condições não seja atendida, $out3 = I_{dref}$.

O cálculo de I_{dref} segue o mesmo princípio de I_{cref} , porém agora o sentido das correntes indicadas na Figura 51 é invertido. Somente para situar o leitor, o valor de I_{dref} corresponde à corrente de referência destinada ao controle da corrente na bateria durante o processo de descarga, e o mesmo é válido para I_{cref} , porém esta relaciona-se ao processo de carga. Ambas destinam-se à manutenção da tensão nos supercapacitores durante os respectivos processos. Lembrando que durante o processo de tração as razões cíclicas de operação dos conversores bidirecionais 1 e 2 são iguais a D_2 e D_3 respectivamente, pode-se escrever:

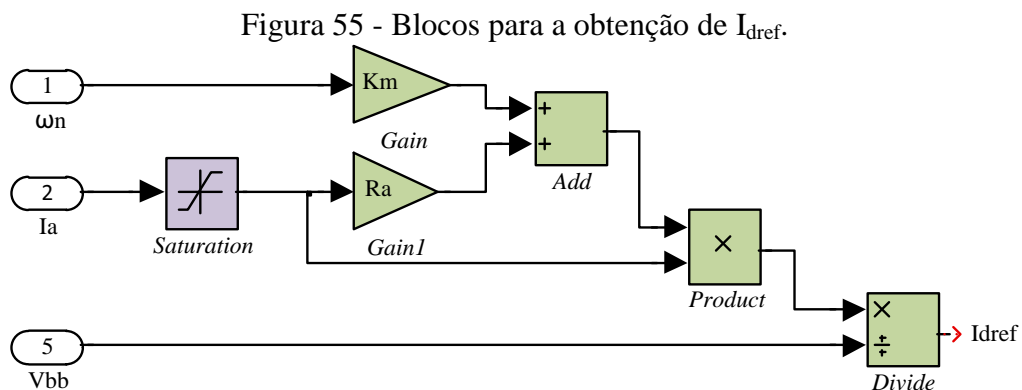
$$I_y = (1 - D_2)I_b \quad (75)$$

$$I_x = D_3 I_a \quad (76)$$

Igualando-se as Equações (75) e (76), isolando-se I_b , e substituindo-se D_2 e D_3 pelas Equações (59) e (43), obtém-se I_{dref} .

$$I_{dref} = I_b = \frac{(K_m \omega_n + R_a I_a) I_a}{V_{bb}} \quad (77)$$

A descrição da Eq. (77) na forma de blocos pode ser encontrada na Figura 55.

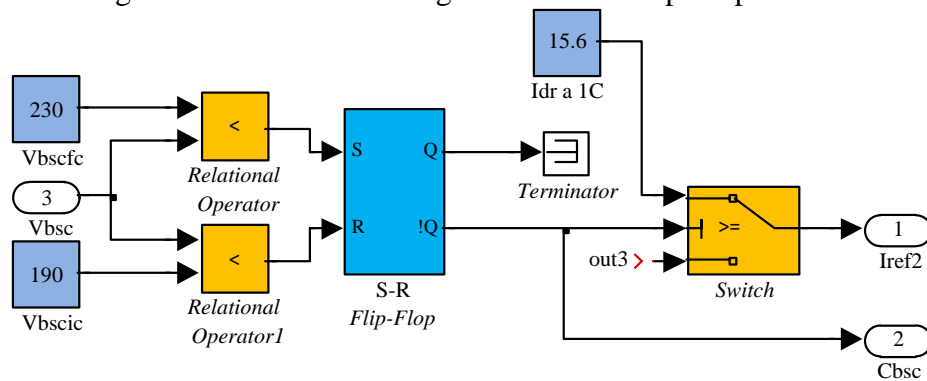


Fonte: Dados do próprio autor.

O bloco “*Saturation*” impede que valores negativos da corrente de armadura durante a regeneração sejam computados, limitando-os a zero. Adicionalmente, tal condição também ocorre caso não haja trabalho mecânico ou o eixo do motor gire por inércia após a interrupção da aceleração. Em ambos os casos $I_{dref} = 0$ e nenhuma energia é drenada do banco de baterias e absorvida pela armadura do motor CC.

A segunda condição operacional de T2 baseia-se no instante em que a tensão dos supercapacitores atinge o valor mínimo adotado. A Figura 56 mostra a lógica implementada para esta ocasião.

Figura 56 - Controle de carga do banco de supercapacitores.



Fonte: Dados do próprio autor.

O bloco “*Switch*” atribui a I_{ref2} as correntes referentes ao processo de carga em questão, onde a bateria é descarregada a 1C (15,6A) e aquela responsável durante as operações em velocidade constante, aplicada indiretamente na entrada out3. Caso a tensão no banco de supercapacitores caia abaixo de 190V a saída !Q do *Flip Flop* SR assume nível lógico alto, resultando em $I_{ref2} = 15,6A$. A carga será interrompida caso V_{bsc} seja maior que 230V, e a partir daí $I_{ref2} = I_{dref}$.

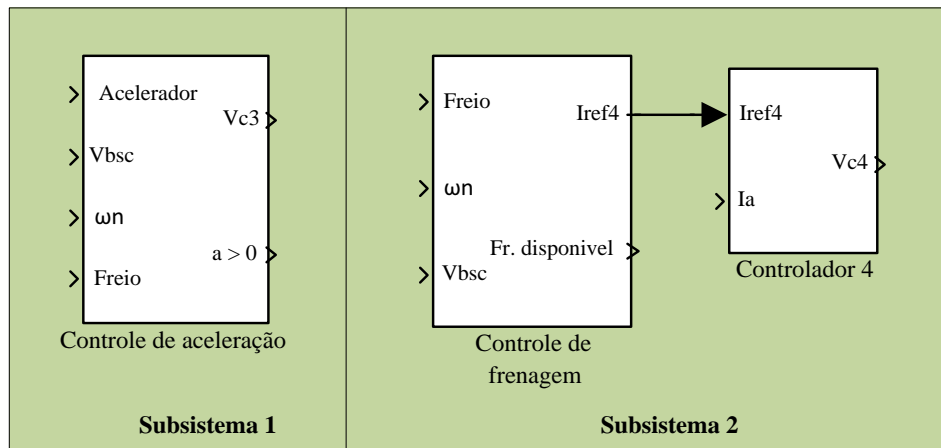
A variável C_{bsc} , já mencionada anteriormente, tem a função de inibir a operação dos controles de carga do banco de baterias caso os supercapacitores estejam em fase de carregamento, evitando-se assim a operação simultânea dos transistores T1 e T2, bem como sua consequente destruição.

Lógica de Controle 2:

É constituída por dois subsistemas, um destinado ao controle dos processos de aceleração e o outro responsável pelo controle da frenagem regenerativa. No segundo

subsistema é fornecida a referência de corrente I_{ref4} para o Controlador 4, o qual atua sobre o transistor T4. Já no primeiro, a tensão de controle é gerada sem o auxílio de um controlador, como visto até então. A Figura 57 mostra o arranjo desenvolvido bem como os sinais necessários à execução das tarefas.

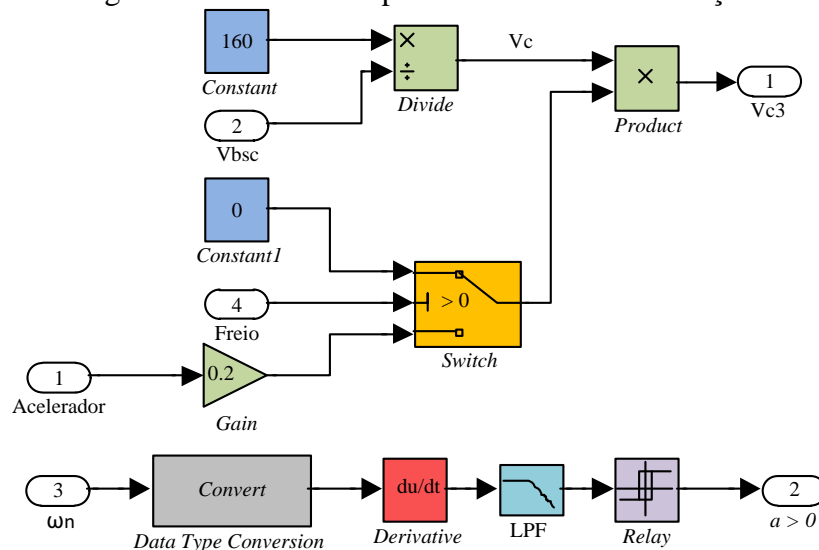
Figura 57 - Subsistemas constituintes da Lógica de Controle 2.



Fonte: Dados do próprio autor.

A descrição se inicia a partir da exploração do bloco Controle de Aceleração, cujas funções consistem na geração do sinal de controle para o acionamento de T3 e a detecção de aceleração angular do eixo do motor. A Figura 58 mostra o subsistema desenvolvido para a execução das funcionalidades citadas.

Figura 58 - Subsistema para o controle de aceleração.



Fonte: Dados do próprio autor.

O acionamento do motor CC ocorre pela variação da tensão média V_T na saída do conversor bidirecional 2 operando como abaixador através da mudança da razão cíclica D_3 . Como a fonte de energia constitui-se pelo banco de supercapacitores, pode-se escrever que:

$$V_T = D_3 V_{bsc} \quad (78)$$

A razão cíclica, por sua vez, é obtida a partir da comparação entre uma onda dente-de-serra com amplitude V_p de 1V (gerada internamente no PSIM[®]) e um sinal contínuo, a tensão de controle V_c . Matematicamente D_3 é obtida a partir da Eq. (79).

$$D_3 = \frac{V_c}{V_p} \quad (79)$$

Para que D_3 varie, e conseqüentemente V_T , é necessário variar V_c . O sinal Acelerador corresponde a uma tensão variável compreendida entre 0 e 5V, que aumenta de acordo com o avanço da acelerador. Entretanto, como a tensão no banco de supercapacitores ocupa ampla faixa, V_T ultrapassaria com facilidade 160V, onde correr-se o risco de queima do motor CC. Além disso, conforme o sistema opera, V_{bsc} se reduz, havendo a necessidade contínua de mudança da posição do acelerador para a manutenção da mesma tensão em todas as condições. Visando a eliminação de tais inconvenientes propôs-se o emprego de uma tensão de controle variável que se ajusta continuamente e que é modulada pelo acelerador. Para sua obtenção, basta igualar as Eqs. (78) e (79) e substituir as variáveis do numerador pelos respectivos valores, resultando então na Eq. (80).

$$V_c = \frac{V_T V_p}{V_{bsc}} = \frac{160}{V_{bsc}} \quad (80)$$

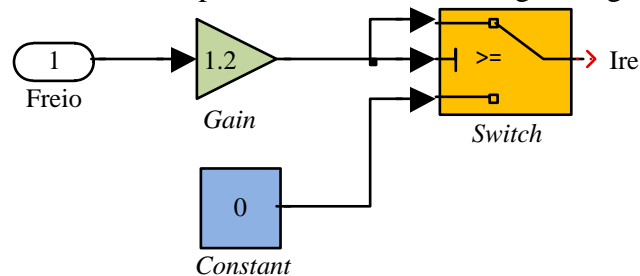
A modulação se dá simplesmente pela multiplicação de V_c com a tensão oriunda do acelerador atenuada em cinco vezes, como mostrado na Figura 58 pelo bloco *Gain* ajustado em 0,2. Ainda na mesma figura observa-se que os sinais de tensão do acelerador e do freio compõem duas entradas do bloco *Switch*, sendo a restante fixada em zero. Tal lógica tem como objetivo inibir o processo de aceleração caso se deseje executar a frenagem, visando evitar curto-circuito dos transistores T3 e T4. Caso a referência de corrente do freio seja maior

que zero a saída do bloco *Switch* se anula inibindo a tensão de controle, a qual é liberada se o potenciômetro referente ao freio estiver na posição de corrente nula.

Referindo-se nesse momento à segunda função, a detecção de aceleração angular ocorre através do cálculo da derivada de ω_n em relação ao tempo, cujo resultado passa por um filtro passa baixas (para amortecer os ruídos) e caminha na direção do “*Relay*”. Este último fornece nível lógico alto, ou seja, indica presença de aceleração, quando a derivada é maior que $5,1\text{rad/s}^2$, e retorna para nível baixo caso ela seja menor do que 5rad/s^2 . Os valores em questão podem ser alterados a qualquer momento e foram adotados com o intuito de maior imunidade aos ruídos.

O bloco Controle de frenagem consiste no envio da corrente de referência $I_{\text{ref}4}$ ao Controlador 4 durante a regeneração, obtida diretamente da posição do freio. Compreendida na faixa de 0 a 6A, ela corresponde à corrente drenada da armadura do motor CC nesta ocasião e origina-se da multiplicação da tensão oriunda do potenciômetro (0 a 5V) por 1,2. A Figura 59 apresenta o subsistema desenvolvido que executa as funcionalidades apresentadas neste parágrafo.

Figura 59 - Subsistema para o controle das frenagens regenerativas.

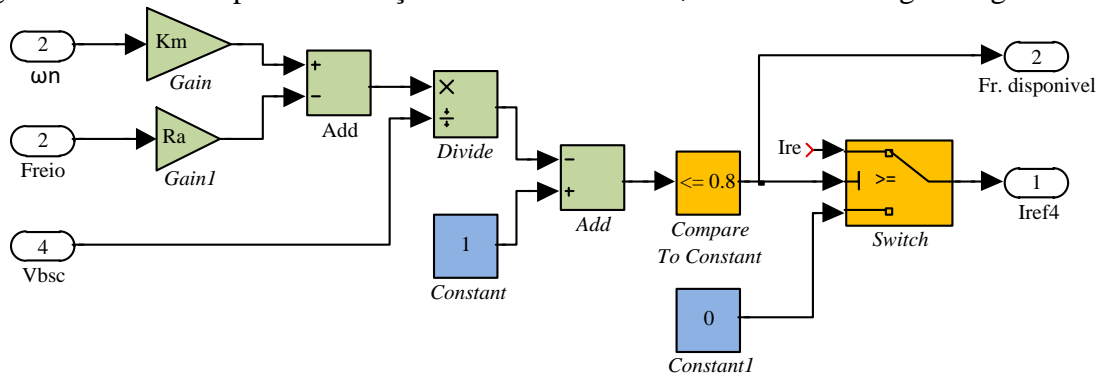


Fonte: Dados do próprio autor.

Durante a ocorrência da frenagem regenerativa a velocidade angular do eixo do motor CC vai se reduzindo devido à ação do torque eletromagnético contrário gerado pela extração de corrente da armadura. Paralelamente, a tensão em seus terminais também diminui continuamente, causando como consequência o aumento da razão cíclica D_4 . Caso a frenagem não seja interrompida, além de D_4 aumentar até a unidade, o que provocará curto-circuito na armadura, o rendimento será comprometido, como se mostrará posteriormente.

Visando evitar tais inconvenientes, propôs-se o diagrama lógico da Figura 60. A ideia aqui consiste na interrupção da frenagem, independentemente se o freio está acionado, no instante em que a razão cíclica de operação do conversor bidirecional 2 como elevador exceder 0,8, exigindo assim seu cálculo e comparação contínua com o valor máximo definido.

Figura 60 - Controle para a limitação da razão cíclica D_4 durante as frenagens regenerativas.

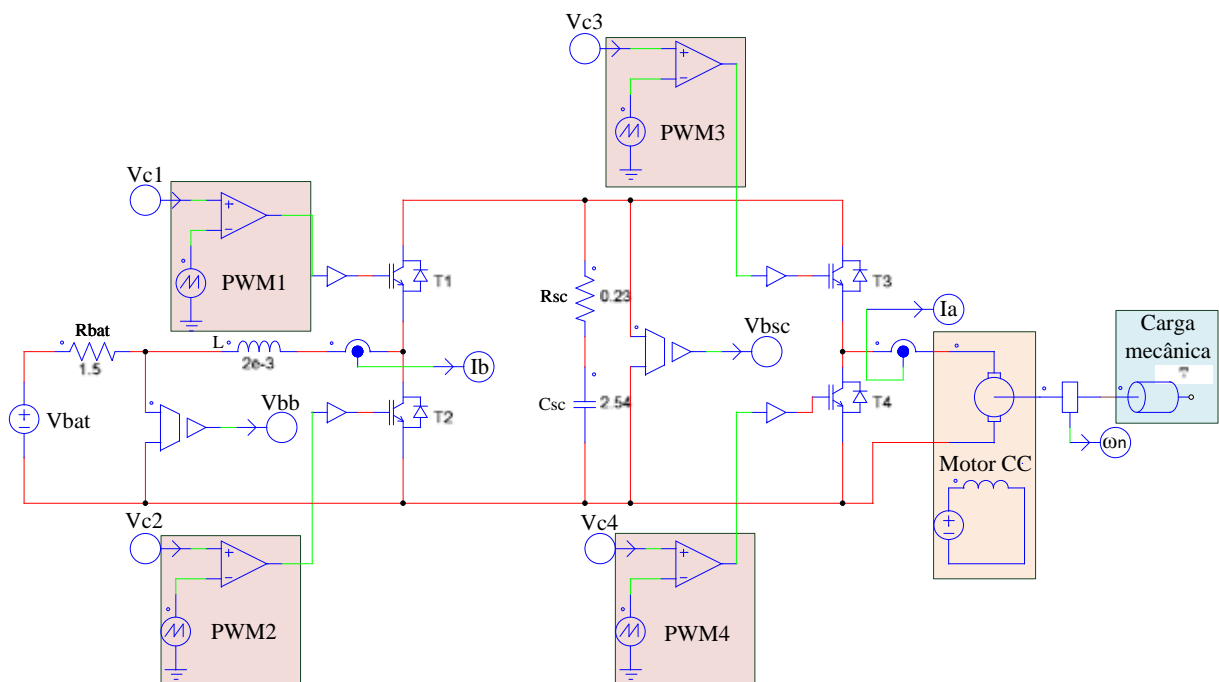


Fonte: Dados do próprio autor.

Os blocos constituintes da Figura 60 englobam a obtenção de D_4 (dada pela Eq. (54)) e a função lógica de interrupção, a qual garante que I_{ref4} assumirá o valor de I_{re} (Figura 59) somente na condição favorável comentada.

Foi salientado no início deste subitem que os conversores bidirecionais de energia, bem como os moduladores PWM, foram implementados no PSIM[®]. Esta decisão foi devido ao uso excessivo de memória utilizada na simulação do sistema no Simulink[®] e também pela demora, o que impossibilitava obtenção de resultados. O circuito da Figura 61 mostra o sistema implementado no PSIM[®].

Figura 61- Sistema implementado no PSIM[®].



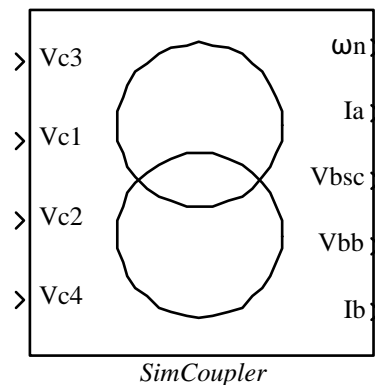
Fonte: Dados do próprio autor.

Este sistema contém os circuitos dos conversores bidirecionais e fontes acumuladoras, os moduladores PWM (indicados por PWM1, PWM2, PWM3 e PWM4), o motor CC e a carga mecânica.

Como se pode notar, todos os sinais de entrada e saída no sistema implementado estão nomeados e incluem as tensões de controle, as correntes no indutor L e na armadura, a velocidade angular do eixo do motor CC e as tensões no banco de supercapacitores e no banco de baterias (já descontadas das quedas devido às respectivas resistências internas equivalentes). Todos eles ficam disponíveis para a simulação através do bloco *SimCoupler* do Simulink®, o qual permite que o sistema seja carregado e comandado a partir das lógicas de controle desenvolvidas. O resultado desta operação pode ser conferido na Figura 62.

Assim, por meio deste método, foi possível a redução de esforço computacional e, portanto, a coleta dos resultados de simulação, os quais serão mostrados no Capítulo 6.

Figura 62 - Sistema resultante após o carregamento do arquivo gerado pela Figura 61 no bloco *SimCoupler*.



Fonte: Dados do próprio autor.

3.4 PROJETO DOS CONTROLADORES

No item 3.1, e respectivos subitens, foram obtidas as funções de transferência da corrente no indutor em função da razão cíclica para o conversor bidirecional 1 operando nas modalidades abaixadora e elevadora (as quais envolvem o processo de transferência de energia entre as baterias e os supercapacitores) e para o conversor bidirecional 2 operando como elevador durante as frenagens regenerativas. Adicionalmente, apresentou-se a estrutura empregada de cada um dos controladores envolvidos para a estabilização da operação dos conversores aqui considerados, sendo cada um composto por um controlador PI seguido de uma função de transferência dotada de único polo, cujo objetivo é o ajuste da margem de fase.

Todo o procedimento de projeto envolve o cálculo das variáveis kp_j e ki_j , as quais compõem o controlador PI, e de ωp_j , que integra a função para o ajuste de margem de fase, através de método gráfico de Bode. Para que se possa encontrar o controlador adequado analisa-se o ganho de malha $T_j(s)$, o qual é composto pelo produto dos blocos constituintes do sistema de malha fechada (ver Figura 31), sendo então descrito pela Eq. (81). Por simplicidade, o ganho do sensor de corrente $H(s)$ foi assumido como sendo igual à unidade, bem como a amplitude V_p da portadora.

$$T_j(s) = \frac{Gca_j(s)Gid_j(s)H(s)}{V_p} = Gca_j(s)Gid_j(s) \quad (81)$$

As funções de transferência $Gid_j(s)$ representam o comportamento dos conversores bidirecionais no domínio da frequência, e já foram obtidas anteriormente para cada caso. Já a função do controlador deve ser obtida pela análise gráfica baseada na observação de $T_j(s)$, e sua descrição no mesmo domínio encontra-se na Eq. (82). Os parâmetros kp_j , ki_j e ωp_j são descritos pelas Equações (83), (84) e (85).

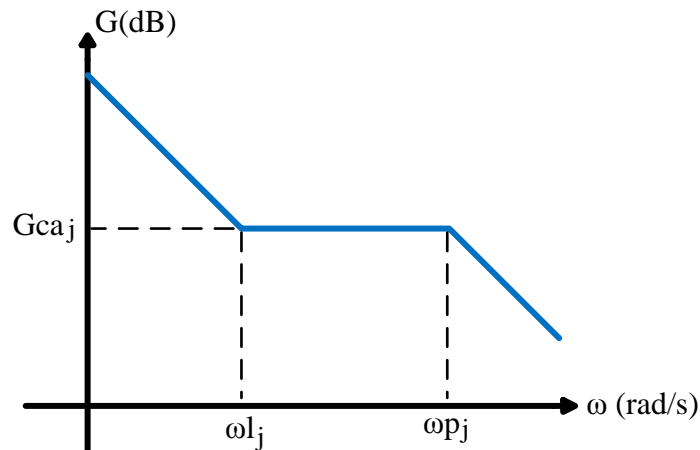
$$Gca_j(s) = \frac{kp_j s + ki_j}{s} \frac{1}{\frac{1}{\omega p_j} s + 1} \quad (82)$$

$$kp_j = 10^{\frac{Ga_j}{20}} \quad (83)$$

$$ki_j = 2\pi f l_j kp_j = \omega l_j kp_j \quad (84)$$

$$\omega p_j = 2\pi f p_j \quad (85)$$

Para que se possa melhor compreender a atuação do controlador, no gráfico da Figura 63 apresenta-se a evolução de seu ganho em função da frequência angular. Nesse ponto, deve-se ter em mente que o comportamento final de $T_j(s)$ compreende a multiplicação das funções de transferência referentes ao controlador e planta que, no diagrama de Bode final, resultará diretamente na “soma” gráfica de ambas as curvas.

Figura 63 - Curva de ganho do controlador $G_{caj}(s)$.

Fonte: Dados do próprio autor.

Devido à presença de um pólo na origem o controlador apresenta ganhos elevados em frequências angulares inferiores à ω_{lj} , além de proporcionar decaimento de -20dB/dec e garantir erro de regime permanente nulo. Na região compreendida entre as frequências angulares do zero e do polo o ganho é constante e determinado a partir da Eq. (83). Tal valor compreende o ajuste desejado para o deslocamento vertical da função resultante do ganho de malha, e deve ser escolhido de tal forma a selecionar a frequência de cruzamento de interesse. Por fim, a escolha das frequências representadas na Figura 63 dita a correção desejada na margem de fase.

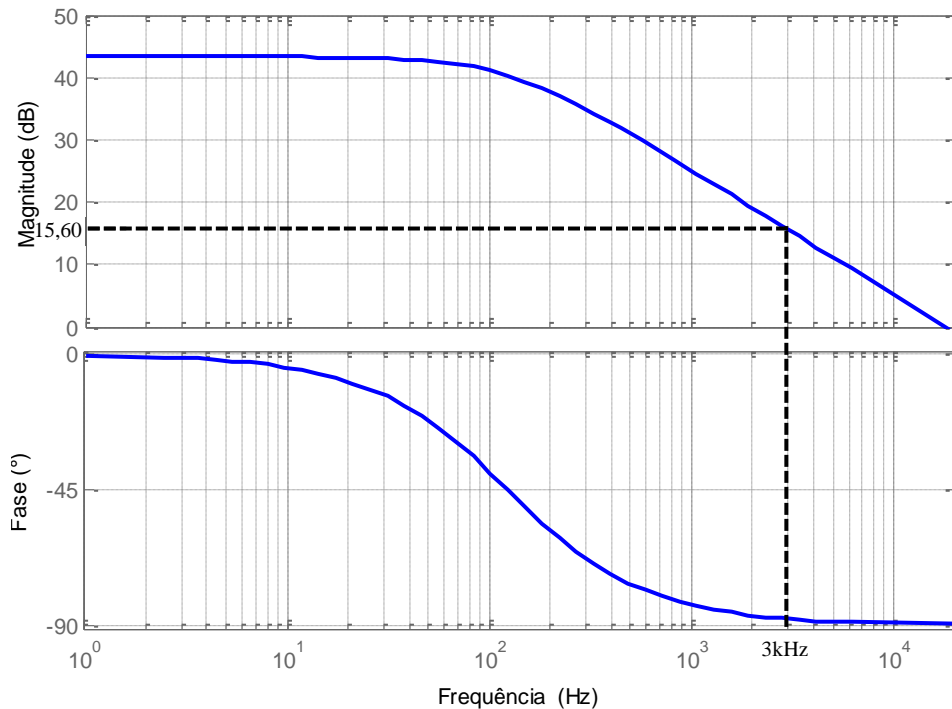
Introduzidas as características do controlador, prossegue-se com a análise do ganho de malha para cada caso. A Figura 64 retrata o comportamento (em módulo e fase) da função de transferência $Gid_1(s)$ dada pela Eq. (65) corresponde ao conversor bidirecional 1 operando como abaixador durante o processo de carga das baterias. Tal curva foi obtida considerando-se a tensão do banco de baterias e a tensão do banco de supercapacitores iguais a 100V e 230V respectivamente, o que corresponde ao ponto médio da faixa possível de operação das fontes acumuladoras. Adicionalmente, a corrente I_b para este caso remete à carga das baterias, realizada com 11A.

Como se pode notar o módulo da função de transferência estudada nesse momento tem decaimento de -20dB/dec para frequências acima de 100Hz e se anula exatamente em 18kHz, ponto este onde se determina a frequência de cruzamento.

Na frequência de cruzamento tem-se que a fase é igual a $-87,60^\circ$, o que teoricamente torna o sistema estável; entretanto, para conversores chaveados, opera-se comumente com

frequências de cruzamento entre 10 e 25% da frequência de chaveamento, ou seja, entre 2 e 5kHz.

Figura 64 - Diagrama de Bode do conversor bidirecional 1 operando como abaixador.



Fonte: Dados do próprio autor.

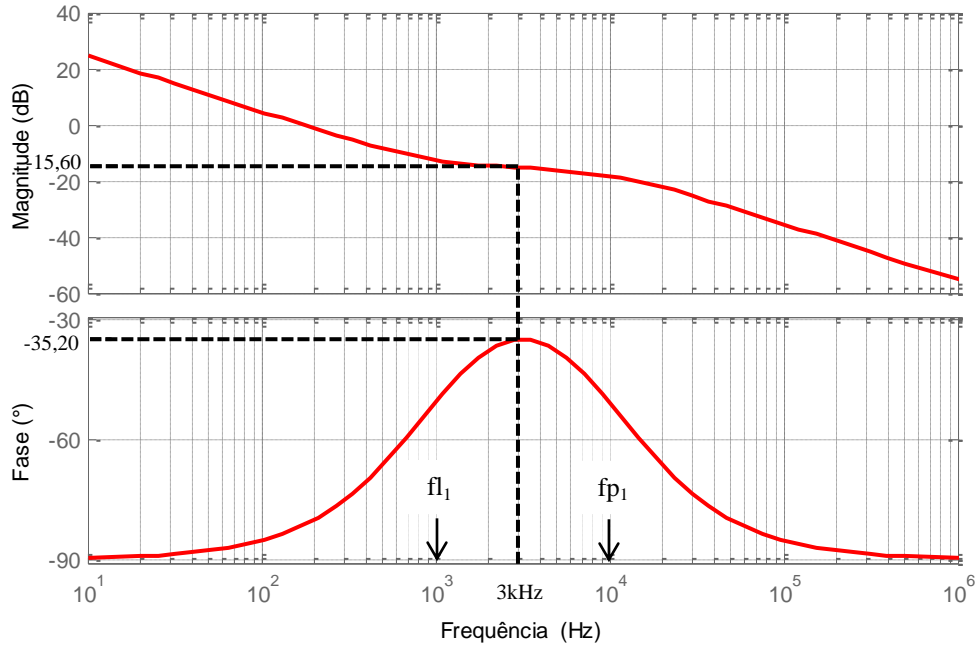
O primeiro passo no projeto do controlador corresponde ao deslocamento vertical necessário do módulo de $G_{id_1}(s)$ para que se possa atingir a frequência de cruzamento almejada onde, nesse caso e nos seguintes, adotou-se como sendo 3kHz. Retornando ao gráfico da Figura 64, nota-se duas semirretas pontilhadas em destaque, cujo ponto de encontro define o par ordenado que indica o módulo da função de transferência estudada para a frequência de cruzamento adotada, conforme indicado. Assim, para que ela seja obtida, basta reduzir o ganho em -15,60dB, o que corresponde a $k_{p1} = 0,16$ conforme a Eq. (83).

O próximo passo corresponde à escolha das frequências f_{l1} e f_{p1} , onde se observou que valores respectivos iguais a 1kHz e 10kHz garantiam margem de fase sempre maiores que 45° . Após todas estas considerações, obtém-se o comportamento do controlador, o qual está indicado no gráfico da Figura 65.

Nota-se que na frequência de cruzamento o ganho corresponde a -15,60dB, o que está de acordo com o esperado, e a correspondente fase é igual a $-35,20^\circ$, o que significa que se

este controlador for aplicado, o módulo do ganho de malha $T_1(s)$ será zero em 3kHz, e a fase será soma da fase de $Gid_1(s)$ com a do controlador, totalizando $-125,20^\circ$ teoricamente.

Figura 65 - Diagrama de Bode do controlador $Gca_1(s)$.



Fonte: Dados do próprio autor.

Finalmente, o comportamento do módulo e fase de $T_1(s)$ pode ser encontrado, e está indicado na Figura 66.

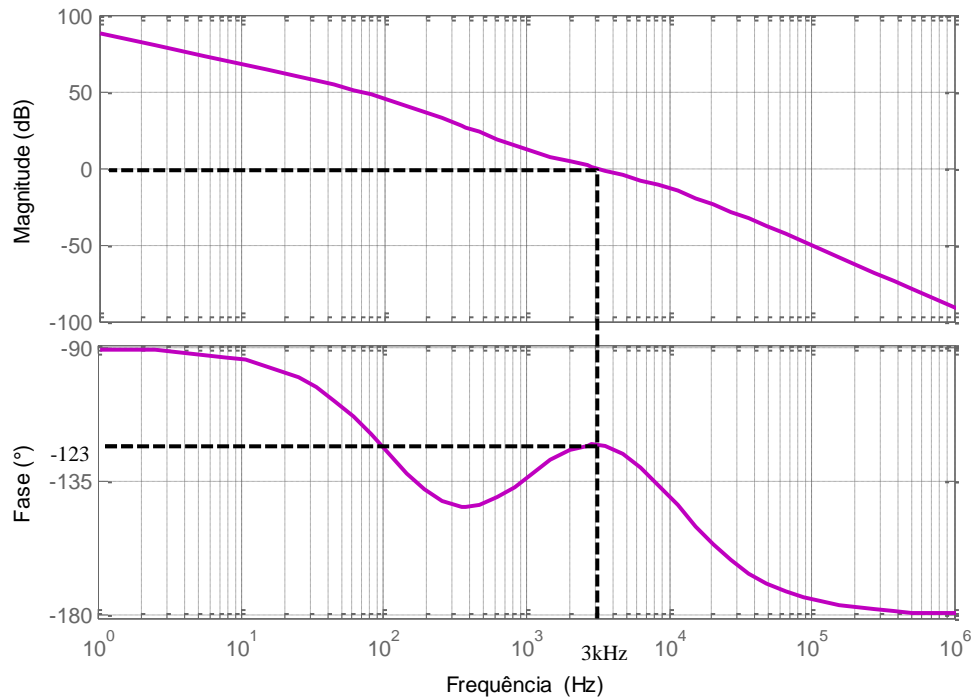
Como se pode verificar a fase resultante é igual a -123° e a margem de fase corresponde a $57,20^\circ$, onde se pode concluir que o ganho e consequentemente o sistema de malha fechada, são estáveis (39).

A mesma análise realizada até então será repetida para o conversor bidirecional 1 operando como elevador durante os processos de transferência de energia das baterias aos supercapacitores. O módulo e a fase da função de transferência $Gid_2(s)$ estão representados no gráfico da Figura 67.

Da mesma maneira, para se obter a frequência de cruzamento adotada, deve-se reduzir a magnitude da função considerada em $15,70\text{dB}$, conforme indicado. Assim, aplicando-se novamente a Eq. (83), obtém-se $kp_2 = 0,16$ e, considerando fl_2 e fp_2 iguais a 1kHz e 10kHz respectivamente, obtém-se o comportamento de Gca_2 , o qual pode ser conferido na Figura 68, onde percebe-se que a aplicação do ganho kp_2 repercutiu em um módulo igual a $-15,70\text{dB}$,

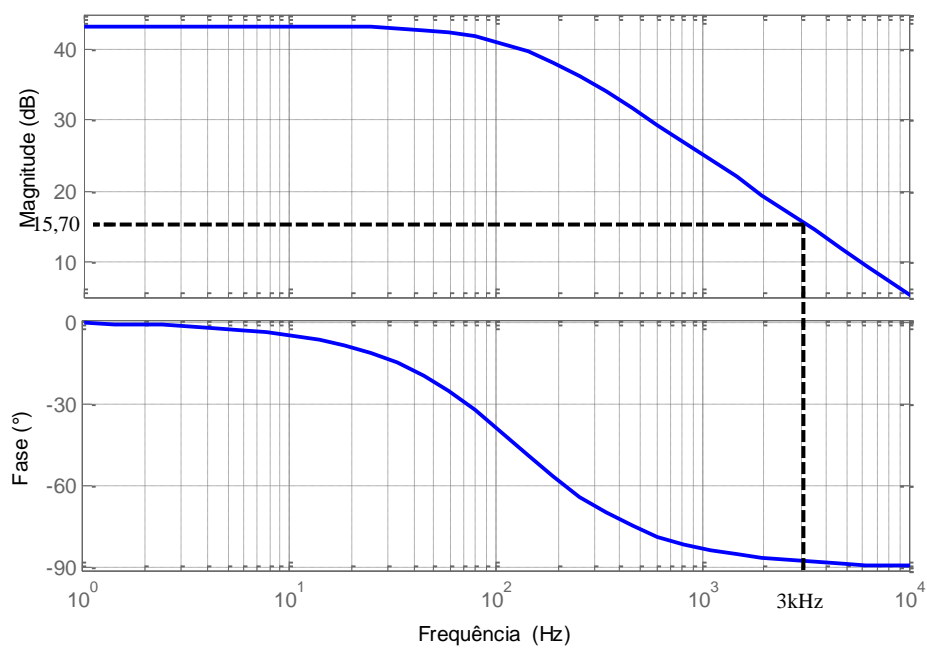
conforme especificado. Como os valores das frequências indicadas na mesma figura são iguais ao caso anterior, o valor da fase não foi alterado.

Figura 66 - Diagrama de Bode do ganho de malha $T_1(s)$.



Fonte: Dados do próprio autor.

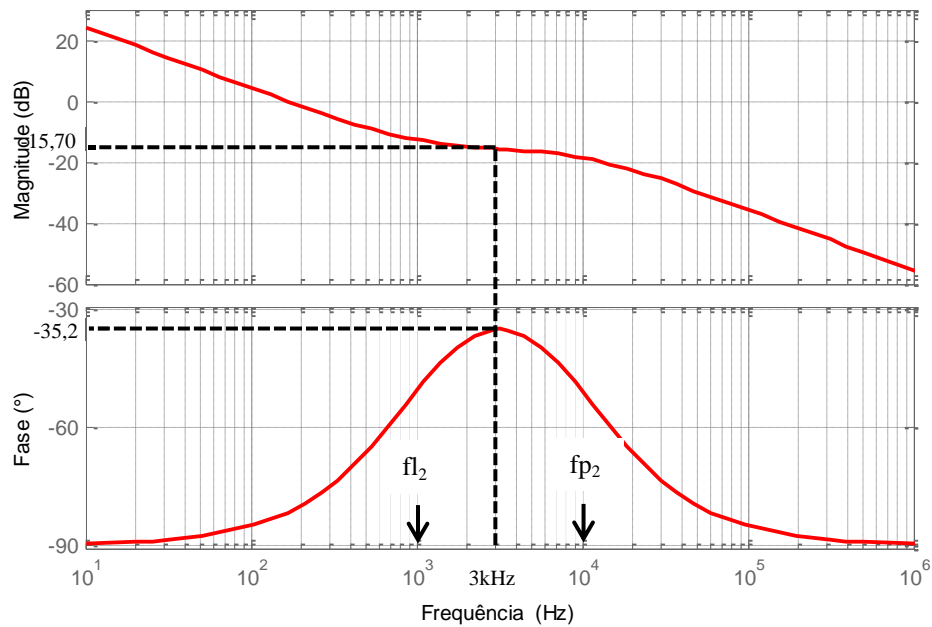
Figura 67 - Diagrama de Bode do conversor bidirecional 1 operando como elevador.



Fonte: Dados do próprio autor.

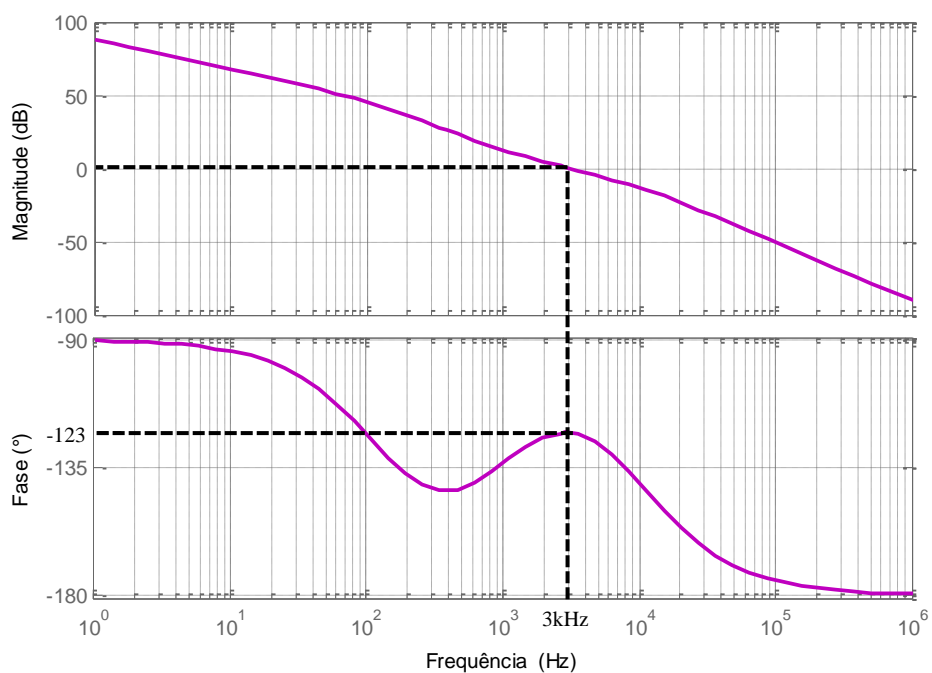
Obtido o controlador $G_{ca2}(s)$, procede-se a obtenção do ganho de malha $T_2(s)$, resultante da multiplicação entre as funções deste último com $G_{id2}(s)$, onde o resultado encontra-se no gráfico da Figura 69.

Figura 68 - Diagrama de Bode do controlador $G_{ca2}(s)$.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 69 - Diagrama de Bode do ganho de malha $T_2(s)$.

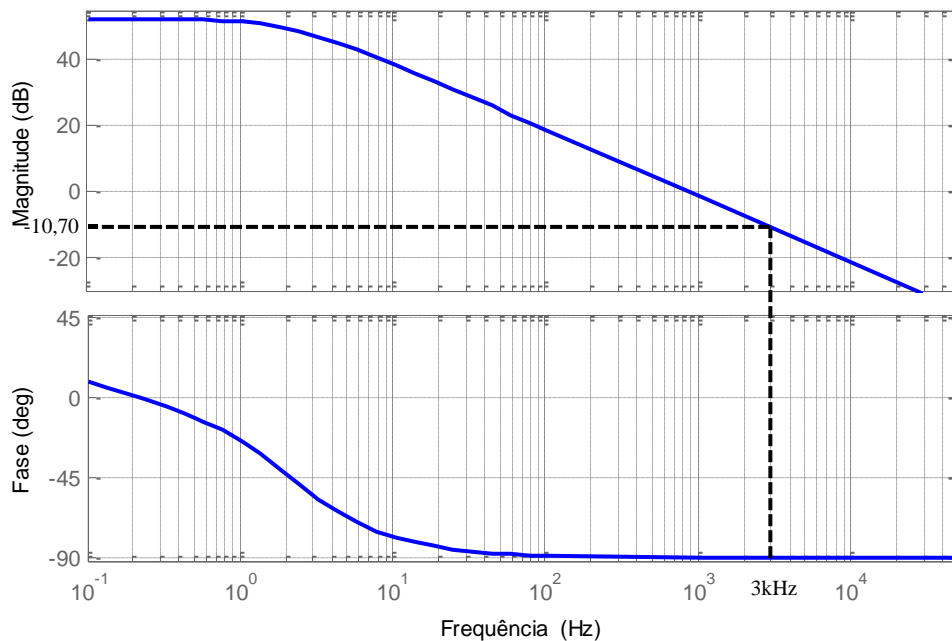


Fonte: Dados do próprio autor.

A fase resultante do ganho de malha corresponde a -123° e o módulo é de 0dB conforme projetado. A margem de fase nesse caso é de $57,20^\circ$, onde conclui-se que o sistema de malha fechada é estável (39).

Finalmente será apresentado o projeto do controlador para o conversor bidirecional 2 operando como elevador durante as frenagens regenerativas. O gráfico da Figura 70 mostra o comportamento do módulo e da fase de $G_{id4}(s)$, onde para a frequência de cruzamento desejada, o módulo agora possui valor negativo e igual a $-10,70$ dB conforme indicado. Isso significa que nesse momento o ganho do controlador deverá ser maior que a unidade. A aplicação da Eq. (83) resulta em $kp_4 = 3,43$ e, considerando as frequências f_{l4} e f_{p4} iguais a 1kHz e 10kHz respectivamente, obtém-se o comportamento de $G_{ca4}(s)$, como indicado na Figura 71.

Figura 70 - Diagrama de Bode do conversor bidirecional 2 operando como elevador.

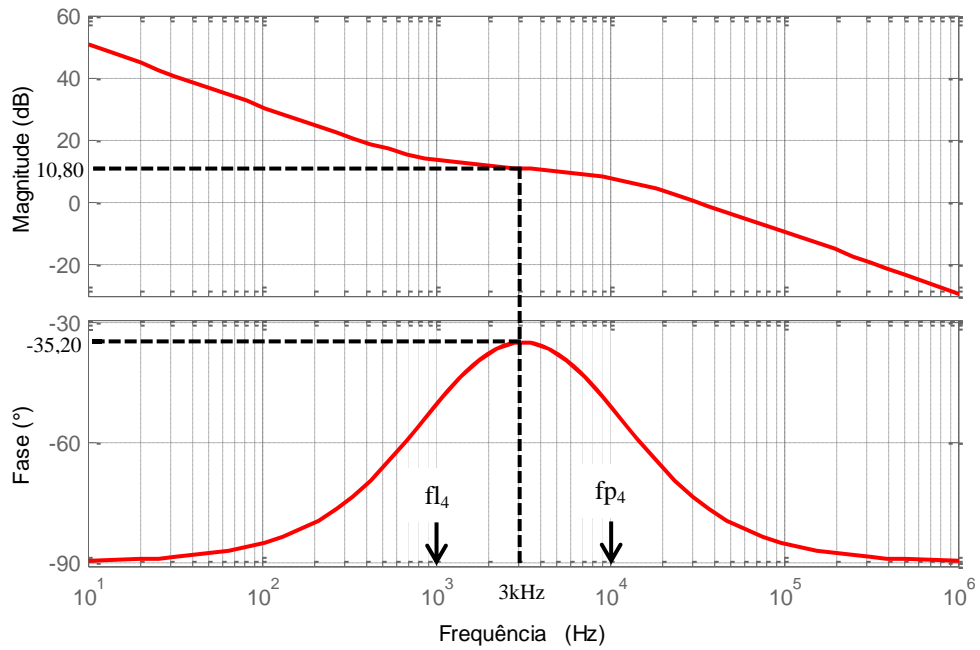


Fonte: Dados do próprio autor.

Com a aplicação de kp_4 o ganho obtido foi de 10,80dB, e a fase manteve-se igual a $35,20^\circ$. O comportamento do ganho de malha $T_4(s)$ pode ser conferido através da Figura 72, onde para a frequência de 3kHz o ganho é igual a zero, a fase é igual a -125° e conseqüentemente a margem de fase informada é de 55° . Estes dados permitem concluir que o sistema de malha fechada é estável.

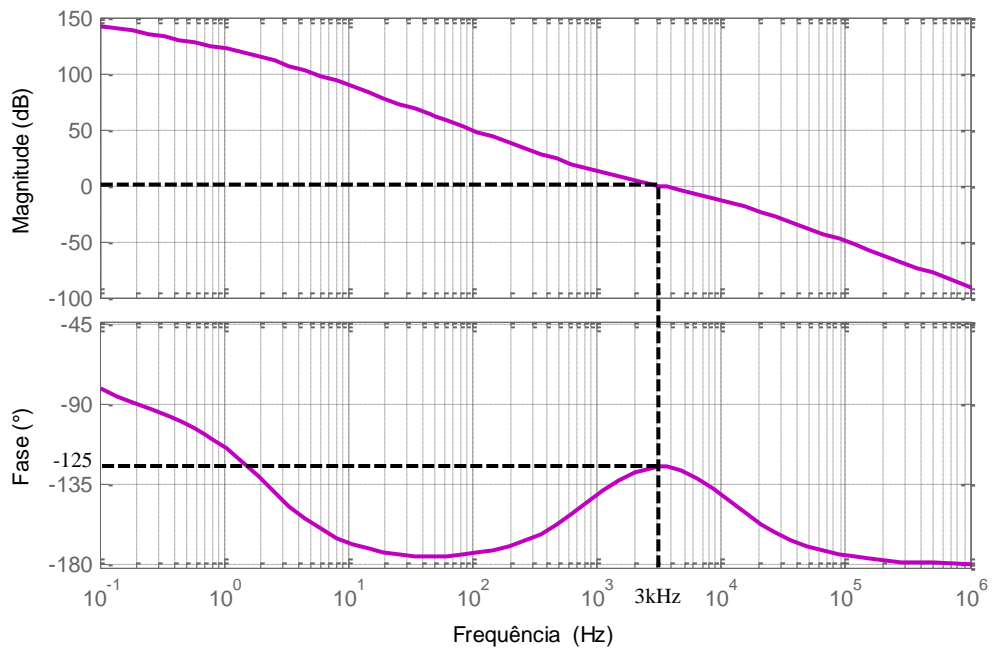
Finalizados os projetos dos controladores, a Tabela 5 resume os dados dos controladores calculados.

Figura 71 - Diagrama de Bode do controlador $Gca_4(s)$.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 72 - Diagrama de Bode do ganho de malha $T_4(s)$.



Fonte: Dados do próprio autor.

3.5 ANÁLISE DO RENDIMENTO NA REGENERAÇÃO

Uma importante análise relacionada a um sistema de frenagem regenerativa refere-se à determinação da energia total recuperada durante o presente processo, permitindo assim

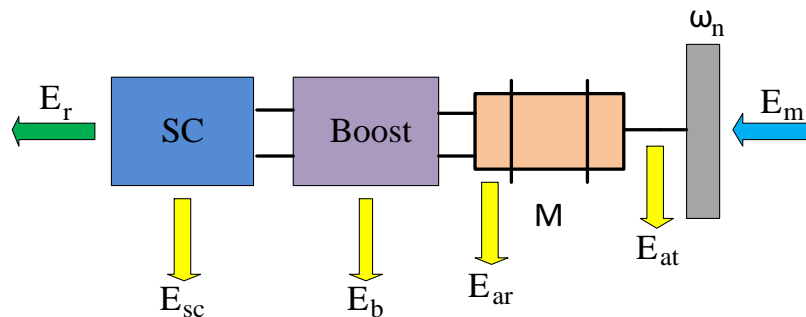
conhecer o comportamento do rendimento. O estudo desenvolvido até então permite identificar uma das causas da não possibilidade de recuperação de toda a energia mecânica, a saber, a frenagem não perdura até a velocidade anular-se. Conforme o eixo desacelera, a tensão induzida na armadura diminui, atingindo um ponto em que se torna inviável ou impossível a continuidade do processo. A outra causa está relacionada com as perdas de energia em alguns pontos do sistema, os quais são indicados na Figura 73.

Tabela 5 - Parâmetros dos controladores empregados.

Parâmetro	Controlador 1	Controlador 2	Controlador 4
G_{a_j}	-15,60dB	-15,70dB	10,70dB
k_{p_j}	0,16	0,16	3,43
k_{i_j}	$1,068 \cdot 10^3$	$1,03 \cdot 10^3$	$21,53 \cdot 10^3$
f_{l_j}	1kHz	1kHz	1kHz
f_{p_j}	10kHz	10kHz	10kHz

Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 73 - Identificação das perdas de energia no sistema de frenagem regenerativa.



Fonte: Dados do próprio autor.

Identificada a localidade das perdas no sistema, prossegue-se com a determinação matemática de cada uma delas. A energia, por definição, mede a quantidade de trabalho realizado, expresso em *Joules*, em um determinado período de tempo. No caso particular referente à análise de perdas o trabalho não corresponde à realização de tarefas úteis, mas a fenômenos opostos que criam barreiras mecânicas e elétricas durante a transferência de energia, transformando parte dela em calor. Com base nos comentários apresentados neste parágrafo, a expressão genérica dada pela Eq. (86) pode ser empregada.

$$E = \int_0^{t_f} P(t)dt \quad (86)$$

Para o sistema de frenagem regenerativa, t_f indica o tempo decorrido para a tensão de armadura atingir o valor mínimo permitido correspondente à razão cíclica de operação igual a 0,8, e $P(t)$ descreve a potência elétrica absorvida da armadura em função do tempo. Então, antes de prosseguir, é necessário expressar o comportamento da velocidade do eixo do motor em função do tempo, bastando para isso a aplicação da Transformada de Laplace na Eq. (39), onde se obtém a Eq. (87).

$$\omega_n(t) = \frac{(T_e - T_m)}{J}t + \omega_{ni} \quad (87)$$

Vale salientar que este procedimento só é válido porque o torque eletromagnético durante a regeneração é constante, e o torque mecânico desenvolvido pelo atrito também pode ter esta consideração. Escrevendo a velocidade angular em função da tensão de armadura e impondo-se $\omega_n(t_f) = \omega_{nf}$, encontra-se o tempo total do processo t_f , dado pela Eq. (88).

$$t_f = \frac{\frac{J}{K_m}(E_{af} - E_{ai})}{T_e - T_m} \quad (88)$$

E_{ai} e E_{af} representam, respectivamente, as tensões na armadura no início e no fim da frenagem regenerativa. Como já comentado, o processo é interrompido no instante em que a razão cíclica D_4 alcança seu valor limite, e ela depende, além de R_a e E_a , da tensão no banco de supercapacitores V_{bsc} , que pode ser incluída no cálculo de t_f . Reescrevendo-se a Eq. (54) com as considerações atuais, obtém-se E_{af} , dada pela Eq. (89).

$$E_{af} = V_{bsc}(1 - D_{4f}) + R_a I_a \quad (89)$$

Substituindo-se a Eq. (89) na Eq. (88) e considerando $D_{4f} = 0,8$, t_f assume sua forma definitiva, descrita pela Eq. (90).

$$t_f = \frac{J}{K_m} \frac{(0,2V_{bsc} + R_a I_a - E_{ai})}{T_e - T_m} \quad (90)$$

A variação da razão cíclica D_4 (e sua complementar) em função do tempo também pode ser computada, bastando a substituição de $E_a(t)$ na Eq (54), e assim:

$$D_4(t) = 1 - \frac{\frac{K_m t}{J} (T_e - T_m) + E_{ai} - R_a I_a}{V_{bsc}} \quad (91)$$

$$D'_4(t) = \frac{\frac{K_m}{J} (T_e - T_m) + E_{ai} - R_a I_a}{V_{bsc}} \quad (92)$$

Finalmente, a partir das expressões obtidas, pode-se dar início à descrição matemática de cada uma das quantidades identificadas na Figura 73.

Energia mecânica (E_m):

Origina-se da energia extraída do movimento de rotação da massa girante, calculada diretamente pela Eq. (93).

$$E_m = \frac{1}{2} J (\omega_{ni}^2 - \omega_{nf}^2) \quad (93)$$

Energia dissipada por atrito (E_{at}):

Origina-se do aquecimento gerado pelo atrito entre as partes móveis. Aqui, se necessita conhecer a potência mecânica transformada em calor, identificada na Eq. (94).

$$P_{at}(t) = T_m \omega_n(t) = T_m \left[\frac{(T_e - T_m)}{J} t + \omega_{ni} \right] \quad (94)$$

Aplicando a definição:

$$E_{at} = \int_0^{t_f} T_m \left[\frac{(T_e - T_m)}{J} t + \omega_{ni} \right] dt \quad (95)$$

Energia dissipada na armadura e no conversor *Boost* (E_c):

Como o circuito da armadura, composto pelos elementos E_a , L_a e R_a , é necessário à formação do conversor *Boost* (aqui representado pelo conversor bidirecional 2 atuando nessa função), estas duas fontes de perdas serão agrupadas em um único conjunto e a partir de então denominadas de E_c . A modelagem que considerava o rendimento desse conversor na regeneração, desenvolvida no capítulo anterior, só engloba as perdas por condução e, para um estudo mais completo, também pode-se levar em conta as de chaveamento (P_s), dada pela Eq. (96).

$$P_s = P_{sT} + P_{sD} = (E_{on} + E_{off})F_s + Q_{rr}V_{bsc}F_s \quad (96)$$

As parcelas P_{sT} e P_{sD} representam as potências dissipadas pelo transistor T4 e pelo diodo D3 respectivamente, E_{on} e E_{off} são as energias perdidas durante o início da condução e do bloqueio do transistor, Q_{rr} inclui a carga armazenada na junção do diodo no bloqueio e finalmente F_s corresponde à frequência de chaveamento. Com base nessas informações e no circuito da Figura 16, tem-se:

$$P_c(t) = R_a I_a^2 + D_4(t)V_{sat}I_a + D_4'(t)V_d I_a + P_s \quad (97)$$

Inserindo-se as expressões de D_4 e D_4' na Eq. (97) e aplicando-se a definição, obtém-se:

$$E_c = \int_0^{t_f} \left\{ R_a I_a^2 + V_{sat} I_a \left[\frac{K_m t}{J} (T_e - T_m) + E_{ai} - R_a I_a \right] (V_d - V_{sat}) \right\} dt \quad (98)$$

Energia dissipada na resistência série dos supercapacitores (E_{sc}):

Origina-se das perdas de calor por efeito joule causadas pela resistência equivalente da associação em série dos módulos integrantes do banco de supercapacitores. A potência nela dissipada encontra-se descrita pela Eq. (99).

$$P_{sc}(t) = R_{sc} [I_a (1 - D_4(t))]^2 \quad (99)$$

A aplicação da definição e a substituição de $D_4(t)$ (Eq. (91)) leva à Eq. (100).

$$E_{sc} = \int_0^{t_f} \frac{R_{sc} I_a^2}{V_{bsc}^2} \left[\frac{K_m t}{J} (T_e - T_m) + E_{ai} - R_a I_a \right] dt \quad (100)$$

Energia Regenerada (E_r):

Corresponde à energia total absorvida durante a frenagem regenerativa descontando-se as perdas, a qual é armazenada nos supercapacitores e contribui para o aumento de V_{bsc} . Sua obtenção baseia-se na Eq. (101).

$$E_r = E_m - E_{at} - E_c - E_{sc} \quad (101)$$

Assim, finalmente, tem-se em mãos todas as ferramentas necessárias para o cálculo do rendimento no processo de regeneração de energia durante a frenagem, obtido através da Eq. (102).

$$n_r = \frac{E_r}{E_m} = 1 - \frac{E_{at} + E_c + E_{sc}}{E_m} \quad (102)$$

A análise do comportamento do sistema em relação ao rendimento em várias condições operacionais será abordada no Capítulo 4.

3.6 CONSIDERAÇÕES E CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo apresentou as características gerais do projeto proposto para a realização do gerenciamento de energia e das frenagens regenerativas. Os supercapacitores serão os responsáveis por enviar ao motor CC a energia necessária durante as acelerações, e as baterias fornecerão corrente durante as velocidades constantes. Todas as ações e tomadas de decisão da lógica de controle desenvolvida no Simulink[®] são baseadas nos sinais impostos pelo usuário através das entradas do acelerador e do freio, bem como na tensão e corrente das fontes acumuladoras. A operação dos conversores bidirecionais ocorre pelo controle das correntes nos indutores L e L_a , cujo sentido depende do processo atual, ou seja, carga, descarga, aceleração, frenagem.

A análise do conversor bidirecional pelo modelo da chave PWM permitiu obter-se, de maneira fácil e eficiente, o modelo matemático para a operação em regime permanente e a

função de transferência entre a corrente no indutor e a razão cíclica em cada funcionalidade (abaixadora ou elevadora), possibilitando finalmente o projeto dos controladores.

Finalmente, puderam-se verificar os pontos responsáveis pela não possibilidade de se recuperar 100% da energia mecânica disponível em um processo de frenagem regenerativa, os quais são decorrentes de limitações da continuidade do processo em baixas velocidades e também das perdas mecânicas e elétricas de todo o sistema.

4 DETERMINAÇÃO DOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA E CÁLCULO TÉRMICO

No capítulo anterior foi apresentada a estrutura empregada do sistema híbrido para o processamento de energia entre os elementos acumuladores e o motor de tração, onde foram definidas as tensões bem como as correntes nominais de operação. O próximo passo deste trabalho consiste na escolha dos semicondutores a serem empregados, que devem suportar os esforços elétricos relacionados a cada localidade nos conversores bidirecionais de energia, e também a especificação do dissipador, que inclui o cálculo térmico.

Cada um dos conversores possui um par de transistores e um par de diodos totalizando então oito dispositivos chaveados, onde quatro deles são controlados ativamente e os demais passivamente, sendo indicados pela respectiva ordem de citação. Visando o projeto de um conversor mais compacto, adotar-se-á transistores dotados de diodos no mesmo encapsulamento, e assim tal dupla abrangerá somente um dispositivo. Assim, é possível o emprego de transistores MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor*), que em sua estrutura já possuem um diodo intrínseco, ou de transistores IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), onde existe no mercado modelos que também incorporam o diodo inverso.

Estes elementos, ao serem percorridos pela corrente do circuito durante a condução, apresentam não idealidades, ou seja, os diodos, bem como os transistores IGBT, conduzem com uma queda de tensão direta, e os MOSFET's se comportam como uma resistência série. Então, devido a tal comportamento, o processamento de energia ocorre segundo perdas causadas pela dissipação de potência, porém ela não advém somente dos períodos de condução. Durante a comutação dos dispositivos aqui mencionados ocorre o cruzamento da tensão e da corrente por eles suportadas elevando as perdas de energia, que são diretamente proporcionais, dentre outros fatores, à frequência de chaveamento.

Dessa forma, os semicondutores a serem escolhidos devem apresentar as menores perdas possíveis, o que contribuirá para um maior rendimento no processamento da energia. Observou-se, a partir de informações nos catálogos de vários modelos de transistores, que os diodos intrínsecos dos transistores do tipo MOSFET apresentam tempos de recuperação reversa mais elevados do que aqueles encapsulados juntamente aos IGBT's, o que contribui para maiores perdas de chaveamento. Assim, levando-se em conta este fato, optou-se pelo emprego deste último.

Definido o tipo, deve-se encontrar dentre os vários modelos existentes aquele que atende os esforços de tensão e corrente dos conversores bidirecionais de potência. Sabe-se que, para um conversor *Buck*, a tensão máxima sobre o transistor é igual à tensão da fonte de alimentação, ocorrendo o mesmo para o diodo; já para um conversor *Boost*, o esforço máximo de tensão sobre o transistor e o diodo é igual à tensão de saída. Assim, observando-se o sistema proposto para o gerenciamento de energia (Figura 30), deduz-se que os esforços máximos de tensão em todos os elementos são de 270V, o que corresponde à tensão máxima adotada na operação do banco de supercapacitores.

Em relação à corrente, sabe-se que o máximo esforço corresponde ao processo de carga das baterias, que ocorrerá a 15,6A. Com base nessas informações e considerando que todos eles serão do mesmo tipo, um transistor que suporte 20A de corrente no coletor com tensão entre coletor e emissor maior do que 270V atende a presente aplicação. Optou-se, por conseguinte, no emprego do modelo FGH20N60UFD, cujas principais características estão dispostas na Tabela 6.

Tabela 6 - Principais características do transistor FGH20N60UFD.

Descrição	Valor
Tensão máxima entre coletor e emissor	600V
Tensão máxima entre <i>gate</i> e emissor	$\pm 20V$
Corrente de coletor (temperatura da cápsula = 25°C)	40A
Corrente de coletor (temperatura da cápsula = 100°C)	20A
Corrente no diodo (temperatura da cápsula = 25°C)	20A
Corrente no diodo (temperatura da cápsula = 100°C)	10A
Resistência térmica do transistor entre junção e cápsula	0,76°/W
Resistência térmica do diodo entre junção e cápsula	2,51°/W
Temperatura máxima da junção	150°C

Fonte: Adaptado de (40).

Definido o transistor a ser empregado na confecção dos conversores bidirecionais prossegue-se com a determinação dos máximos esforços de corrente para que se possa posteriormente calcular a potência máxima dissipada em cada elemento e assim determinar o dissipador necessário.

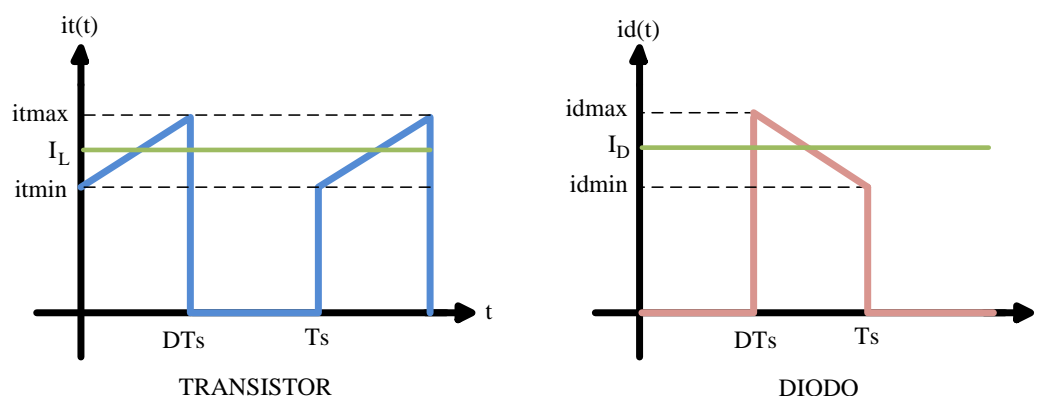
4.1 ESFORÇOS DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES

Neste subitem serão apresentados todos os procedimentos realizados para cada um dos transistores e diodos integrantes do conversor de potência no que se refere à obtenção das expressões matemáticas para o cálculo da corrente circulante nos elementos de interesse. As expressões a serem apresentadas serão úteis posteriormente para o cálculo térmico, pois a partir da máxima corrente se determina a máxima potência dissipada, e assim prossegue-se à determinação do dissipador adequado.

Como se sabe, os transistores IGBT são sensíveis à corrente média circulante, e o mesmo se pode afirmar para os diodos. Assim, as expressões aqui obtidas abordarão somente esta determinação, e todas elas surgem da aplicação da definição de valor médio de uma grandeza sobre as formas de onda de corrente nos elementos de interesse em um período de chaveamento.

Nos conversores abaixador e elevador, o transistor é percorrido por corrente em um intervalo de tempo igual ao produto da razão cíclica pelo período de chaveamento, e os diodos durante o complementar desse mesmo intervalo. Dessa maneira, as formas de onda de corrente para qualquer um dos primeiros elementos integrantes dos conversores bidirecionais citados nesse parágrafo apresentam sempre o mesmo comportamento, e tal afirmação é análoga para os diodos. Na Figura 74 apresentam-se as formas de onda de corrente típicas para esses elementos.

Figura 74 - Formas de onda genéricas de corrente no transistor e no diodo.



Fonte: Dados do próprio autor.

Como se pode notar, a corrente no indutor percorre o transistor no intervalo DT_s e circula pelo diodo em $(1-D)T_s$. Seu valor médio (indicado pelo traço verde) é aquele imposto

pelo sistema de controle, e está presente também na curva para o diodo. Levando isso em consideração e observando que o diodo assume a corrente no indutor no instante $t = DT_s$ e que ocorre o mesmo para o transistor em $t = T_s$, pode-se escrever o seguinte:

$$it_{max} = id_{max} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = I_D + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (103)$$

$$it_{min} = id_{min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = I_D - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (104)$$

$$it(t) - it_0 = mt(t - tt_0) \quad (105)$$

$$id(t) - id_0 = md(t - td_0) \quad (106)$$

Nas Equações (103) e (104) a variável ΔI_L corresponde ao *ripple* da corrente no indutor genérico e será determinada conforme o caso. As Equações (105) e (106) apresentam as expressões genéricas para a obtenção do comportamento das correntes no domínio do tempo, onde (tt_0, it_0) e (td_0, id_0) correspondem a pares ordenados quaisquer e mt e md representam as taxas de variação da corrente, todos referentes aos transistores e aos diodos, respectivamente.

O comportamento de corrente nesses dispositivos será a base para os cálculos que se sucedem, onde primeiramente serão obtidas as expressões para o cálculo da corrente média nos transistores T1, T2, T3 e T4 e finalmente para os diodos D1, D2, D3 e D4 seguindo a ordem apresentada.

O transistor T1 faz parte do conversor bidirecional 1 e opera nos instantes em que a energia deve ser transferida do banco de supercapacitores para o banco de baterias. O indutor integrante desse conversor é nomeado como L como já apresentado, a corrente média durante a operação como abaixador é de 11A ($I_L = I_{cr}$) e a razão cíclica de operação é D_1 . Para este caso, tem-se que:

$$it_{min_1} = I_{cr} - \frac{\Delta I_{1L}}{2} \quad (107)$$

$$mt_1 = \frac{V_{bsc} - V_{bb}}{L} \quad (108)$$

$$\Delta I_{1L} = \frac{(V_{bsc} - V_{bb})}{L} D_1 T_s \quad (109)$$

$$it_1(t) - itmin_1 = mt_1 t \quad (110)$$

Resolvendo-se a Eq. (110) e aplicando-se a definição de valor médio, obtém-se a expressão para o cálculo da corrente média no transistor T1, dada pela Eq. (111).

$$It1_m = \frac{1}{T_s} \int_0^{D_1 T_s} \left[\left(\frac{V_{bsc} - V_{bb}}{L} \right) \left(\frac{2t - D_1 T_s}{2} \right) + I_{cr} \right] dt \quad (111)$$

O transistor T2 faz parte do conversor bidirecional 1 e opera nos instantes em que a energia deve ser transferida do banco de baterias para o banco de supercapacitores. O indutor integrante desse conversor também é nomeado como L, a corrente média durante a operação como elevador é de no máximo 15,6A ($I_L = I_{dr}$) e a razão cíclica de operação é D_2 . Para este caso, tem-se que:

$$itmin_2 = I_{dr} - \frac{\Delta I_{2L}}{2} \quad (112)$$

$$mt_2 = \frac{V_{bb}}{L} \quad (113)$$

$$\Delta I_{2L} = \frac{V_{bb}}{L} D_2 T_s \quad (114)$$

$$it_2(t) - itmin_2 = mt_2 t \quad (115)$$

Resolvendo-se a Eq. (115) e aplicando-se a definição de valor médio, obtém-se a expressão para o cálculo da corrente média no transistor T2, dada pela Eq. (116).

$$It2_m = \frac{1}{T_s} \int_0^{D_2 T_s} \left[\frac{V_{bb}}{L} \left(\frac{2t - D_2 T_s}{2} \right) + I_{dr} \right] dt \quad (116)$$

O transistor T3 faz parte do conversor bidirecional 2 e opera nos instantes em que a energia deve ser transferida do banco de supercapacitores para o motor de tração. O indutor integrante desse conversor é o da armadura do motor CC (L_a), a corrente média durante a operação como abaixador corresponde a 6A ($I_L = I_a$) e a razão cíclica de operação é D_3 . Para este caso, tem-se que:

$$itmin_3 = I_a - \frac{\Delta I_{3L}}{2} \quad (117)$$

$$mt_3 = \frac{V_{bsc} - V_T}{L_a} \quad (118)$$

$$\Delta I_{3L} = \frac{(V_{bsc} - V_T)}{L_a} D_3 T_s \quad (119)$$

$$it_3(t) - itmin_3 = mt_3 t \quad (120)$$

Resolvendo-se a Eq. (120) e aplicando-se a definição de valor médio, obtém-se a expressão para o cálculo da corrente média no transistor T3, dada pela Eq. (121).

$$It3_m = \frac{1}{T_s} \int_0^{D_3 T_s} \left[\left(\frac{V_{bsc} - V_T}{L_a} \right) \left(\frac{2t - D_3 T_s}{2} \right) + I_a \right] dt \quad (121)$$

O transistor T4 faz parte do conversor bidirecional 2 e opera nos instantes em que a energia deve ser transferida do motor de tração para o banco de supercapacitores. O indutor integrante desse conversor também é o da armadura do motor CC, a corrente média máxima durante a operação como elevador nas frenagens regenerativas é igual a 6A ($I_L = I_a$) e a razão cíclica de operação é D_4 . Para este caso, tem-se que:

$$itmin_4 = I_a - \frac{\Delta I_{4L}}{2} \quad (122)$$

$$mt_4 = \frac{V_T}{L_a} \quad (123)$$

$$\Delta I_{4L} = \frac{V_T}{L_a} D_4 T_s \quad (124)$$

$$it_4(t) - itmin_4 = mt_4 t \quad (125)$$

Resolvendo-se a Eq. (125) e aplicando-se a definição de valor médio, obtém-se a expressão para o cálculo da corrente média no transistor T4, dada pela Eq. (126).

$$It4_m = \frac{1}{T_s} \int_0^{D_4 T_s} \left[\frac{V_T}{L_a} \left(t - \frac{D_4 T_s}{2} \right) + I_a \right] dt \quad (126)$$

Nesse instante a análise prossegue para o estudo dos diodos. O diodo D1 (integrante do conversor bidirecional 1 operando como elevador) conduz a corrente no indutor L no instante em que T2 encontra-se bloqueado. Assim, pode-se escrever:

$$idmin_1 = I_{dr} - \frac{\Delta I_{2L}}{2} \quad (127)$$

$$md_1 = \frac{V_{bb} - V_{bsc}}{L} \quad (128)$$

$$\Delta I_{2L} = \frac{V_{bb}}{L} D_2 T_s \quad (129)$$

$$id_1(t) - idmin_1 = md_1(t - T_s) \quad (130)$$

Resolvendo-se a Eq. (130) e calculando valor médio, obtém-se:

$$Id1_m = \frac{1}{T_s} \int_{D_2 T_s}^{T_s} \left[\frac{(V_{bb} - V_{bsc})(t - T_s)}{L} - \frac{V_{bb} D_2 T_s}{2L} + I_{dr} \right] dt \quad (131)$$

O diodo D2 (integrante do conversor bidirecional 1 operando como abaixador) conduz a corrente no indutor L no instante em que T1 encontra-se bloqueado. Assim, pode-se escrever:

$$idmin_2 = I_{cr} - \frac{\Delta I_{1L}}{2} \quad (132)$$

$$md_2 = -\frac{V_{bb}}{L} \quad (133)$$

$$\Delta I_{1L} = \frac{(V_{bsc} - V_{bb})}{L} D_1 T_s \quad (134)$$

$$id_2(t) - idmin_2 = md_2(t - T_s) \quad (135)$$

Resolvendo-se a Eq. (135) e calculando valor médio, obtém-se:

$$Id2_m = \frac{1}{T_s} \int_{D_1 T_s}^{T_s} \left[I_{cr} - \frac{V_{bb}}{L} (t - T_s) - \frac{(V_{bsc} - V_{bb})}{2L} D_1 T_s \right] dt \quad (136)$$

O diodo D3 (integrante do conversor bidirecional 2 operando como elevador) conduz a corrente no indutor L_a no instante em que T4 encontra-se bloqueado. Assim, pode-se escrever:

$$idmin_3 = I_a - \frac{\Delta I_{4L}}{2} \quad (137)$$

$$md_3 = \frac{V_T - V_{bsc}}{L_a} \quad (138)$$

$$\Delta I_{4L} = \frac{V_T}{L_a} D_4 T_s \quad (139)$$

$$id_3(t) - idmin_3 = md_3(t - T_s) \quad (140)$$

Resolvendo-se a Eq. (140) e calculando valor médio, obtém-se:

$$Id3_m = \frac{1}{T_s} \int_{D_4 T_s}^{T_s} \left[\frac{(V_T - V_{bsc})(t - T_s)}{L_a} - \frac{V_T D_4 T_s}{2L_a} + I_a \right] dt \quad (141)$$

Finalmente, o diodo D4 (integrante do conversor bidirecional 2 operando como abaixador) conduz a corrente no indutor L_a no instante em que T3 encontra-se bloqueado. Assim, pode-se escrever:

$$idmin_4 = I_a - \frac{\Delta I_{4L}}{2} \quad (142)$$

$$md_4 = -\frac{V_T}{L_a} \quad (143)$$

$$\Delta I_{3L} = \frac{(V_{bsc} - V_T)}{L_a} D_3 T_s \quad (144)$$

$$id_4(t) - idmin_4 = md_4(t - T_s) \quad (145)$$

Resolvendo-se a Eq. (145) e calculando valor médio, obtém-se:

$$Id4_m = \frac{1}{T_s} \int_{D_3 T_s}^{T_s} \left[I_a - \frac{V_T}{L_a} (t - T_s) - \frac{(V_{bsc} - T)}{2L_a} D_3 T_s \right] dt \quad vv \quad (146)$$

As expressões obtidas permitem o cálculo da corrente média em qualquer um dos transistores e diodos integrantes dos conversores bidirecionais 1 e 2, e serão úteis na determinação dos máximos esforços de corrente. Para que eles possam ser encontrados devem-se analisar as condições que levam a essa máxima corrente, que são baseadas nas características de operação do sistema de potência e dependem das correntes médias máximas circulantes nos indutores L e L_a , bem como das razões cíclicas, onde valores menores implicam em correntes médias maiores para os diodos, e no caso dos transistores, a relação é direta.

A partir de então tais considerações serão apresentadas para cada transistor e diodo, sendo importante ressaltar que as razões cíclicas D_1 , D_2 , D_3 e D_4 são calculadas a partir das equações já deduzidas no Capítulo 3. Todos os resultados serão apresentados na Tabela 7 para maior clareza.

No caso do transistor T_1 , a máxima corrente se dá nos instantes em que o banco de baterias está sendo carregado, e este procedimento ocorre a um valor constante e igual a 11A. A razão cíclica máxima D_1 para este processo aparece no instante em que a tensão nas

baterias atinge seu valor máximo, e o potencial no banco de supercapacitores é o mínimo permitido. No caso do transistor T2, a corrente média máxima ocorre nos momentos em que o banco de supercapacitores está sendo carregado, e nesse caso a corrente de descarga das baterias é a nominal (15,6A). A razão cíclica máxima D_2 aparece quando as baterias atingem a tensão mínima permitida e o potencial nos supercapacitores alcança o ponto máximo operacional (se assim for desejado).

A corrente média máxima para o transistor T3 ocorre no instante em que o motor desenvolve potência nominal, absorvendo 6A. A razão cíclica D_3 máxima se dá com a tensão terminal máxima aplicada à armadura e quando o banco opera no potencial mínimo. Finalmente, o esforço máximo de corrente no transistor T4 ocorre na corrente máxima regenerada (6A), onde a razão cíclica máxima D_4 corresponde ao limite imposto na frenagem pela lógica de controle 2.

No caso da análise para os diodos deve-se atentar ao fato de que as razões cíclicas de operação dos conversores bidirecionais devem ser as mínimas possíveis, pois esta condição remete a tempos de condução maiores para esses elementos, e também contribui para correntes médias mais elevadas. Assim, o diodo D1 apresenta maior esforço de corrente no instante em que os supercapacitores estão sendo carregados, cuja corrente de descarga média nas baterias é de 15,6A. Adicionalmente, a razão cíclica mínima D_2 ocorre nos potenciais mínimos e máximos operacionais das baterias e do barramento CC, respectivamente. O diodo D2 apresenta corrente média mais elevada nos períodos de carga do banco de baterias, sendo realizada com 11A, onde o valor mínimo da razão cíclica D_1 se dá quando a tensão no banco de baterias é mínima e o potencial dos supercapacitores é máximo.

O diodo D3 é percorrido por corrente quando o conversor bidirecional 2 opera como elevador durante as frenagens regenerativas, onde a razão cíclica D_4 é mínima com o potencial mínimo do barramento CC e com a máxima tensão na armadura do motor de tração, situação esta válida para frenagens iniciadas a partir da velocidade nominal da máquina. Finalmente, o diodo D4 conduz durante os processos de tração cuja corrente máxima absorvida pela armadura corresponde a 6A e a razão cíclica mínima D_3 aparece no instante em que os supercapacitores encontram-se totalmente carregados e aplica-se uma tensão mínima no motor para atingir corrente nominal.

A Tabela 7 contém de maneira resumida todos os valores referentes às análises realizadas anteriormente.

Tabela 7 - Resumo da análise dos esforços máximos de corrente nos transistores e diodos integrantes dos conversores bidirecionais de energia.

Identificação	Corrente média máxima	Condição
T1	6,68A	$V_{bsc}=190V$; $V_{bb}=113,4V$; $D_1=0,61$
T2	10,25A	$V_{bsc}=270V$; $V_{bb}=81$; $D_2=0,71$
T3	5,12A	$V_{bsc}=190V$; $V_T=160V$; $D_3=0,85$
T4	4,84A	$V_{bsc}=270V$; $V_T=55V$; $D_4=0,8$
D1	9,11A	$V_{bsc}=190V$; $V_{bb} = 113,4V$; $D_2=0,41$
D2	8,67A	$V_{bsc}=270V$; $V_{bb} = 81V$; $D_1=0,3$
D3	4,42A	$V_{bsc}=190V$; $V_T = 140V$; $D_4=0,26$
D4	5,79A	$V_{bsc}=270V$; $V_{bb} = 20V$; $D_3=0,074$

Fonte: Dados do próprio autor.

No próximo subitem serão apresentadas, matemática e numericamente, as dissipações térmicas máximas dos semicondutores analisados, que serão obtidas com o auxílio dos resultados obtidos nessa etapa.

4.2 POTÊNCIA MÁXIMA DISSIPADA

No item anterior abordou-se o comportamento das correntes nos transistores e nos diodos integrantes dos conversores bidirecionais, onde foram deduzidas todas as expressões para o cálculo da corrente média e, por meio delas, determinaram-se os máximos esforços de corrente através das considerações a respeito da operação do sistema. Assim, por meio deste estudo, prossegue-se com a obtenção das potências máximas dissipadas em cada elemento, para que, finalmente, se possa especificar o dissipador adequado.

Como já salientado, os semicondutores dissipam parte da energia processada na forma de calor, e tal dissipação ocorre devido às perdas por condução e por chaveamento que, nos transistores IGBT e nos diodos, são calculadas com base nas Equações (147) e (148) respectivamente, sendo Q_{RR} dada pela Eq. (149).

$$P_t = P_{cT} + P_{sT} = I_{CL}V_{sat} + (E_{on} + E_{off})F_s \quad (147)$$

$$P_d = P_{cD} + P_{sD} = I_dV_f + Q_{RR}V_dF_s \quad (148)$$

$$Q_{RR} = \frac{t_{RR}^2 md}{2} \quad (149)$$

Como se pode notar, as perdas em condução para ambos os tipos de semicondutores são proporcionais à corrente média e à queda de tensão durante a condução. Assim, para o cálculo da potência dissipada, é necessário observar o comportamento de tal queda através de curvas características presentes nos catálogos dos fabricantes, pois ela aumenta com a magnitude da corrente circulante no instante em que o componente conduz. Adicionalmente, as energias perdidas pelo transistor na comutação e o tempo de recuperação reversa dos diodos também apresentam o mesmo comportamento.

Então, a potência máxima dissipada em cada componente é obtida considerando-se as maiores correntes médias possíveis (obtidas na Tabela 7), os valores das quedas de tensão, as variações nas energias desprendidas na comutação (particularmente para os transistores) e os tempos de recuperação reversa (particularmente para os diodos). Vale aqui ressaltar que, para a coleta desses três últimos parâmetros, não se deve tomar a corrente média calculada pela definição, mas sim o valor da corrente média nos indutores.

Com base em tais considerações, a Tabela 8 reúne as potências máximas dissipadas nos elementos de interesse para cada uma das condições apresentadas.

Tabela 8 - Potências máximas dissipadas para os transistores e diodos integrantes dos conversores bidirecionais de energia.

Identificação	Potencia máxima dissipada	Condição
T1	15,82W	$V_{sat1}=1,5V; E_{on1}+E_{off1}=0,29mJ^*$
T2	28,13W	$V_{sat2}=1,75V; E_{on2}+E_{off2}=0,44mJ^*$
T3	10,6W	$V_{sat3}=1,25V; E_{on3}+E_{off3}=0,21mJ^*$
T4	10,18W	$V_{sat4}=1,25V; E_{on4}+E_{off4}=0,21mJ^*$
D1	19,03W	$V_{f1}=2V; t_{RR1}=46ns^*; V_{d1}=190V$
D2	16,56W	$V_{f2}=1,8V; t_{RR2}=42ns^*; V_{d2}=270V$
D3	7,54W	$V_{f3}=1,6V; t_{RR3}=35ns^*; V_{d3}=190V$
D4	9,58W	$V_{f4}=1,6V; t_{RR4}=35ns^*; V_{d4}=270V$

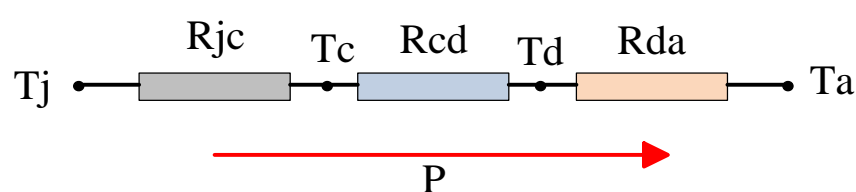
Fonte: Dados do próprio autor. *(40).

Embora os elementos T_j e D_j façam parte de um mesmo encapsulamento (com $j = 1, 2, 3$ e 4), a operação conjunta não ocorre, pois são integrantes de funções distintas desempenhadas por qualquer um dos conversores bidirecionais. Assim, existem na realidade quatro semicondutores a serem fixados em dissipador, porém para o cálculo térmico, deve-se considerar todos os oito elementos. Baseado então nestes valores, o dissipador finalmente pode ser especificado, conforme apresentado no próximo item.

4.3 CÁLCULO TÉRMICO

O cálculo térmico tem como objetivo a especificação de um dissipador de calor para alojar os semicondutores do conversor de potência, que manterá a temperatura da junção em um valor inferior ao limite máximo indicado pelo fabricante, ou seja, 150°C . A metodologia empregada consistirá no cálculo da resistência térmica do dissipador para cada componente, baseando-se na temperatura ambiente, do dissipador e na potência dissipada. Ao final do processo o comprimento do dissipador será determinado com base na menor resistência térmica obtida. Tal processo é necessário, pois não necessariamente o integrante que dissipa a maior potência em um mesmo par $T_i D_i$ apresentará como resultado a menor resistência térmica. Para que esta última possa ser encontrada, basta considerar o circuito térmico representado na Figura 75.

Figura 75 - Circuito térmico equivalente para o cálculo do dissipador.



Fonte: Adaptado de (41).

A partir do circuito térmico, pode-se escrever que:

$$T_j = (R_{jc} + R_{cd} + R_{da})P + T_a \quad (150)$$

$$R_{da} = \frac{T_a - T_d}{P} \quad (151)$$

Para os cálculos, considera-se que a temperatura ambiente e do dissipador serão iguais a 35°C e 50°C, respectivamente. Adicionalmente, os valores de R_{jc} para os transistores e diodos são iguais a 0,76°C/W e 2,51°C/W respectivamente (Tabela 6), e considerou-se R_{cd} igual a 0,85°C/W. Os resultados das resistências térmicas para cada componente estão dispostos na Tabela 9.

Tabela 9 - Resistências térmicas dos dissipadores para cada elemento.

Identificação	Resistência térmica (°C/W)
T1	0,95
T2	0,53
T3	1,41
T4	1,47
D1	0,78
D2	0,9
D3	2,0
D4	1,47

Fonte: Dados do próprio autor.

Os valores obtidos são teóricos e resultam da inserção das variáveis consideradas no parágrafo anterior na Eq. (151). O modelo do dissipador utilizado será o HS15560, que apresenta resistência térmica de 0,78°C/W/4” quando a diferença de temperatura entre ele e o ambiente é de 75°C e o mesmo se encontra ao nível do mar operando por convecção natural (42).

Neste projeto, foi decidido operar com ventilação forçada, pois este método reduz consideravelmente a resistência térmica do dissipador, reduzindo conseqüentemente seu tamanho. Para tal, empregou-se um ventilador cuja vazão de ar (denotada como Q) é de 57CFM (43), o que equivale a 0,0269m³/s (44). Se o diâmetro da hélice é de 115,6mm, a velocidade do ar (V_{ar}) pode ser calculada pela Eq. (152), onde A corresponde à área por onde este fluido escoar.

$$V_{ar} = \frac{Q}{A} = \frac{0,0269}{\pi \left(\frac{0,1156}{2}\right)^2} = 2,56m/s \quad (152)$$

Assim, para este fluxo de ar, sua resistência térmica passa a ser igual a $0,27^{\circ}\text{C}/\text{W}/4''$. Entretanto, para a escolha do dissipador físico, devem ser levados em conta alguns outros fatores de correção apresentados pelo fabricante. Estes fatores permitem adequar as novas condições operacionais referentes à altitude, comprimento e à diferença de temperatura. Primeiramente aplica-se a correção de altitude. Como a cidade de Ilha Solteira encontra-se a 335m acima do nível do mar (45), a diferença de temperatura aumenta em 2,5% ou seja, passa de 15 para $15,37^{\circ}\text{C}$ (42). Tal resultado permite encontrar o fator de correção de temperatura, o qual eleva a resistência térmica do dissipador. Como o gráfico que apresenta a correção de temperatura, disponível em (42), não contém este fator para o presente caso, estima-se que seja igual a 1,60 pelo seu comportamento, e finalmente a resistência térmica dele se torna $0,43^{\circ}\text{C}/\text{W}/4''$.

O último fator permite encontrar o comprimento necessário do dissipador para o atendimento das considerações térmicas do projeto, obtido a partir do quociente entre a menor resistência térmica calculada na Tabela 9 para o par $T_i D_i$ e o valor 0,43.

A Tabela 10 reúne os dados finais para o procedimento em pauta. É importante notar que as temperaturas máximas das junções de cada semiconductor foram obtidas pela Eq. (150), e em todos os casos, os diodos contribuíram para as maiores temperaturas. Na prática, todos os semicondutores (S_1 , S_2 , S_3 e S_4) ocupam o mesmo dissipador. Para tanto, eles devem respeitar as distâncias mínimas, que foram adotadas como sendo iguais a 40mm, 70mm, 20mm e 20mm respectivamente. Foi considerado também um espaçamento adicional entre os limites de 10mm (incluindo nas laterais). Assim, ao todo, o dissipador possui 200mm de comprimento, 155mm de largura e 60mm de altura.

Tabela 10 - Resultados teóricos finais para o cálculo térmico.

Semicondutor	Resistência térmica considerada ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)	Fator de correção de temperatura	Temperatura máxima da junção ($^{\circ}\text{C}$)	Comprimento mínimo do dissipador (mm)
S1	0,78	1,80	113,78	30*
S2	0,53	1,22	99,42	70*
S3	1,41	3,26	70,96	5*
S4	1,47	3,61	81,27	4*

Fonte: Dados do próprio autor. *(42).

4.4 CONSIDERAÇÕES E CONCLUSÕES PARCIAIS

Nesse capítulo apresentou-se toda a metodologia empregada na determinação de um dissipador de calor que alojasse todos os semicondutores simultaneamente, onde se definiu, primeiramente, um modelo de transistor que suportasse as máximas solicitações de corrente e tensão dos conversores bidirecionais. Devido aos diodos intrínsecos aos transistores MOSFET não possuírem bom desempenho (tempos de recuperação reversa relativamente elevados), optou-se pelo uso de transistores IGBTs, os quais já continham diodos encapsulados no mesmo invólucro e com desempenho superior.

A partir de então, a ideia principal consistiu na análise dos maiores esforços de corrente possíveis em cada transistor e diodo interno encapsulado, baseando-se nas correntes máximas circulantes nos indutores e as tensões de operação que levavam a valores particulares das razões cíclicas.

No decorrer desse estudo obteve-se ao final do processo quatro resistências térmicas, que correspondiam às menores calculadas para os pares $T_i D_i$, pois a menor delas garantia os requisitos térmicos para o respectivo par. Assim, a princípio, seriam necessários quatro dissipadores (um para cada par), porém empregou-se somente um bloco com espaçamentos adicionais entre cada limite do comprimento encontrado, com o intuito de minimizar a influência de um semicondutor sobre o outro.

5 ELABORARAÇÃO DO PROTÓTIPO EM LABORATÓRIO

Este capítulo será dedicado ao desenvolvimento de todos os circuitos que executam operações básicas, contudo essenciais à realização do projeto em bancada.

Ao todo 18 placas integram o protótipo desenvolvido: duas para o condicionamento das tensões nas fontes acumuladoras, duas para o processamento das correntes nos indutores, uma para o condicionamento da tensão fornecida pelo tacômetro acoplado ao motor CC, quatro drivers para o acionamento dos transistores IGBT, um painel de instrumentos e sua respectiva isolamento, uma para isolar o sistema de controle (DSPACE), três para equalização e proteção das baterias, e o respectivo programador e, finalmente, uma dedicada ao controle de aceleração e frenagem.

No decorrer do capítulo todas elas serão abordadas com detalhes, e ainda apresentar-se-ão os respectivos esquemáticos e a confecção final para cada uma. O diagrama disposto na Figura 76 representa de maneira simplificada a estrutura geral do protótipo com as baterias, os supercapacitores e o motor CC, onde cada uma das placas é nomeada e identificada por um retângulo. Nesta representação, as linhas traduzem a existência de conexões entre os elementos, porém não apresentam a identificação (tensão, corrente), a natureza (sinais analógicos, digitais, de potência), e a orientação (quem envia e quem recebe). Assim, sua função consiste em somente situar o leitor a respeito delas, sendo que os detalhes serão vistos nos próximos itens deste capítulo.

A placa “Programador” é responsável pela programação dos CIs dedicados à equalização das baterias, onde são definidos alguns parâmetros como tensão mínima e máxima de operação das células, corrente de sobrecarga e de curto-circuito durante as cargas e descargas, período de equalização, dentre outros. As placas “Equalizador1”, “Equalizador 2” e “Equalizador 3”, além de alojarem os equalizadores e fontes auxiliares, contém elementos adicionais para a realização da equalização de tensão das baterias, que envolvem transistores e resistores de potência. Adicionalmente, cada uma possui um conjunto de bornes destinados à conexão elétrica das baterias.

A placa “Isolação DSPACE” contém fontes auxiliares, isoladores digitais e analógicos e amplificadores operacionais. Sua função é de proteger por meio de isolamento galvânica a plataforma DSPACE®, bem como o computador onde ela se conecta, caso haja algum problema ou acidente nos demais sistemas conectados. Adicionalmente, são plugados a ela cinco pequenos módulos, a saber, “ST1” (“Sensor de Tensão 1”), “ST2” (“Sensor de Tensão 2”), “SC1” (“Sensor de Corrente 1”), “SC2” (“Sensor de Corrente 2”) e “SV” (“Sensor de

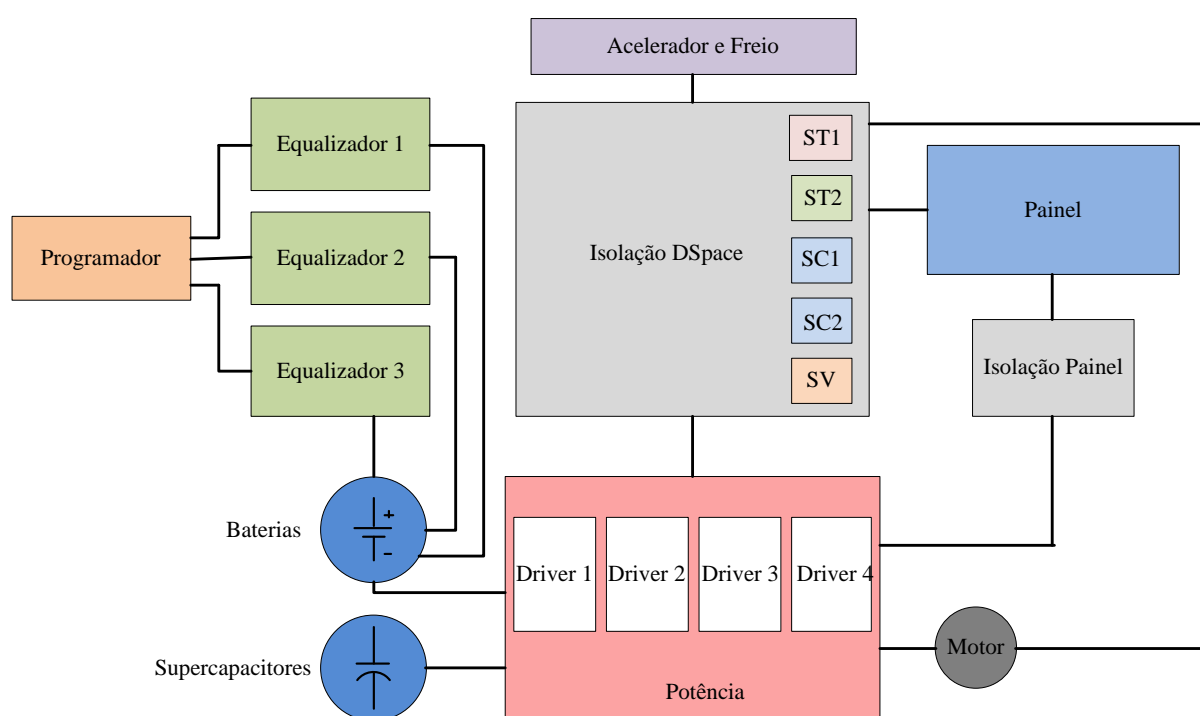
Velocidade”), cujas funções estão relacionadas ao pré-processamento das tensões e correntes medidas.

O “Acelerador e Freio” consistem em dois potenciômetros, um destinado ao controle da tensão na armadura do motor CC durante a tração e o outro destinado à seleção da corrente processada nas frenagens regenerativas, que é proporcional ao torque de frenagem.

O “Painel” apresenta displays para o monitoramento das tensões nas fontes acumuladoras, além de indicar através de LEDs (Light Emitting Diode) a situação atual em que o sistema se encontra. Também, possui três pequenas chaves, onde se pode indicar a presença ou ausência do posto de abastecimento (PA), habilitar ou inibir a transmissão dos pulsos de *gate* aos drivers IGBT ou até mesmo resetar uma falta. A placa “Isolação Painei” tem a função de adaptar e isolar as tensões do banco de baterias e de supercapacitores, que são processadas posteriormente no Painei.

Finalmente, a placa “Potência” reúne os componentes integrantes dos conversores bidirecionais, além de contar com algumas fontes auxiliares, sensores de corrente e com os drivers IGBT (Driver 1, Driver 2, Driver 3 e Driver 4) encaixados por conectores. Cada driver tem a função de receber os pulsos de acionamento do *gate* (0 e 5V) e adaptar para 15V com isolação galvânica, por auxílio de uma fonte isolada com este mesmo potencial em sua saída.

Figura 76 - Diagrama geral do protótipo em bancada.



Fonte: Dados do próprio autor.

5.1 PLACA “ISOLAÇÃO DSPACE”

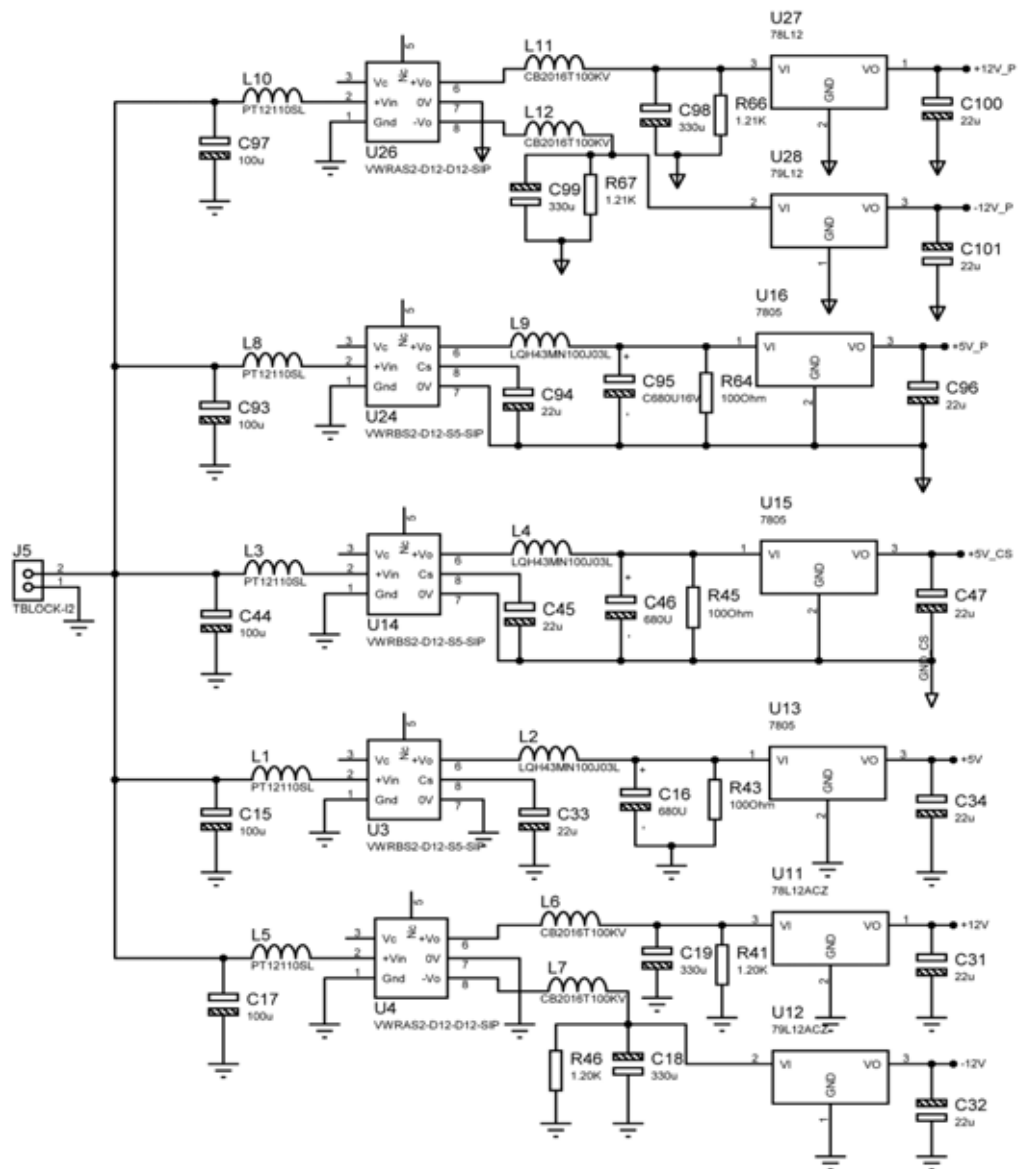
As funções lógicas de controle e os controladores dos conversores bidirecionais apresentados no Capítulo 3 podem ser interpretados como o cérebro do sistema, e este deve ser implementado com o auxílio de algum dispositivo programável. No caso deste trabalho empregou-se a plataforma DSpace[®], caracterizada por uma placa (*hardware*) dotada de elementos digitais de processamento instalada em um microcomputador, e que possui várias entradas e saídas discretas, conversores AD, conversores DA, módulos PWM, dentre outros recursos. A vantagem dessa plataforma consiste na capacidade de emular sistemas descritos pelo Simulink[®], razão pela qual foi escolhida, dispensando-se assim a necessidade de códigos literais.

O acesso às várias conexões disponíveis ocorre por meio de um cabo conectado ao DSpace[®], cujo terminal de acesso possui 100 pinos divididos em dois grupos de 50, cada qual inserido em um conector DB 50 fêmea. Assim, por meio desses terminais, todos os sinais analógicos e digitais necessários ao processamento podem ser coletados do mundo externo, bem como enviados do computador para este.

Entretanto, essas quantidades devem ser previamente tratadas analógica e digitalmente por circuitos dedicados, com o intuito de adaptá-las aos limites do DSpace[®] (em relação à tensão e à corrente), bem como de oferecer isolamento galvânica entre ele e o computador, visando assim evitar a queima de ambos caso ocorra alguma falha nos circuitos conectados. A isolamento galvânica citada requer referências distintas para os circuitos envolvidos, repercutindo assim na necessidade de uma fonte de energia para cada uma. Ao todo, foram necessárias cinco fontes auxiliares para a alimentação de todos os sistemas da placa de isolamento, cujo esquemático se encontra na Figura 77.

As fontes de energia são compostas por conversores CC-CC isolados dedicados e encapsulados em seu próprio invólucro. As tensões de $\pm 12V$ e $5V$, cuja massa é a mesma do DSpace, são destinadas a alimentar os circuitos para o condicionamento analógico dos sinais oriundos dos módulos de pré-processamento e para os isoladores digitais respectivamente, cujos sinais de entrada e saída serão abordados posteriormente. Finalmente, aquelas indicadas por $\pm 12V_P$ e $+5V_P$ estão na mesma referência da placa de potência (onde se encontram os conversores bidirecionais), e destinam-se à alimentação dos módulos comentados.

Figura 77 - Fontes auxiliares da placa de “Isolação DSpace”.



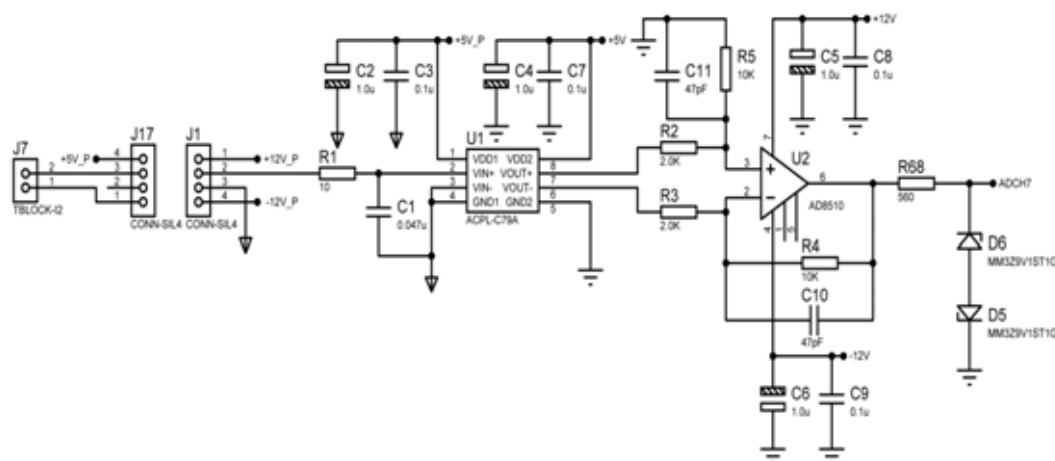
Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 78 apresenta-se um dos cinco circuitos dedicados ao processamento analógico dos sinais oriundos dos módulos de tensão e corrente, já que todos são idênticos. A isolação galvânica é realizada pelo circuito integrado ACPL-C79A, cujo sinal de saída é diferencial e a magnitude da tensão de entrada recomendada pelo catálogo do fabricante consiste em 200mV (46). Este amplificador de isolação possui ganho interno fixo igual a 8,2, liberando então em sua saída uma tensão máxima de 1,64V (considerando-se a recomendação da magnitude do sinal de entrada).

Como sua saída é diferencial, necessita-se do emprego de um circuito para realizar a subtração de ambas as tensões (VOUT+ e VOUT- indicadas da Figura 78), e este foi

implementado com o auxílio do amplificador operacional AD8510 configurado como subtrator (47), cujo ganho de tensão foi escolhido como cinco. Assim, a tensão resultante em ADCH7 será de 8,2V, abaixo do máximo valor permitido para a entrada do conversor AD do DSpace®. Caso haja alguma falha no circuito e a saída do amplificador operacional sature em qualquer nível próximo ao da fonte de alimentação, os diodos *zener* de 9,1V (D6 e D5) entram em condução, limitando-a a aproximadamente 9,8V. Para finalizar, os conectores J17 e J1 são destinados à conexão dos módulos de pré-processamento.

Figura 78 - Condicionamento analógico dos sinais oriundos dos módulos de pré-processamento.



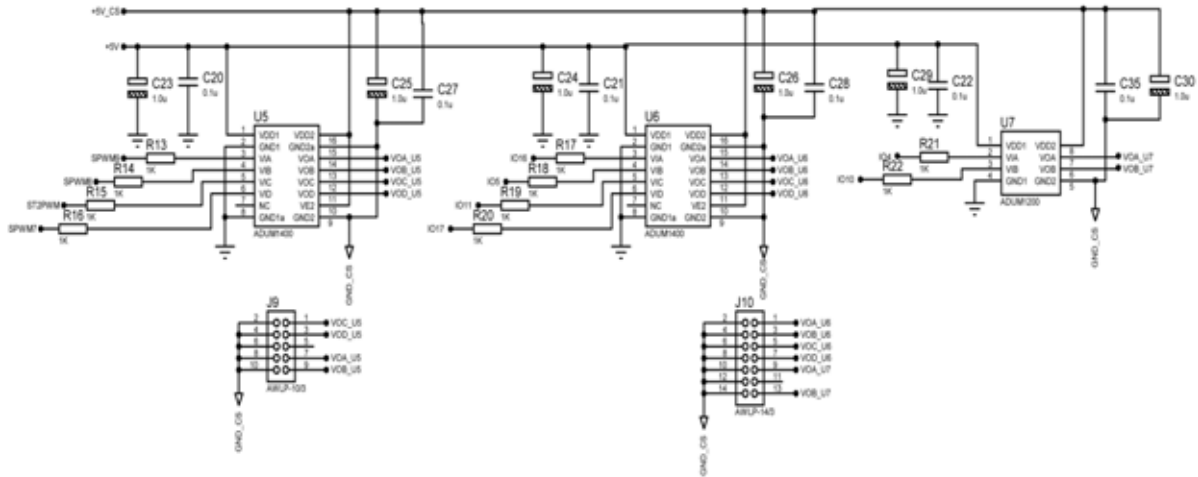
Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 79 mostra o circuito responsável por isolar as saídas digitais do DSpace® utilizadas, baseado nos circuitos integrados ADUM1400, de quatro canais, e ADUM1200, de dois canais. São ao todo 10 sinais, quatro para o acionamento do *gate* dos transistores de potência e o restante para os LEDs indicadores da condição real de operação do sistema, onde o primeiro grupo se conecta ao conector J9 e o segundo, ao conector J10. Já o circuito indicado na Figura 80 emprega dois isoladores de quatro canais, cujo objetivo é isolar os sinais digitais oriundos do mundo externo. Assim, o conector J1 recebe os alertas de falta por correntes excessivas nos transistores (detectadas pelos drivers) e também por parte dos sensores de corrente, e o conector J12 recebe os níveis lógicos as chaves dispostas no “Painel” referentes ao PA e para a inibição das correntes de referência.

O último conjunto do circuito da placa “Isolação DSpace” pode ser conferido na Figura 81, e contém todos terminais disponíveis pela plataforma divididos em dois conectores DB 50 fêmea, definidos como P1A e P1B. O conector J18 tem a função de receber as tensões

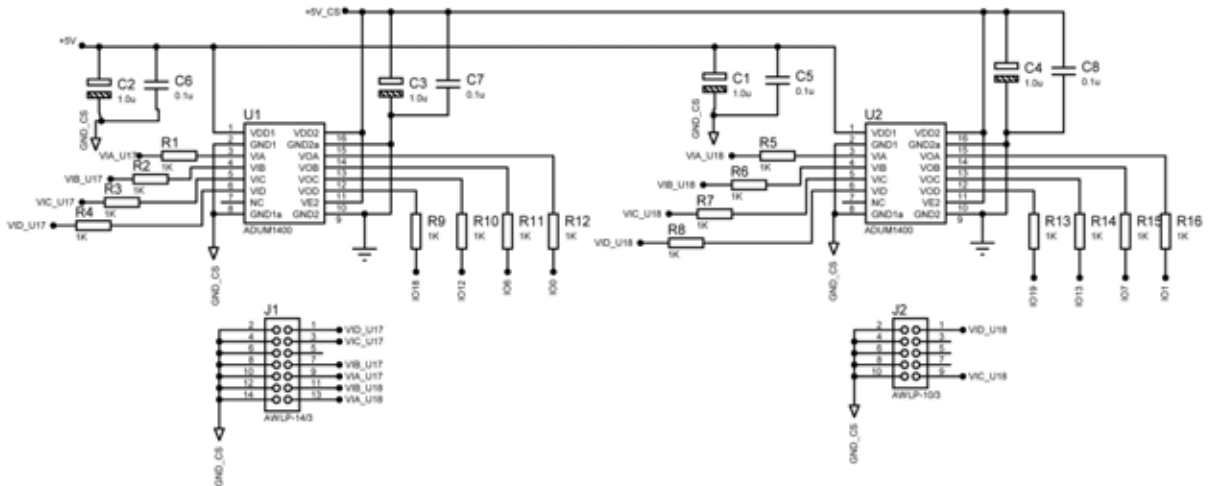
proporcionais às posições dos potenciômetros de controle de aceleração e frenagem, além de fornecer para ambos a tensão de polarização (5V).

Figura 79 - Isoladores para as saídas digitais do DSpace®.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 80 - Isoladores para as entradas digitais do DSpace®.

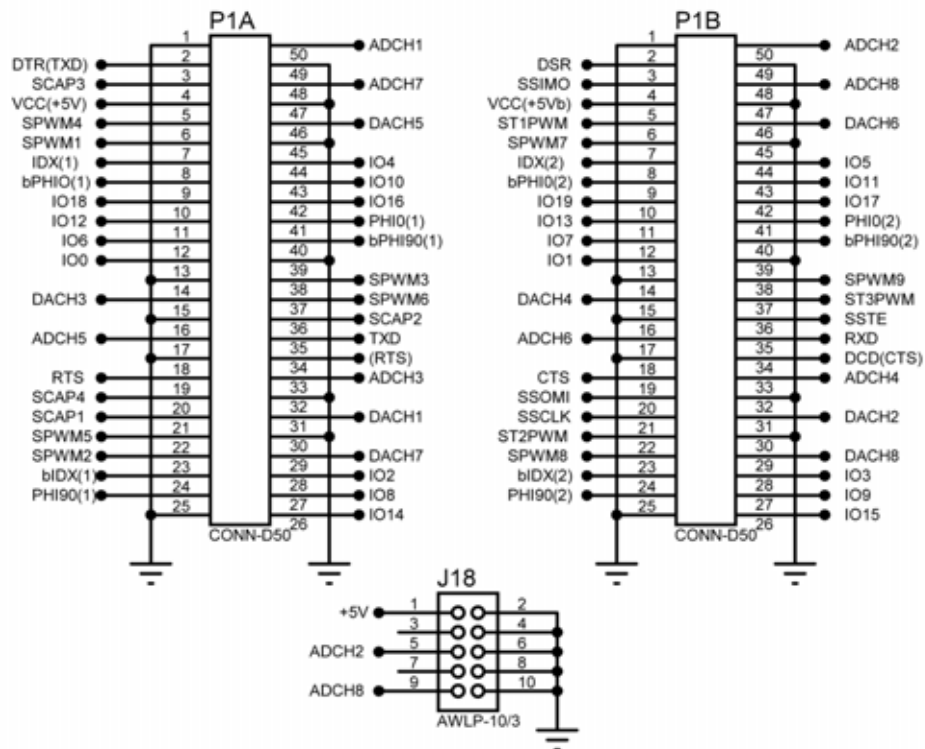


Fonte: Dados do próprio autor.

Diante dos circuitos apresentados, verifica-se que há no total sete entradas analógicas, oito entradas digitais, seis saídas digitais e quatro saídas PWM. A Tabela 11 reúne as nomeações utilizadas para cada uma delas no esquemático, os conectores envolvidos e a descrição das funcionalidades dos sinais envolvidos.

Baseado então nos circuitos apresentados, o resultado final da confecção da placa “Isolação DSpace” em laboratório pode ser conferido na foto da Figura 82, onde também estão conectados os módulos de pré-processamento, que serão tratados posteriormente.

Figura 81 - Conectores para o DSpace® e da placa “Acelerador e freio”.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 82 - Placa “Isolação DSpace”.



Fonte: Dados do próprio autor.

Tabela 11- Identificação e descrição dos sinais e conectores empregados na placa “Isolação DSpace”.

Orientação/ natureza	Descrição no esquemático	Conector	Descrição
Entrada de energia	—	J5	Alimentação de 12V
	ADCH1	P1A	Tensão V_{bb}
	ADCH2	P1B, J18	Sinal do acelerador
	ADCH3	P1A	Tensão V_{bsc}
Entradas analógicas	ADCH5	P1A	Corrente em L
	ADCH6	P1A	Corrente em L_a
	ADCH7	P1A	Tensão no tacômetro
	ADCH8	P1A, J18	Sinal do freio
	VID_U17	J11	Falta: corrente excessiva em L
	VIC_U17	J11	Falta: corrente excessiva em L_a
	VIB_U17	J11	Falta: corrente excessiva no transistor T1
	VIA_U17	J11	Falta: corrente excessiva no transistor T2
Entradas digitais	VIB_U18	J11	Falta: corrente excessiva no transistor T3
	VIA_U18	J11	Falta: corrente excessiva no transistor T4
	VID_U18	J12	Inibir correntes de referência
	VIC_U18	J12	Indicar presença do PA
	VOC_U5	J9	Sinal do <i>gate</i> de T1
Saídas PWM	VOD_U5	J9	Sinal do <i>gate</i> de T2
	VOA_U5	J9	Sinal do <i>gate</i> de T3
	VOB_U5	J9	Sinal do <i>gate</i> de T4
	VOA_U6	J10	Sinal de proteção
	VOB_U6	J10	Sinal Bateria fraca
Saídas digitais	VOC_U6	J10	Sinal Carga – banco de supercapacitores
	VOD_U6	J10	Sinal Frenagem disponível
	VOA_U7	J10	Sinal Aceleração/Velocidade de cruzeiro
	VOB_U7	J10	Sinal Carga banco de baterias

Fonte: Dados do próprio autor.

5.2 PLACA “PAINEL”

Durante a operação do sistema vários processos podem ocorrer, sendo interessante ao usuário a notificação destes para que se possa tomar consciência do que está ocorrendo naquele instante. Por questões de comodidade, as tensões de operação das fontes acumuladoras também devem ser informadas através de displays, para evitar assim a necessidade da inserção de um instrumento de medição. Adicionalmente, deve haver algum meio de se desligar os sinais de *gate* e de inibir as correntes de referência, para que não haja necessidade de desligar o computador em caso de algum defeito que venha a ocorrer.

Assim, pensando nessas questões, desenvolveu-se a placa denominada “Painel”, que contém os circuitos necessários para tal realização. Ao todo existem três pequenos interruptores, a saber, denominados de PA/TRN, ON/OFF e RESET, sendo os dois primeiros com retenção e o último sem retenção. Caso PA/TRN esteja pressionado, um nível lógico alto é enviado ao DSpace[®] e a lógica de controle iniciará o processo de carga das baterias, onde a energia virá de uma fonte CC conectada em paralelo aos supercapacitores; caso tal chave esteja liberada envia-se nível baixo, indicando a ausência do posto de abastecimento e, portanto, que o veículo está em trânsito.

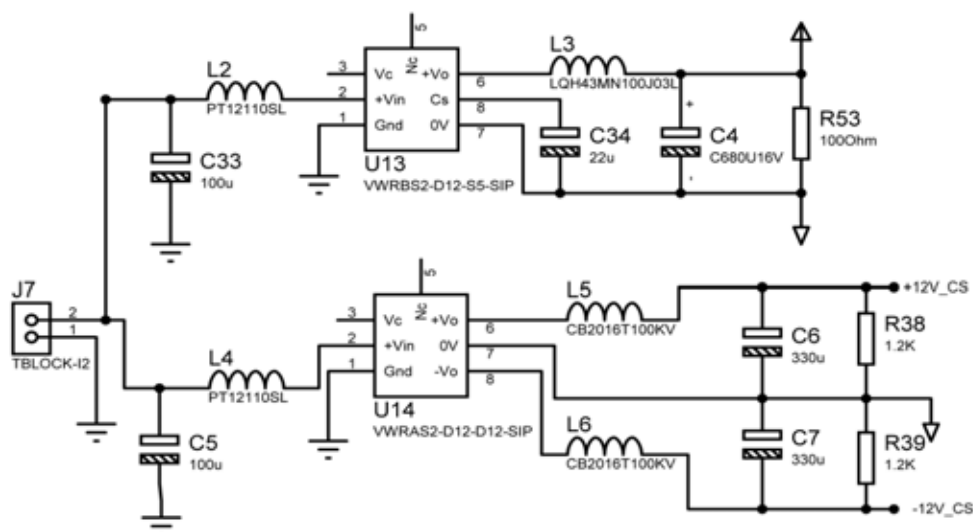
Caso ON/OFF esteja pressionada, os pulsos de *gate* são enviados aos drivers de cada transistor e as correntes de referência são liberadas, podendo assumir os valores de operação. Caso seja liberada, os sinais aqui citados são inibidos, e um LED disposto na placa indica o status “Proteção”. Finalmente, a chave RESET, quando pulsada, libera os pulsos de *gate* inibidos pela detecção de algum tipo de falta pelos drivers ou sensores de corrente, e deve ser acionada somente no instante de remoção do defeito.

Além da indicação das tensões nos bancos por dois displays de sete segmentos de três dígitos cada, esta placa apresenta um total de sete LEDs de status, sendo um deles já apresentado. Os demais avisos incluem “Carga-banco de supercapacitores”, “Carga-banco de baterias”, “Aceleração”, “Velocidade de cruzeiro”, “Bateria fraca” e “Frenagem disponível”. Respectivamente, eles informam o processo de carga dos supercapacitores no instante em que seu potencial atinge o mínimo, o processo de carga das baterias, se o eixo do motor está acelerando, se sua velocidade angular é aproximadamente constante, se a tensão das baterias atingiu o mínimo valor possível e se a frenagem regenerativa pode ser executada nas condições atuais.

Da mesma maneira que a placa Isolação DSpace[®], o “Painel” também conta com fontes auxiliares isoladas, cujas massas dos circuitos envolvidos são diferentes da massa do

computador onde o DSpace[®] se conecta. A Figura 83 mostra o circuito com os componentes envolvidos, onde as tensões são obtidas através de conversores CC-CC isolados, um com saída de 5V (VWRBS2-D12-S5-SIP) e o outro com saídas simétricas de 12V (VWRAS-D12-D12-SIP). O primeiro destina-se à alimentação dos circuitos lógicos, dos LEDs e de um microcontrolador, e o segundo alimenta os circuitos para o processamento analógico dos sinais de tensão oriundos de uma placa de isolamento dedicada ao “Painel”.

Figura 83 - Fontes auxiliares isoladas da placa “Painel”.

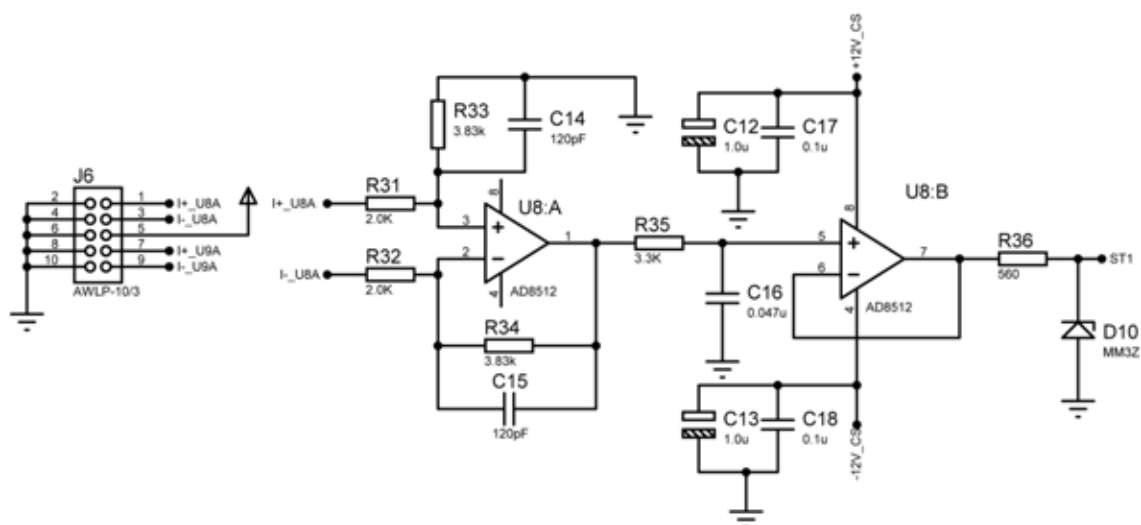


Fonte: Dados do próprio autor.

Como dito anteriormente, o “Painel” possui displays para a visualização das tensões nas baterias e nos supercapacitores. Estes sinais são coletados da placa “Isolação Painel”, que será tratada a seguir, e provém do mesmo amplificador isolador presente na placa Isolação DSpace[®]. Assim, o esquemático representado na Figura 84 apresenta um dos dois circuitos responsáveis por adaptar os sinais positivo e negativo do isolador analógico em uma tensão proporcional, cujo ganho é igual a 1,91. Adicionalmente, há a presença de um filtro passa baixas passivo e de um buffer, implementados com um dos dois amplificadores operacionais presentes no CI AD8512. Os terminais sete e nove do conector J6 são ligados ao outro circuito idêntico à esse e, portanto, não está representado.

O ganho citado no parágrafo acima permite que a amplitude máxima da tensão na entrada do conversor analógico-digital do micro controlador destinado à sua leitura seja de no máximo 3,13V, valor este resultante da multiplicação de tal ganho pela tensão máxima resultante do amplificador isolador no momento em que há 200mV em sua entrada.

Figura 84 - Circuito do condicionamento analógico no “Painel” para um dos sinais medidos.



Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 85 retrata o esquemático do micro controlador dedicado à leitura dos sinais de tensão das fontes acumuladoras (ATMEGA 8PU), onde são mostrados os sinais empregados no acionamento dos dígitos do display, os dedicados à energização de cada um dos segmentos e os referentes à entrada de dois canais do conversor AD interno, onde os detalhes serão abordados posteriormente.

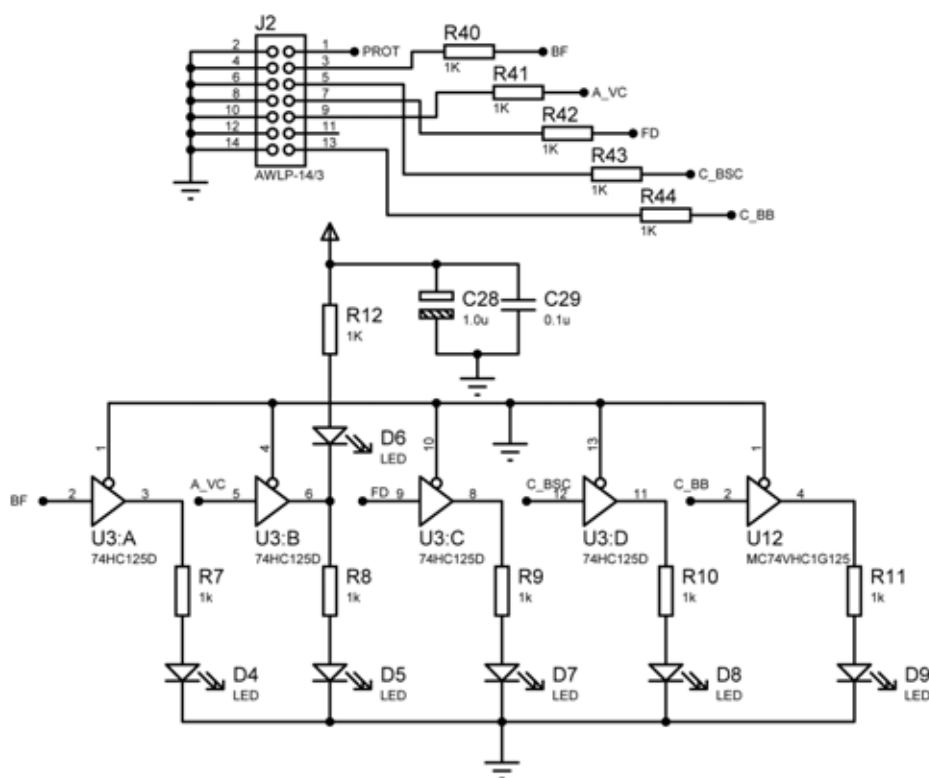
Para que o micro controlador possa ler o potencial dos bancos é necessário uma tensão de referência para o conversor AD interno, onde se selecionou 3V a partir do circuito integrado TL431ACDBZR, um *zener* ajustável através da conexão de resistores externos. Assim, como a resolução do conversor é de 10 bits, um sinal de entrada de 3V implica no resultado 1023 em binário.

A Figura 86 mostra o circuito desenvolvido para o acionamento dos displays, onde aquele indicado por DS1 informa a tensão no banco de baterias, e o indicado por DS2 informa a tensão no banco de supercapacitores. Cada dígito conecta-se através de um transistor PNP à alimentação e assim são energizados a partir de níveis lógicos baixos presentes nos sinais D1_1, D2_1, D3_1, D1_2, D2_2 e D3_2.

Finalmente, a impressão dos dados se dá através da multiplexação dos displays, ou seja, cada um dos seis dígitos é apresentado por vez em uma frequência na qual o olho humano não é capaz de detectar, dando a sensação de que os valores estão estáticos (no caso empregou-se 33Hz, assim cada dígito permanece ativo durante 5ms).

Aceleração/Velocidade Constante, Frenagem Disponível, Carga-Banco de Supercapacitore e Carga-Banco de Baterias.

Figura 88 - Circuito dos LEDs indicadores de status.



Fonte: Dados do próprio autor.

Para finalizar, todos os sinais envolvidos na sua operação são resumidos na Tabela 12, onde se apresentam as nomenclaturas empregadas no esquemático, a natureza e a descrição dos sinais e os conectores envolvidos. A única observação a ser realizada nesse momento refere-se à descrição das entradas analógicas, que são os sinais oriundos das saídas diferenciais “+” e “-” dos isoladores analógicos. Assim, como são medidos os potenciais nas baterias e nos supercapacitores, são necessários dois desses circuitos integrados, os quais são identificados no circuito da placa “Isolação Painel” (ainda a ser apresentada) por U3 e U4.

Finalmente, a montagem em laboratório do Painel está representada pela foto na Figura 89.

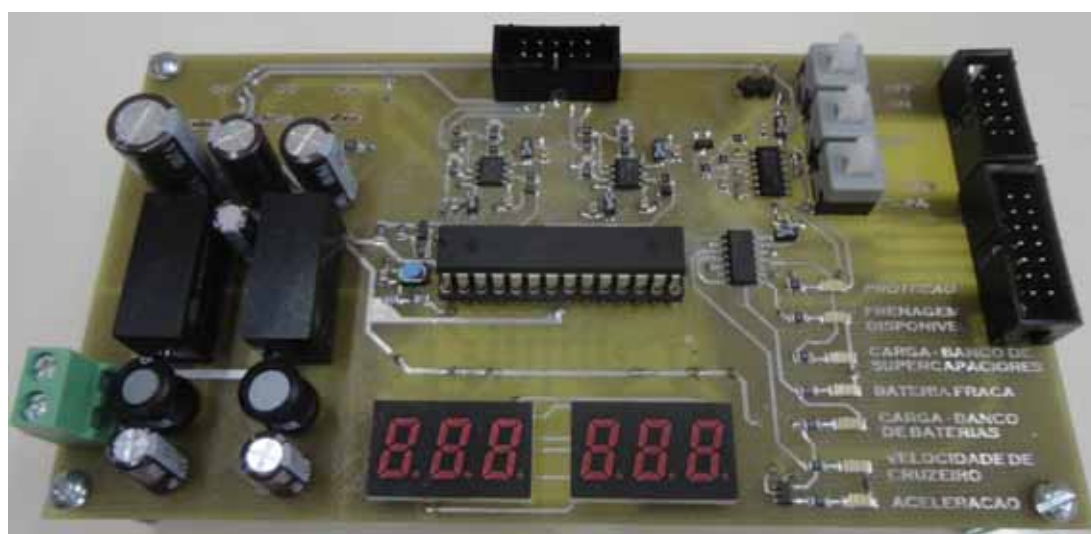
5.3 PLACA “ISOLAÇÃO PAINEL”

Tabela 12 - Identificação e descrição dos sinais e conectores empregados na placa “Painel”.

Orientação/ natureza	Descrição no esquemático	Conector	Descrição
Entrada de energia	—	J7	Alimentação de 12V
Entradas analógicas	I+_U8A	J6	Sinal “+” do isolador analógico U3
	I-_U8A	J6	Sinal “-” do isolador analógico U3
	I+_U9A	J6	Sinal “+” do isolador analógico U4
	I-_U9A	J6	Sinal “-” do isolador analógico U4
Entradas digitais	PROT	J2	Sinal de proteção enviado pelo DSpace
	BF	J2	Sinal Bateria fraca
	C_BSC	J2	Sinal Carga-banco de supercapacitores
	FD	J2	Sinal Frenagem disponível
	A_VC	J2	Sinal Aceleração/Velocidade de cruzeiro
	C_BB	J2	Sinal Carga-Banco de baterias
Saídas digitais	INB	J4	Inibição das correntes de referência
	PA	J4	Indicação de posto de abastecimento
	EN	J3	Ativa/desativa os pulsos de <i>gate</i>

Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 89 - Placa “Painel”.

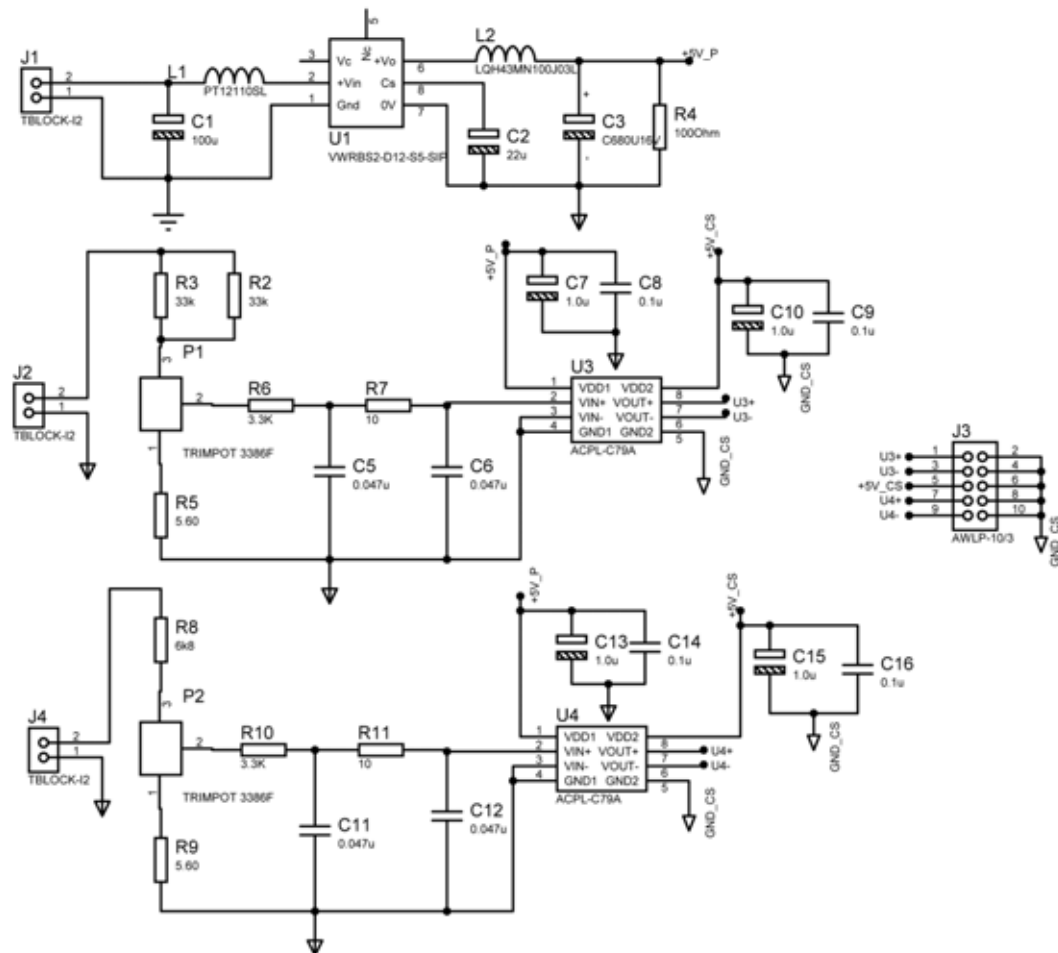


Fonte: Dados do próprio autor.

A placa “Isolação Painel” tem como função principal a coleta das tensões no banco de baterias e de supercapacitores e a consecutiva adaptação para se adequar à entrada de cada um

dos dois amplificadores isoladores. No circuito da Figura 90 apresenta-se todos os elementos envolvidos para a implementação dessas funcionalidades.

Figura 90 - Circuito da placa “Isolação Painei”.



Fonte: Dados do próprio autor.

Como se pode notar, há uma fonte auxiliar isolada com a saída identificada por +5V_P, onde sua referência é a mesma do circuito de potência (ainda não apresentado). O divisor resistivo formado pelos componentes R3, R2, P1 e R5 promove atenuação nominal de $0,67 \cdot 10^{-3}$ pelo ajuste de P1 (10 Ω), ou seja, uma tensão de 300V repercute em 0,2V na entrada de sinal de U3, o qual fica destinado então a aquistar o potencial dos supercapacitores. Já o divisor constituído por R8, P2 e R9 tem atenuação nominal de $1,54 \cdot 10^{-3}$ com o ajuste de P2 (também de 10 Ω), e assim tensões de 130V podem ser medidas segundo o mesmo critério, e assim U4 recebe uma fração da tensão nas baterias.

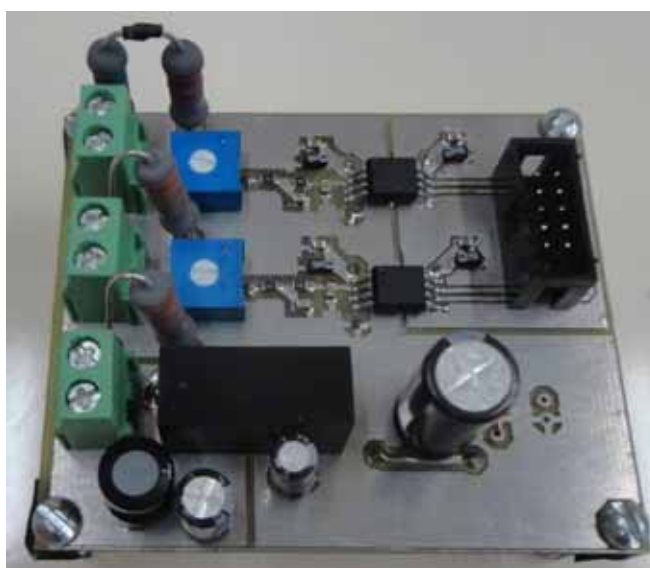
Os sinais e os conectores envolvidos, bem como sua descrição, são resumidos na Tabela 13, onde a placa física pode ser visualizada na foto da Figura 91.

Tabela 13 - Identificação e descrição dos sinais e conectores empregados na placa “Isolação Painel”.

Orientação/ natureza	Descrição no esquemático	Conector	Descrição
Entrada de energia	—	J1	Alimentação de 12V
Entrada de sinais	—	J2	Tensão dos supercapacitores
	—	J4	Tensão nas baterias
Saídas analógicas	U3+	J3	Sinal “+” do isolador analógico U3
	U3-	J3	Sinal “-” do isolador analógico U3
	U4+	J3	Sinal “+” do isolador analógico U4
	U4-	J3	Sinal “-” do isolador analógico U4

Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 91 - Placa “Isolação Painel” confeccionada em laboratório.



Fonte: Dados do próprio autor.

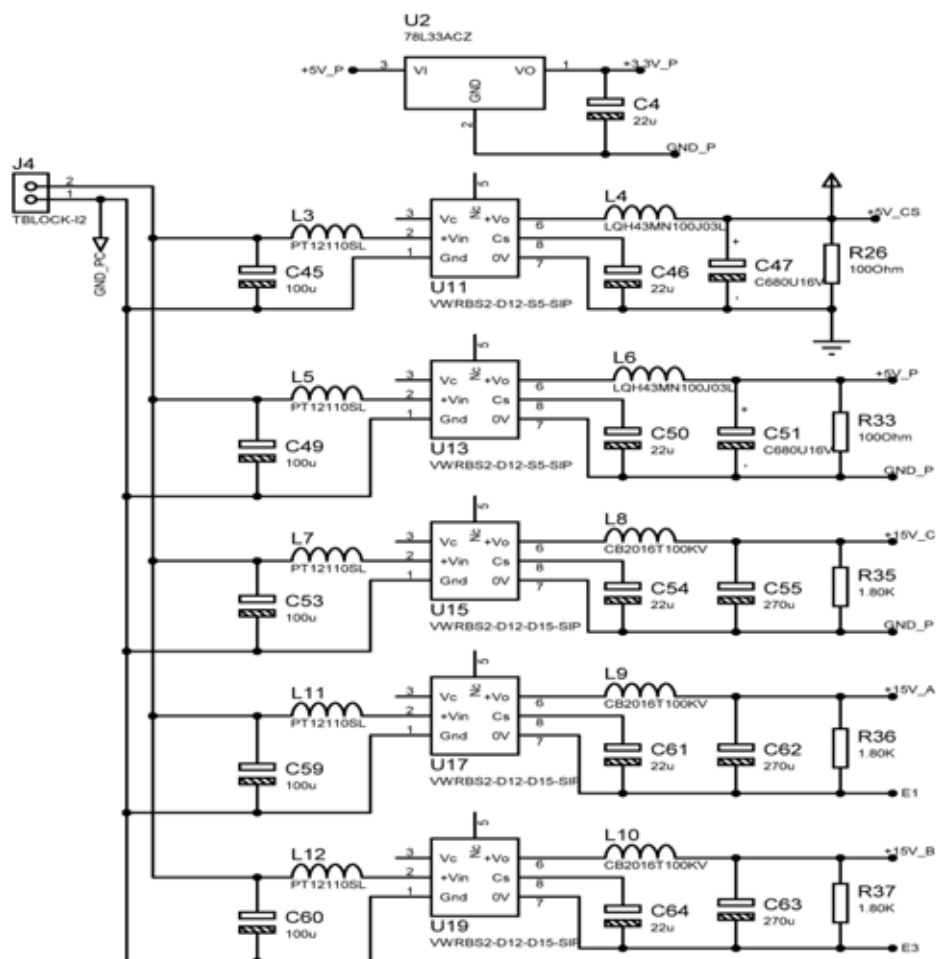
5.4 PLACA “POTÊNCIA”

A “Potência” é constituída basicamente pelos transistores integrantes dos conversores bidirecionais de energia, por fontes auxiliares isoladas, pelos drivers IGBT e pelos sensores que medem a corrente nas indutâncias L e L_a . A Figura 92 apresenta o circuito das fontes, formado por cinco conversores CC-CC isolados com saídas únicas.

O conversor cuja saída foi definida como $+5V_CS$ alimenta o lado do primário dos drivers de acionamento dos transistores, além dos isoladores óticos conectados aos terminais

de falta dos sensores de corrente. A saída definida por +5V_P alimenta um regulador de tensão de 3,3V (LM78L33ACZ), que por sua vez, destina-se à alimentação dos mesmos sensores citados. Finalmente, as tensões definidas como +15V_A e +15V_B fornecem energia ao secundário dos drivers dos transistores T1 e T3 respectivamente, e a saída +15V_C alimenta o secundário dos drivers 2 e 4, pois eles possuem a mesma massa dos conversores de potência. A Figura 93 apresenta o circuito de potência, constituído basicamente pelos transistores dos conversores bidirecionais 1 e 2 e por fusíveis de proteção, onde também se indicam as tensões e correntes mais relevantes.

Figura 92 - Fontes auxiliares da placa “Potência”.



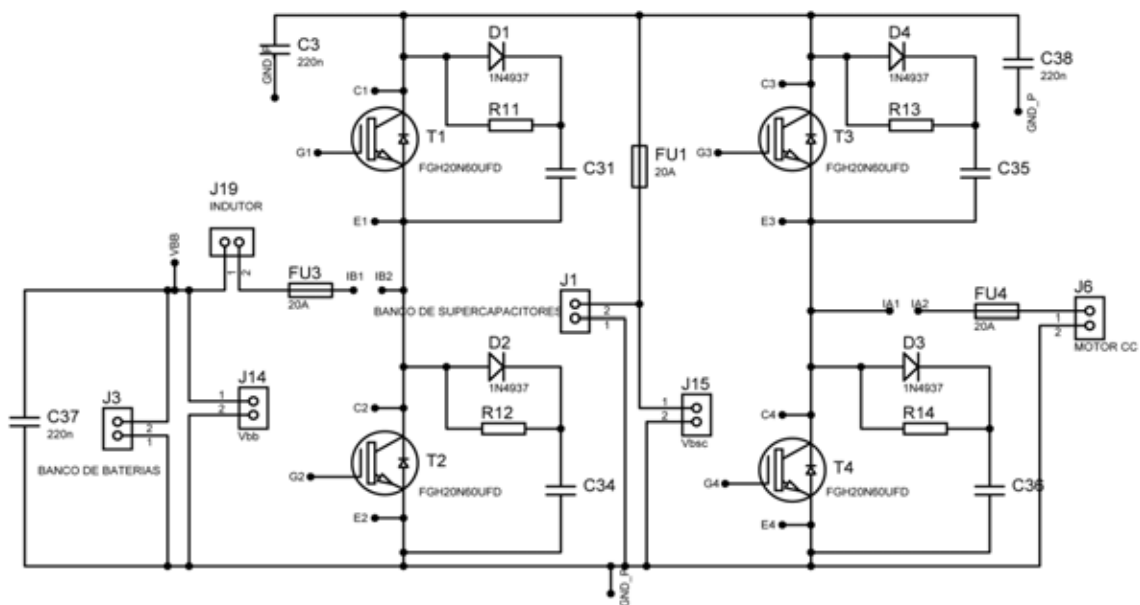
Fonte: Dados do próprio autor.

Os conectores J1 e J3 recebem os cabos de alimentação oriundos dos bancos de baterias e de supercapacitores, respectivamente, onde os sinais empregados para a medição de suas tensões são retirados por meio de J15 (V_{bsc}) e J14 (V_{bb}).

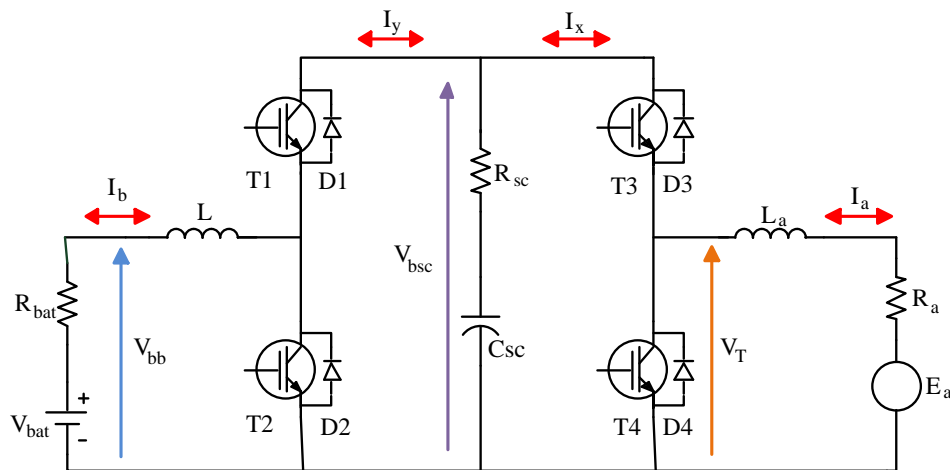
Finalmente, o indutor L e o motor CC são ligados através de J19 e J6, onde os terminais dos sensores de corrente destinados a tal medição ficam em série entre os pares de pontos denominados IB1, IB2 e IA1, IA2.

Na Figura 94 estão representados os conectores para cada um dos quatro drivers, onde A1, A2, A3 e A4 correspondem aos sinais de *gate* destinados ao acionamento dos transistores T1 a T4 respectivamente, que são inibidos caso En esteja em nível lógico alto. Os pontos Gj, Cj e Ej correspondem às conexões com os respectivos terminais dos transistores, como indicado na Figura 93.

Figura 93 - Esquemático dos conversores bidirecionais de energia (a) e identificação das tensões e correntes principais (b).



(a)



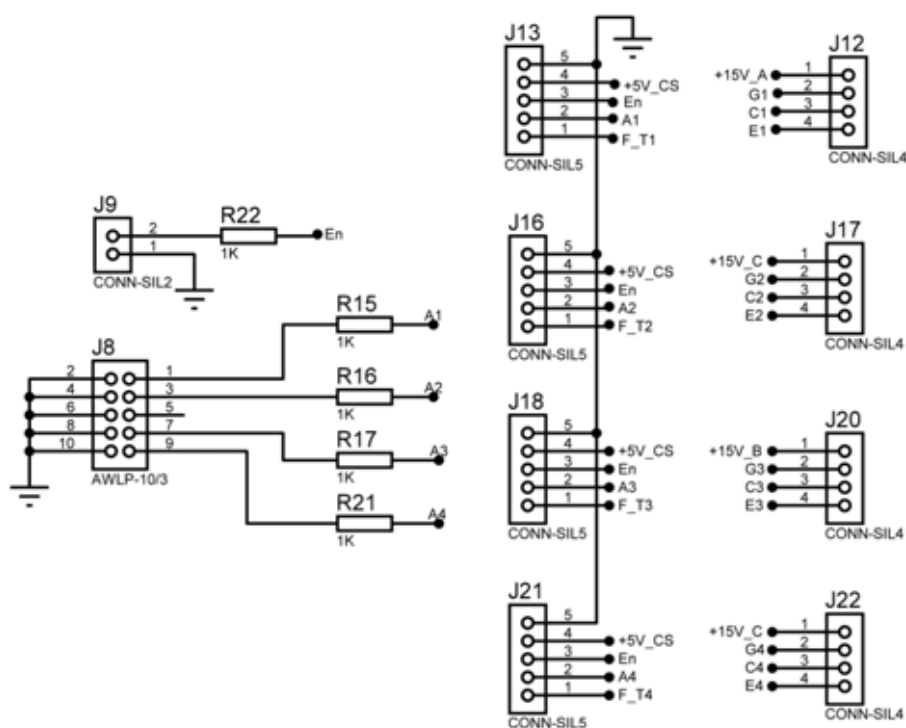
(b)

Fonte: Dados do próprio autor.

O último circuito integrante da placa de potência refere-se ao dos sensores de corrente, indicados na Figura 95. Alimentados com 3,3V, os circuitos integrados ACS716KLATR25CBT consistem em sensores isolados com capacidade de operar linearmente até correntes de 25A. Como sua saída possui *offset* igual à metade da tensão na fonte de alimentação, pode-se retirar tal nível visando a obtenção de um sinal de tensão que seja nulo nos instantes em que não há corrente circulando pelo sensor, e esta é a função dos módulos SC1 e SC2, ainda não explorados. Destaca-se aqui a inserção dos CIs 4N35SM para a isolação dos pulsos relacionados à detecção de falta, ação esta necessária, pois o sensor possui a mesma referência do circuito de potência.

A Tabela 14 mostra os sinais e conectores envolvidos juntamente com sua descrição, e a placa desenvolvida em laboratório pode ser conferida pela foto na Figura 96.

Figura 94 - Conectores e sinais envolvidos no acionamento dos drivers IGBT.



Fonte: Dados do próprio autor.

5.5 DRIVERS DOS TRANSISTORES IGBTs

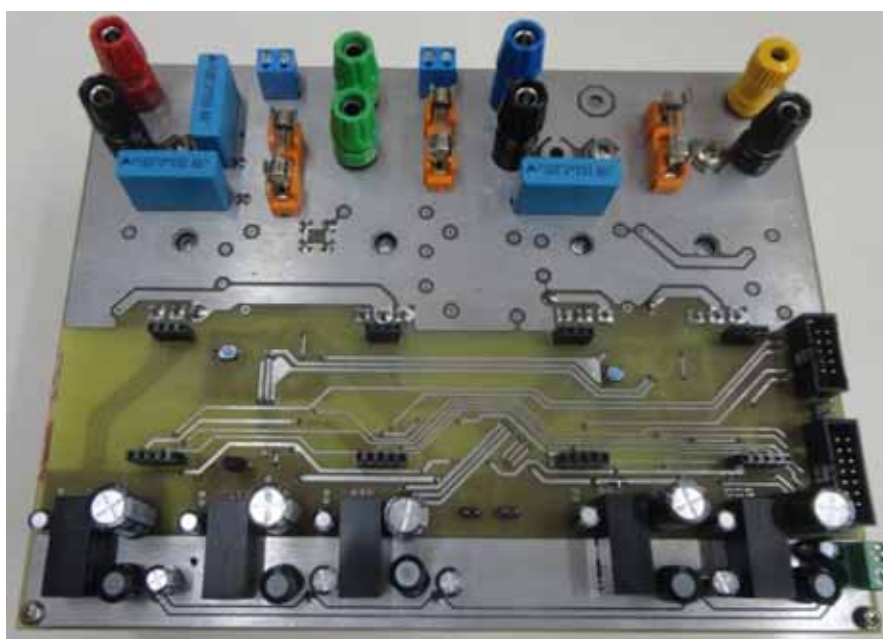
O circuito representado na Figura 97 emprega o integrado ACPL-332J, um driver IGBT capaz de detectar faltas por corrente excessiva no coletor do transistor. Além de fornecer a tensão e corrente necessárias ao acionamento, este possui isolação entre o “primário” e o “secundário”, o que exclui a necessidade do emprego de um isolador de pulsos.

Tabela 14 - Identificação e descrição dos sinais e conectores empregados na placa “Potência”.

Orientação/ natureza	Descrição no esquemático	Conector	Descrição
Entrada de energia	—	J4	Alimentação de 12V
Saídas analógicas	—	J10	Corrente em L
	—	J11	Corrente em La
Saídas digitais	F_SC1	J7	Falta: corrente excessiva em L
	F_SC2	J7	Falta: corrente excessiva em La
	F_T1	J7	Falta: corrente excessiva no transistor T1
	F_T2	J7	Falta: corrente excessiva no transistor T2
	F_T3	J7	Falta: corrente excessiva no transistor T3
	F_T4	J7	Falta: corrente excessiva no transistor T4
	A1	J8	Sinal do <i>gate</i> de T1
	A2	J8	Sinal do <i>gate</i> de T2
Entradas digitais	A3	J8	Sinal do <i>gate</i> de T3
	A4	J8	Sinal do <i>gate</i> de T4
	EN	J9	Ativa/desativa os pulsos de <i>gate</i>

Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 96 - Placa “Potência” desenvolvida em laboratório.

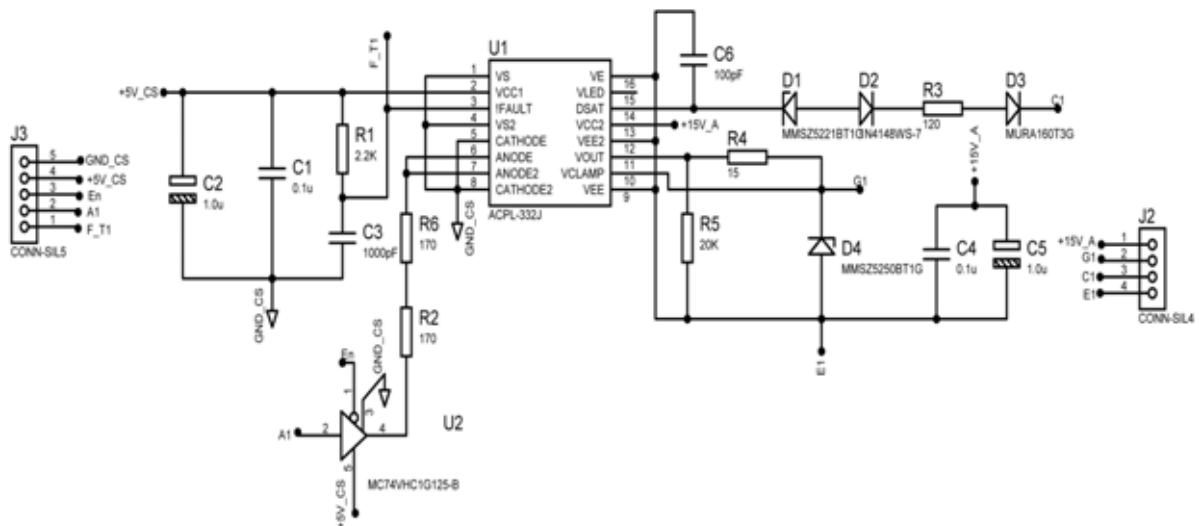


Fonte: Dados do próprio autor.

Os circuitos dos sensores de tensão 1 e 2 (“ST1” e “ST2”) são mostrados na Figura 99 e na Figura 100. Como estes apresentam exatamente a mesma configuração empregada na placa “Isolação Painel” (divisor resistivo + filtro passa-baixas + *buffer*), não serão comentados novamente.

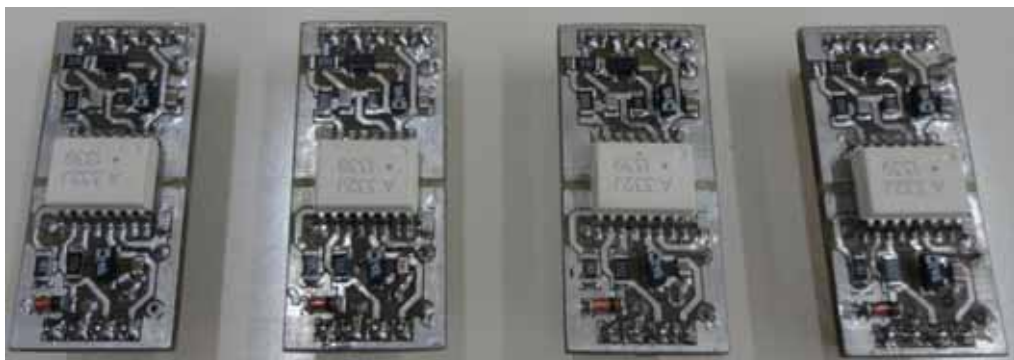
O módulo destinado a receber a tensão oriunda do tacômetro, denominado de “SV” tem seu circuito ilustrado através da Figura 101. O divisor resistivo formado pelos resistores R2 e R3 proporcionam atenuação de $2,64 \cdot 10^{-3}$, o que significa que a saída do amplificador operacional AD8510 (U1) configurado como *buffer* será de 200mV caso seja injetado aproximadamente 75,6V entre os terminais 1 e 3 do conector J1.

Figura 97 - Driver para o acionamento de um transistor IGBT.



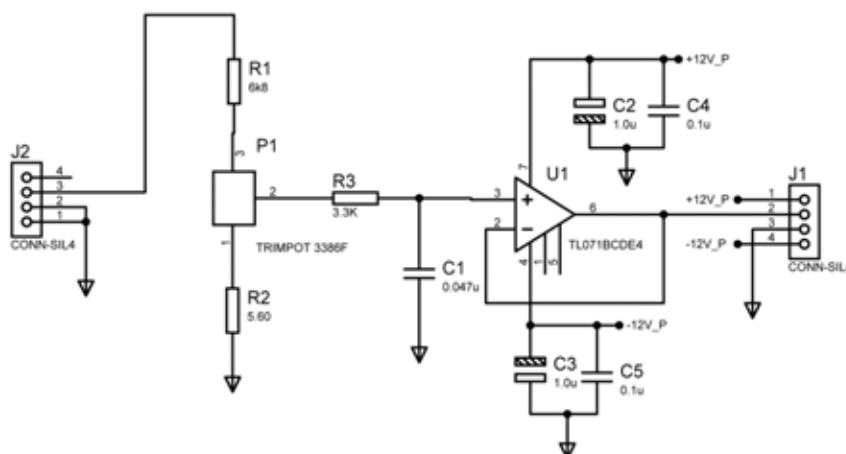
Fonte: Adaptado de (49).

Figura 98 - Resultado da confecção das placas dos drivers em laboratório.



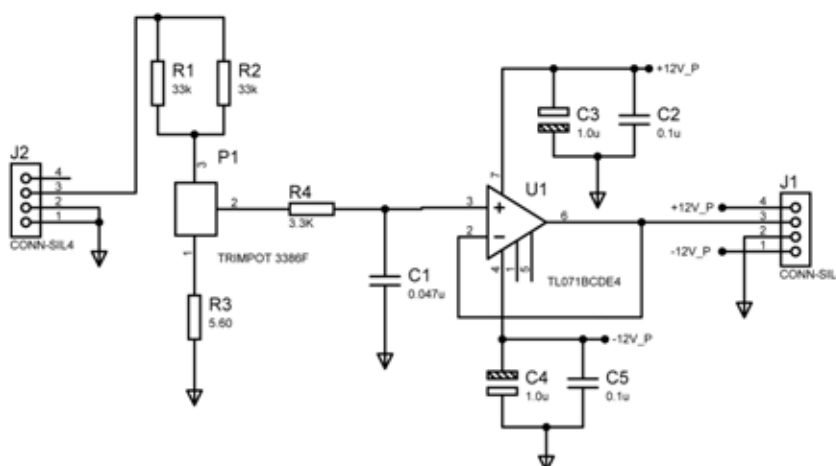
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 99 - “Sensor de Tensão 1”.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 100 - “Sensor de Tensão 2”.



Fonte: Dados do próprio autor.

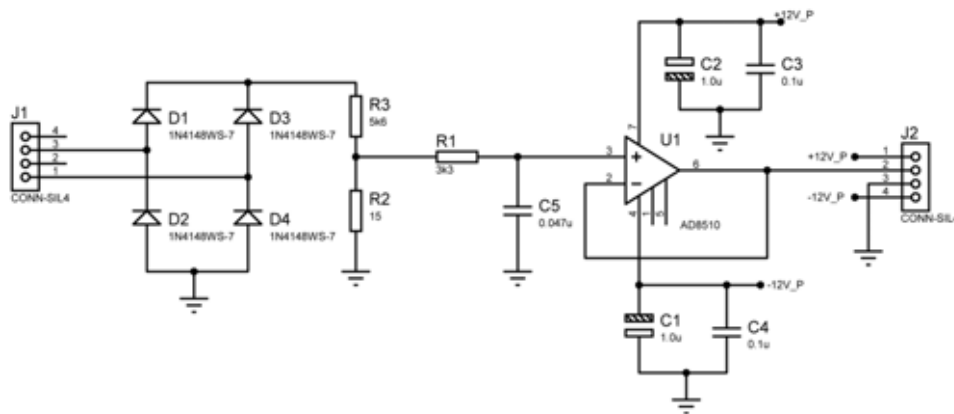
Testes realizados com o motor indicam que a tensão entregue pelo tacômetro alimentando a impedância interna do multímetro é de 72,7V à velocidade angular nominal de 2000rpm. Assim, como a atenuação já inclui o efeito da resistência interna ($53,6\Omega$), a velocidade máxima implicará em 0,19V na entrada do amplificador isolador.

A principal diferença deste módulo em relação aos demais está na inclusão da ponte completa a diodos. O objetivo desta consiste em promover somente tensões positivas ao divisor resistivo, pois se o sentido de giro do eixo do motor é invertido, o sinal liberado pelo tacômetro tem sua polaridade invertida, e assim todo o processamento das lógicas de controle implementadas no Simulink[®] que dependem da velocidade do eixo entraria em colapso.

Nesse momento, restam, para este item, somente a apresentação dos sensores de corrente 1 e 2, cujos circuitos são totalmente idênticos e um deles está representado na Figura 102. Os amplificadores operacionais integrantes do CI AD8512 estão configurados para realizar a operação de subtração entre a tensão oriunda de um dos sensores de corrente (denotada por SC2_I) alojados na placa “Potência” com um valor constante, cuja magnitude deve ser igual ao nível de *offset* do sinal medido. Assim, o divisor resistivo formado pelos elementos R4, P1 e R5 pode ser ajustado para esta finalidade, obtendo-se então valores positivos e negativos da corrente medida.

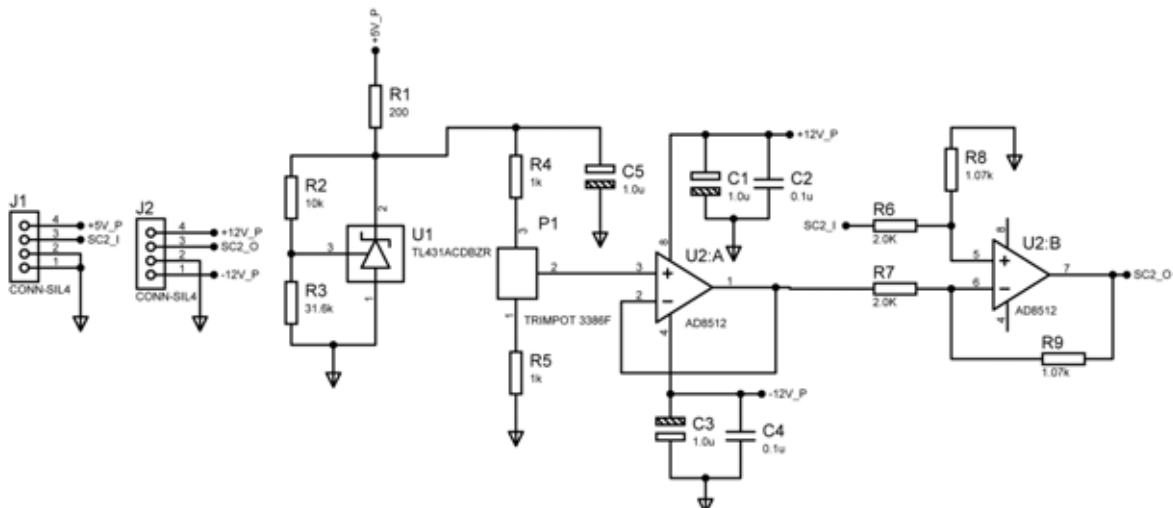
A Figura 103 apresenta as placas dos módulos desenvolvidas em laboratório, identificados da esquerda para a direita por “ST1”, “ST2”, “SV”, “SC1” e “SC2”.

Figura 101 - “Sensor de Velocidade”.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 102 - Circuito de pré-processamento para os sensores de corrente.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 103 - Módulos de pré-processamento.



Fonte: Dados do próprio autor.

5.7 PLACA “ACELERADOR E FREIO”

A placa “Acelerador e Freio” contém os potenciômetros dedicados à geração dos sinais utilizados para o controle da tensão e corrente na armadura do motor CC, onde seu circuito está representado na Figura 104. A alimentação dos potenciômetros (5V) vem da placa “Isolação DSpace”, e os sinais resultantes são proporcionais à posição deles. Os diodos D1 e D2 são destinados à proteção do DSpace[®] caso algum defeito venha a ocorrer e a alimentação extrapole o valor nominal.

A Tabela 15 mostra os sinais envolvidos, sua descrição e o respectivo conector. O resultado da confecção desta placa em laboratório encontra-se na foto da Figura 105.

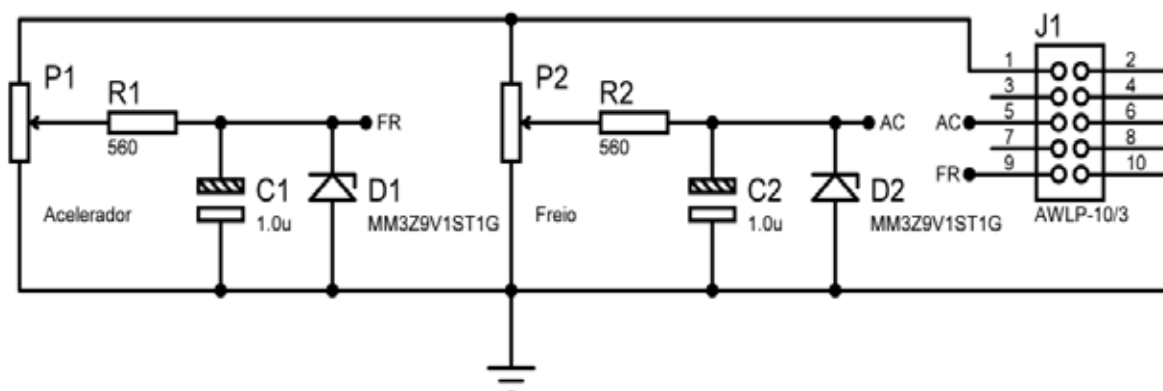
Tabela 15 - Identificação e descrição dos sinais e conectores empregados na placa “Acelerador e Freio”.

Orientação/ natureza	Descrição no esquemático	Conector	Descrição
Entrada de energia	—	J1	Alimentação de 5V
Saídas analógicas	AC	J1	Tensão proporcional à posição do “acelerador”
	FR	J1	Tensão proporcional à posição do “freio”

Fonte: Dados do próprio autor.

5.8 BANCO DE BATERIAS

Figura 104 - Circuito da placa “Acelerador e Freio”.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 105 - Placa “Acelerador e Freio”.



Fonte: Dados do próprio autor.

O banco de baterias reúne todas as células necessárias ao atendimento das especificações dos níveis de tensão e corrente já discutidas no início deste trabalho. A conexão série entre baterias ou células requer cuidados especiais, pois mesmo oriundas de um mesmo fabricante, elas não são idênticas, e assim podem apresentar diferentes tensões. A simples medição da tensão terminal não traz informações corretas a respeito das condições de cada célula, ou seja, pode haver alguma com capacidade inferior às demais, correndo o risco de ser danificada caso o processo de descarga perdure.

Visando evitar este inconveniente, construiu-se um circuito capaz de protegê-las contra situações desfavoráveis à sua operação, como sobre tensões, sobre correntes e temperaturas elevadas. Adicionalmente, este irá realizar a equalização passiva das baterias, visando mantê-las equilibradas. É importante salientar que o método passivo de balanceamento não é o mais indicado, pois além de desperdiçar energia na forma de calor, não garante a equalização da carga armazenada. Este método foi escolhido devido à simplicidade e praticidade.

Coefficient) de $10\text{k}\Omega$, o qual tem a função de medir a temperatura do respectivo conjunto formado pelas nove baterias integrantes do respectivo equalizador.

O procedimento de cálculo para a determinação do dissipador é análogo ao realizado no item 4.3, cuja diferença é que as potências dissipadas nos transistores e nos diodos só ocorrem devido à condução, e são diretamente proporcionais ao produto da resistência série em condução pelo quadrado do valor eficaz da corrente, e proporcionais ao produto da queda de tensão direta V_f pela corrente, respectivamente.

Os transistores utilizados são MOSFETs do modelo IRF2807, onde $R_{ds_{on}} = 13\text{m}\Omega$, $R_{jc} = 0,65^\circ\text{C}/\text{W}$, $R_{cd} = 0,50^\circ\text{C}/\text{W}$ e $V_f = 0,85\text{V}$ (51). Lembrando-se que a corrente máxima sobre o banco de baterias é de $15,6\text{A}$ as potências dissipadas para os transistores e diodos são iguais a $3,16\text{W}$ e $13,26\text{W}$ respectivamente. Considerando-se as temperaturas da junção e do ambiente iguais a 80 e 40°C respectivamente, e supondo-se de maneira simplificada que a potência dissipada por ambos será concentrada em um único ponto, obtém-se a partir da Eq. (150) que a resistência térmica do dissipador deverá ser menor ou igual a $1,28^\circ\text{C}/\text{W}$.

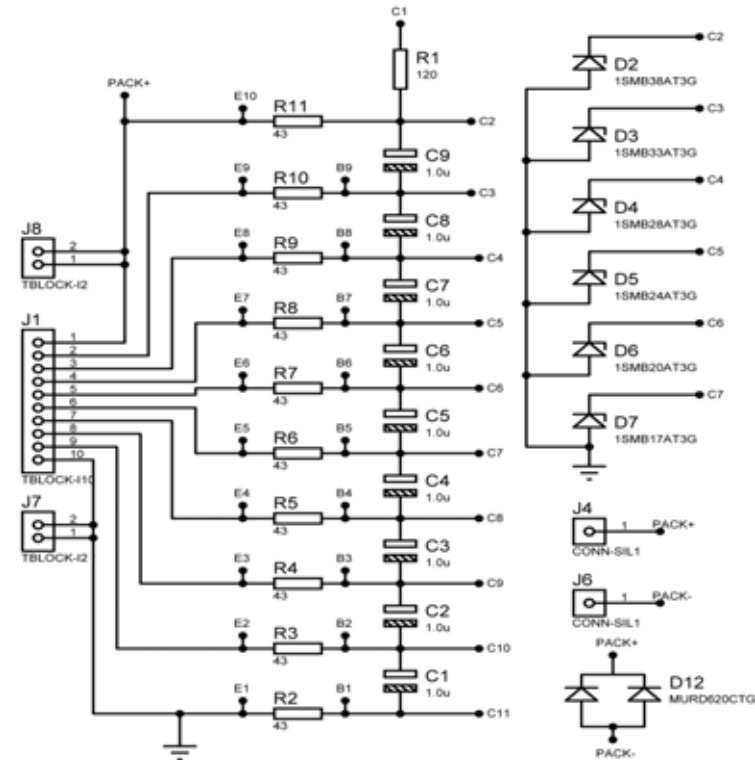
Para o caso do banco de baterias, utilizar-se-á convecção natural e o mesmo modelo de dissipador empregado para os conversores bidirecionais (modelo HS15560). A diferença de temperatura, calculada com o auxílio da Eq. (151), é igual a $21,10^\circ\text{C}$, que sobe para $21,62^\circ\text{C}$ após a consideração sobre a correção da altitude. Então, aplicando-se o fator de correção de temperatura (aproximadamente igual a $1,30$ pelo catálogo do fabricante), conclui-se que a resistência térmica do dissipador aumenta de $0,78^\circ\text{C}/\text{W}/4$ para $1,01^\circ\text{C}/\text{W}/4$. Finalmente, a aplicação do fator de correção do comprimento resulta em $1,26$, e assim um comprimento de 70mm atende às especificações (38).

A Figura 107 contém os elementos responsáveis pela drenagem de energia das baterias durante o processo de equalização, e são formados pelos resistores de 47Ω , capazes de processar correntes instantâneas de aproximadamente 45mA . Os diodos D2-D7 são do tipo TVS (*Transient Voltage Supression*), e tem a função de proteger o equalizador contra surtos de tensão oriundos das baterias. O diodo D12, conectado em antiparalelo com os terminais do *pack* são de roda livre fornecem um caminho seguro para a circulação de correntes de natureza indutiva.

Diante da grande capacidade de energia das baterias empregadas, a corrente de equalização oferecida pelo equalizador é insatisfatória, pois o processo durará horas ou talvez mais de um dia. Visando resolver este problema, propôs-se o arranjo disposto na Figura 108. A ideia aqui foi acionar transistores NPN auxiliares com base na queda de tensão dos resistores de 47Ω conectados entre suas bases e emissores, ou seja, quando uma bateria está

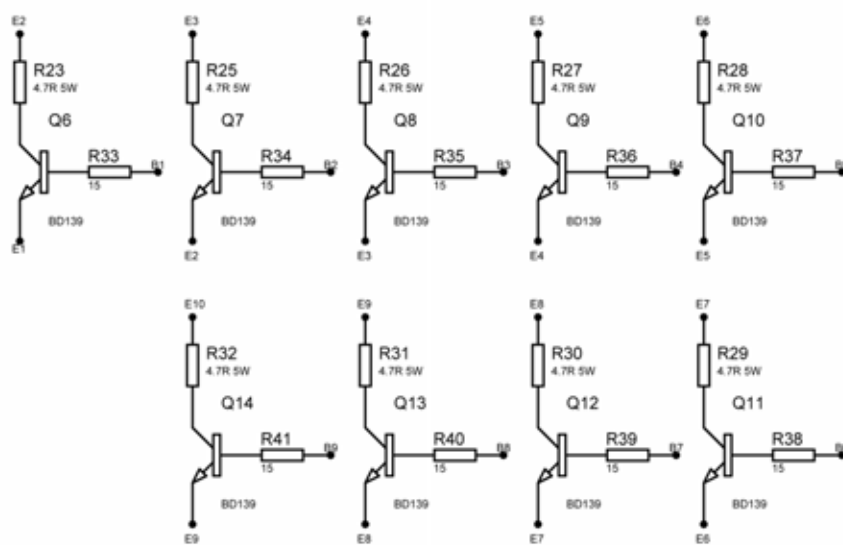
sendo equalizada, este potencial provoca a circulação de corrente na base do respectivo BD139 saturando-o e assim dissipando energia extra nos resistores de 4,7Ω.

Figura 107 - Estágio de entrada para a conexão das baterias.



Fonte: Adaptado de (52).

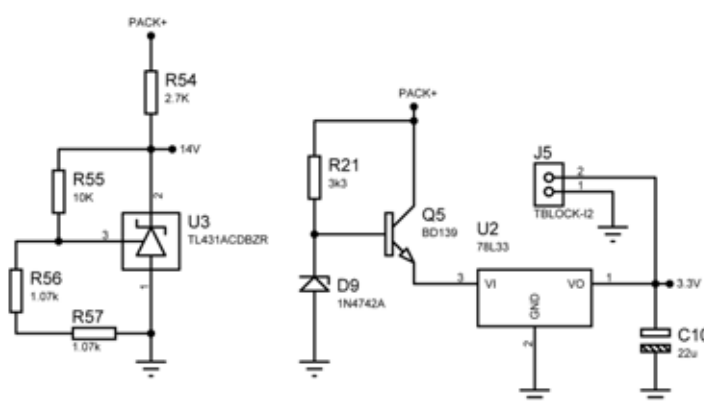
Figura 108 - Arranjo de transistores NPN para aumentar a corrente de equalização das baterias.



Fonte: Dados do próprio autor.

Conforme dito no início, o BQ77910A deve ser programado para que possa operar adequadamente. Para a programação, os pinos referentes à transmissão serial (SDA e SCL) devem operar com 3,3V, e ainda, sua memória interna EEPROM necessita de um sinal de 14V para executar o processo de gravação. Como a tensão das baterias de um mesmo *pack* é muito mais elevada (37,8V com carga total), necessita-se implementar fontes auxiliares, cujos circuitos estão representados na Figura 109.

Figura 109 - Fontes auxiliares das placas dos equalizadores.



Fonte: Dados do próprio autor.

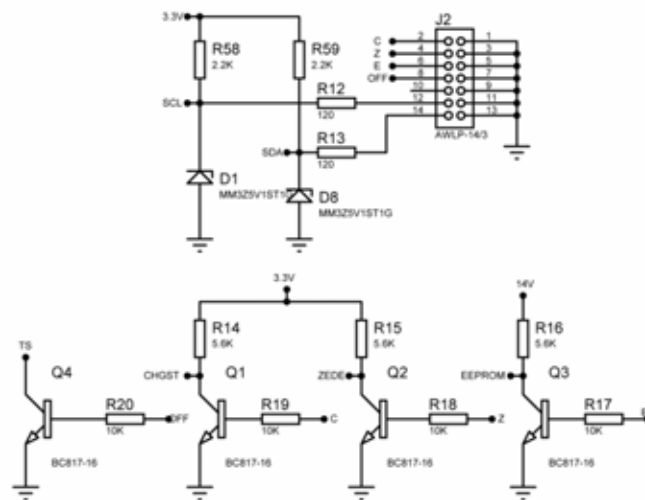
A tensão de 14V é obtida com base no emprego do diodo *zener* ajustável (U3) através dos valores dos resistores indicados. Já a alimentação de 3,3V origina-se de uma fonte linear discreta e simples, onde a tensão do *pack* é reduzida à 12V aproximadamente, e posteriormente regulada pelo circuito integrado 78L33. Além de fornecer condições ao equalizador de ser programado, esta última fonte também alimenta isoladores digitais e isoladores I2C presentes no “Programador”, componentes necessários pois cada *pack* opera em uma referência distinta.

O último bloco integrante da placa do Programador, disposto na Figura 110, refere-se ao tratamento dos sinais digitais oriundos do Programador. Cada um deles, com exceção dos destinados à comunicação serial, acionam transistores, assim a lógica é invertida.

Este método foi realizado porque os isoladores digitais presentes no “Programador”, bem como os isoladores I2C, sempre se manterão energizados pela fonte auxiliar de 3,3V e, caso a alimentação deste último seja interrompida, tais isoladores manterão suas saídas sempre em nível alto, garantindo que CHGST, ZEDE e EEPROM permaneçam inativos. A Tabela 16 disponibiliza os sinais envolvidos em conexões com o mundo externo bem como

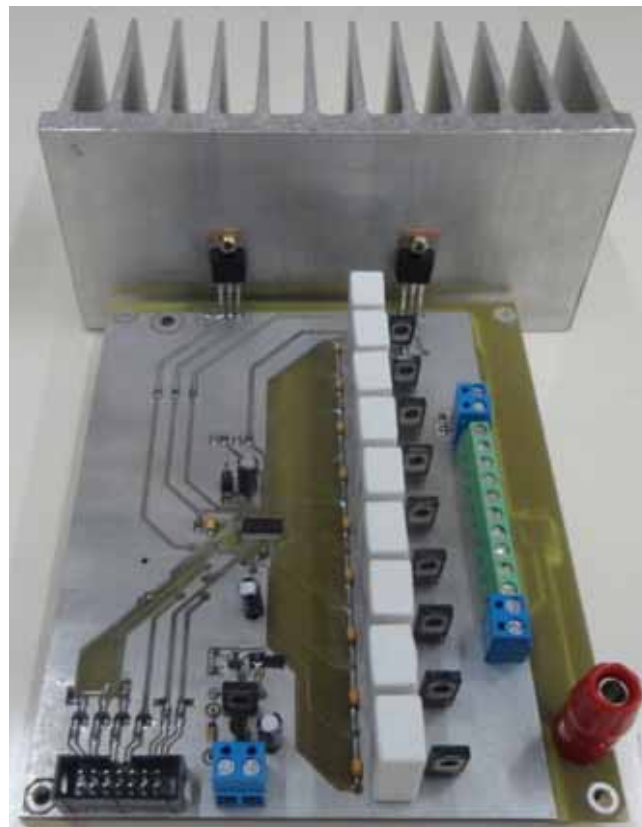
sua descrição e os conectores empregados. A Figura 111 mostra o protótipo do “Equalizador 1” desenvolvido em laboratório, onde os transistores de proteção já se encontram alojados no dissipador calculado.

Figura 110 - Condicionamento digital do “Equalizador 1”.



Fonte: Dados do próprio autor

Figura 111 - Protótipo do “Equalizador 1” desenvolvido em laboratório.



Fonte: Dados do próprio autor.

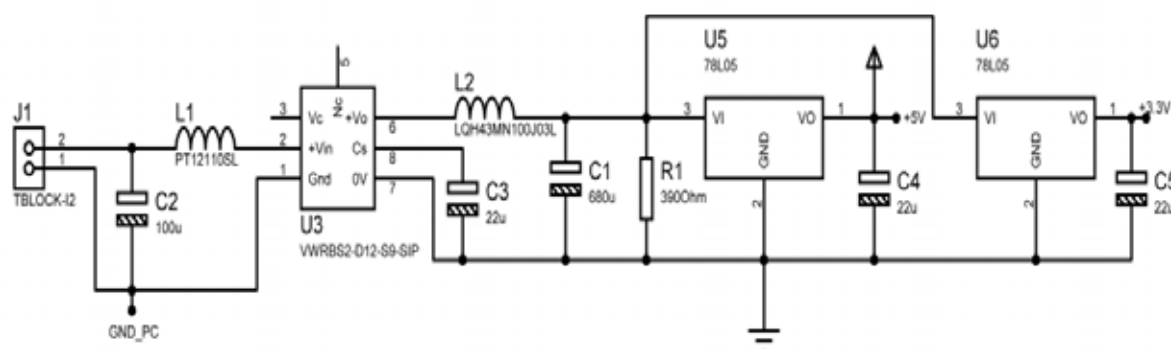
Tabela 16 - Identificação e descrição dos sinais e conectores empregados na placa “Equalizador 1”.

Orientação/ natureza	Descrição no esquemático	Conector	Descrição
Saída de energia	3.3V	J5	Alimentação dos isoladores do programador
	SDA	J2	<i>Serial Data</i>
	SCL	J2	<i>Serial Clock</i>
Entradas digitais	C	J2	Deteccão de carregador/ <i>Wake-up</i>
	Z	J2	Habilitação da transmissão serial
	E	J2	Ativa a tensão de 14V na programação
	OFF	J2	Sinal para desligar o equalizador.

Fonte: Dados do próprio autor.

O último item na composição do banco de baterias refere-se ao “Programador”. A Figura 112 retrata o esquemático da fonte auxiliar, composta por um conversor CC-CC isolado com tensão nominal de saída igual à 9V (VWRBS2-D12-S9-SIP), onde se conectam dois pequenos reguladores de tensão de 5V e 3,3V destinados a alimentar respectivamente o micro controlador ATMEGA 8PU (e circuitos próximos) e os isoladores digitais.

Figura 112 - Fontes auxiliares de alimentação para o “Programador”.

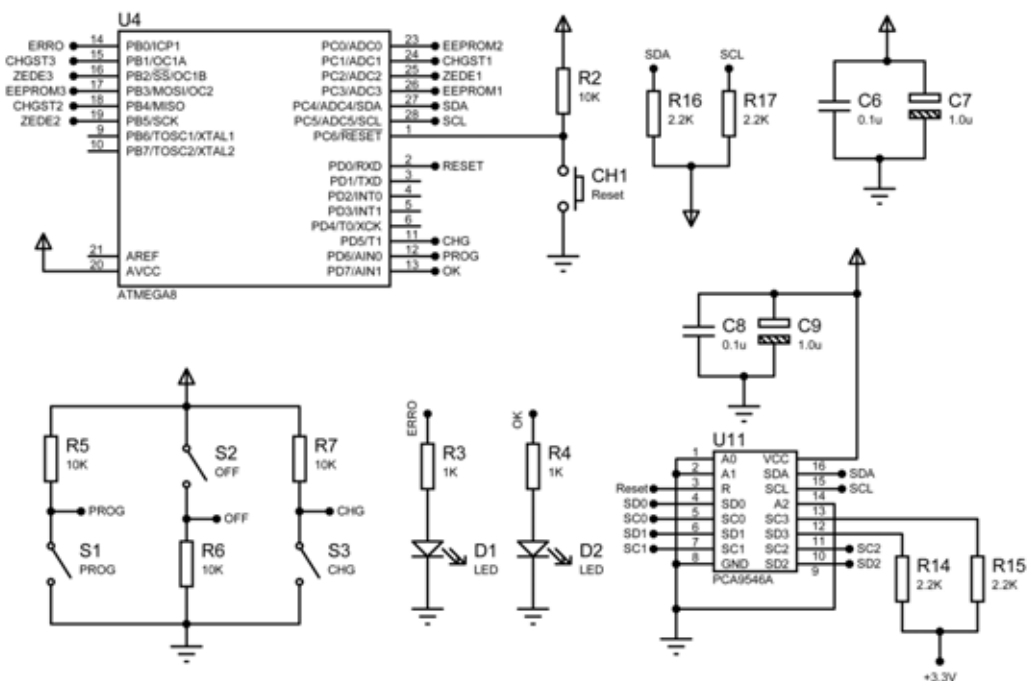


Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 113 apresenta-se os elementos básicos empregados para a comunicação do programador com cada uma das três placas dos equalizadores. As chaves S1 (sem retenção), S2 (sem retenção) e S3 (com retenção) são dedicadas respectivamente a iniciar o processo de programação dos parâmetros do BQ77910A, desligar o equalizador e indicar a presença de

carregador/religar o sistema. Os LEDs OK e ERRO indicam, respectivamente, se a programação foi bem ou mal sucedida.

Figura 113 - Circuito empregado na comunicação com os equalizadores.



Fonte: Dados do próprio autor.

Na comunicação serial via protocolo I2C o ATMEGA 8PU comporta-se como mestre, e os CIs dos equalizadores como escravos. Todos os dispositivos conectados ao barramento possuem endereço próprio, e assim caso alguma informação seja transferida a ele, deve-se primeiramente enviar o respectivo endereço seguido do bit de escrita. No presente caso há três BQ77910A, cujos endereços obviamente são os mesmos, onde a princípio, não seria possível programá-los.

Para resolver tal problema empregou-se o integrado PCA9546A, um multiplexador I2C de quatro canais identificado por U11 na Figura 113, cuja função consiste na eliminação de conflitos de endereço quando se deseja comunicar com dispositivos idênticos. Para acessá-lo, basta enviar no barramento seu endereço seguido de um código binário referente à ativação do canal desejado. Após isso, o mesmo se torna transparente.

Internamente ao micro controlador um programa verifica a todo instante o estado das chaves S1 e S3: quando se pressiona a primeira inicia-se a rotina de programação, que consiste na seleção do canal onde o equalizador está conectado e na configuração dos registradores do respectivo BQ77910A. Finalmente, ao se pressionar a chave S3 as saídas

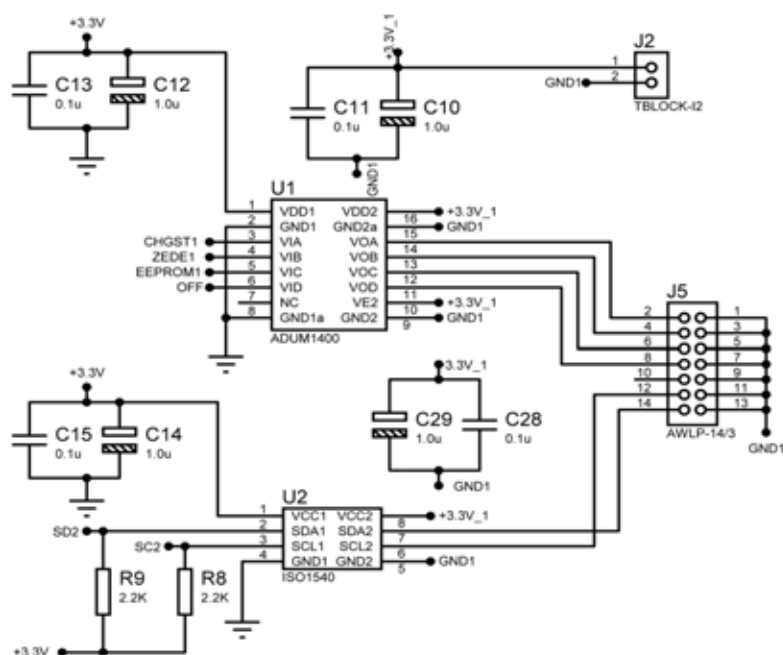
denotadas por CHGST1, CHGST2 e CHGST3 assumem nível lógico baixo, indicando ao Equalizador a presença de carregador externo. Adicionalmente, esta última também possui a função de religá-lo quando pressionada duas vezes a partir da posição de repouso.

Conforme salientado brevemente, ao todo foram confeccionadas três placas idênticas para os equalizadores, onde cada um recebe nove dos 27 conjuntos de três baterias associadas em paralelo, conforme comentado no Capítulo 3. Para a confecção final do banco de baterias os três equalizadores devem ser conectados em série, e assim cada um dispõe de sua própria referência. Com tal observação em mente, o emprego de um único gerenciador (“Programador”) só é possível caso haja a isolamento dos sinais digitais de comunicação e controle.

O circuito representado na Figura 114 contém os componentes que implementam a isolamento para o Equalizador 1, sendo idêntico para os demais. Como se pode notar as linhas de controle e comunicação são isoladas através dos componentes ADUM1400 e ISO1540 respectivamente. Para melhor compreensão das conexões entre o “Programador” e os equalizadores montou-se a Tabela 17 na página 150, que reúne os sinais empregados e sua descrição, bem como a identificação dos conectores. O resultado da confecção do Programador em laboratório pode ser conferido pela foto na Figura 115.

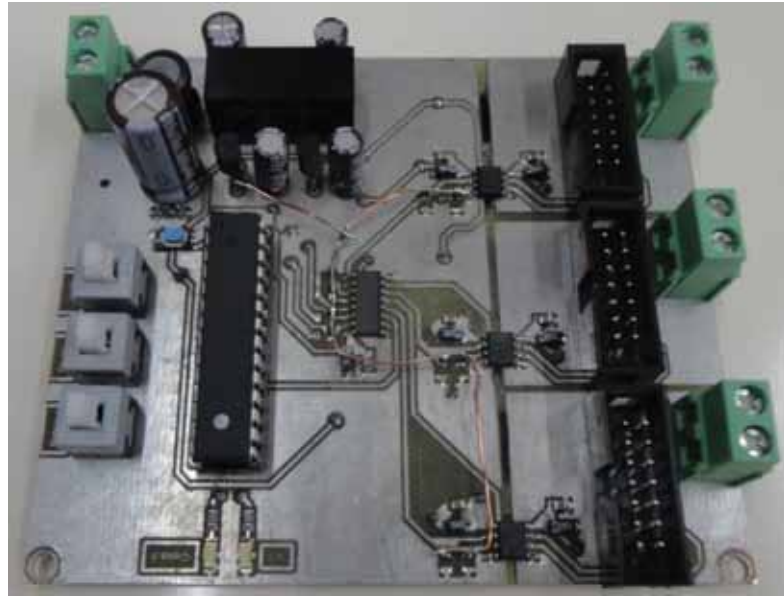
Finalmente, o resultado da construção física completa do banco de baterias encontra-se na Figura 116.

Figura 114 - Circuito para isolamento dos sinais digitais enviados ao Equalizador.



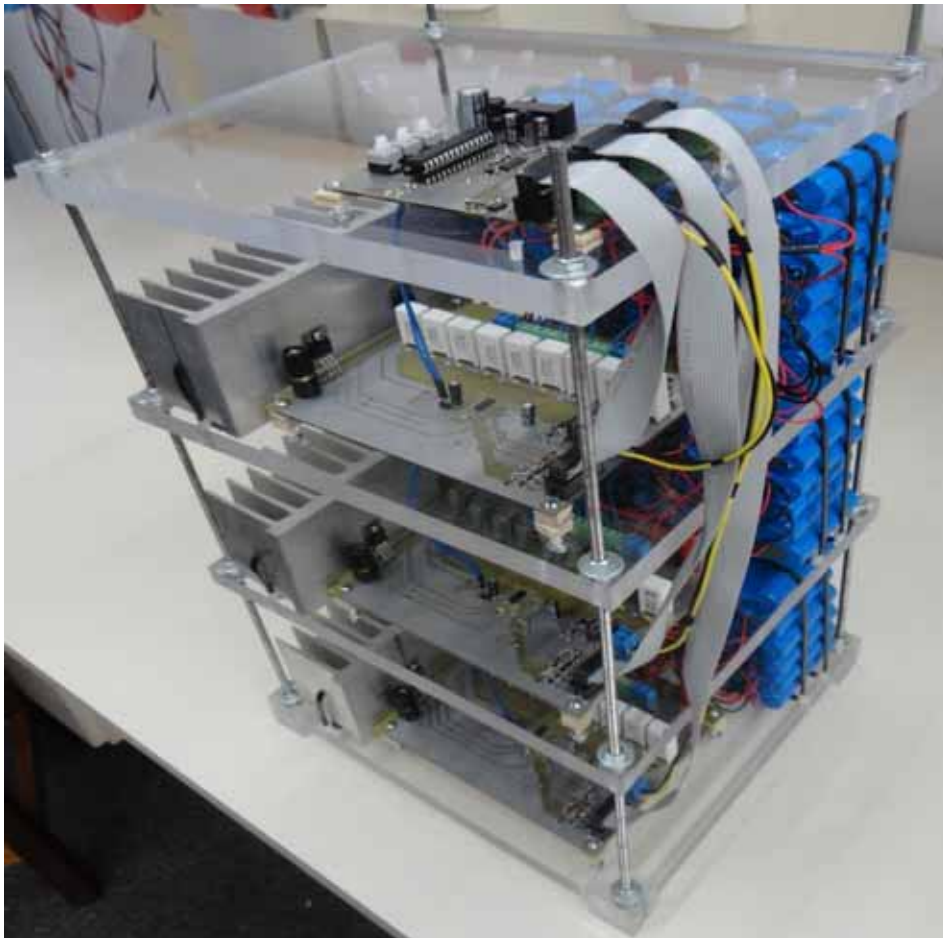
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 115 - Placa "Programador" desenvolvida em laboratório.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 116 - Banco de Baterias de Íon de Lítio.



Fonte: Dados do próprio autor.

Cada um dos equalizadores está fixado em uma peça retangular de acrílico transparente, onde são alojadas as associações necessárias das baterias. O banco foi montado em forma de torre, visando ocupar o menor espaço possível, onde os três primeiros andares são constituídos pela união “Baterias+Equalizador” e no último encontra-se o “Programador”. Todas as conexões necessárias à comunicação serial e controle são feitas com conectores usando cabos *flat*.

Tabela 17- Identificação e descrição dos sinais e conectores empregados no “Programador”.

Orientação/ natureza	Descrição no esquemático	Conector	Descrição
Entrada de energia	+3.3V_1	J2	Alimentação de 3,3V (“Equalizador 1”)
	+3.3V_2	J3	Alimentação de 3,3V (“Equalizador 2”)
	+3.3V_3	J4	Alimentação de 3,3V (“Equalizador 3”)
Saídas digitais (“Equalizador 1”)	SDA1		<i>Serial Data 1</i>
	SCL1		<i>Serial Clock 1</i>
	C1	J5	Detecção de carregador/ <i>Wake-up</i>
	Z1		Habilitação da transmissão serial
	E1		Ativa a tensão de 14V na programação
	OFF_1		Sinal para desligar o equalizador
	SDA2		<i>Serial Data 2</i>
	SCL2		<i>Serial Clock 2</i>
	C2	J6	Detecção de carregador/ <i>Wake-up</i>
	Z2		Habilitação da transmissão serial
Saídas digitais (“Equalizador 2”)	E2		Ativa a tensão de 14V na programação
	OFF_2		Sinal para desligar o equalizador
	SDA3		<i>Serial Data 3</i>
	SCL3		<i>Serial Clock 3</i>
	C3	J7	Detecção de carregador/ <i>Wake-up</i>
	Z3		Habilitação da transmissão serial
	E3		Ativa a tensão de 14V na programação
	OFF_3		Sinal para desligar o equalizador

Fonte: Dados do próprio autor.

5.9 BANCO DE SUPERCAPACITORES

O banco de supercapacitores contém ao todo uma associação de 23 módulos de 58F com tensão nominal de aproximadamente 16V. A Figura 117 mostra o aspecto de um dos módulos utilizados. Da mesma forma que as baterias, cada supercapacitor interno ao módulo deve ser equalizado, visando evitar a extrapolação dos máximos limites operacionais.

Tal equalização também se dá de forma passiva, e cada módulo já apresenta internamente resistores destinados a tal realização. Todos os 23 módulos foram alojados em uma caixa construída em acrílico transparente, onde barras de ferro lisas, comumente empregadas na construção civil, sustentam cada um deles através de orifícios presentes em sua estrutura. O aspecto final do conjunto pode ser visualizado na Figura 118.

Figura 117 - Módulo integrante do banco de supercapacitores.



Fonte: Dados do próprio autor.

5.10 MONTAGEM EXPERIMENTAL COMPLETA

Os vários circuitos e suas respectivas placas apresentadas até o momento, permitem a construção completa do aparato físico de gerenciamento de energia e frenagem regenerativa, o qual é assistido pelo sistema de controle implementado no Simulink[®] e gravado na plataforma DSpace[®].

O motor CC empregado neste projeto já possui um tacômetro acoplado ao eixo, de onde se obterá a velocidade angular ω_n através do respectivo módulo de pré-processamento. Na outra extremidade, um disco cuja massa, raio e momento de inércia são iguais a 4,27kg, 21,3cm e 0,097kgm² respectivamente, representa a inércia de um veículo em pequena escala, onde se pode extrair a energia mecânica necessária durante as frenagens regenerativas. Este conjunto já se encontra montado no laboratório, e está ilustrado na Figura 119.

Figura 118 - Banco de Supercapacitores.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 119 - Conjunto motor-disco-tacômetro.



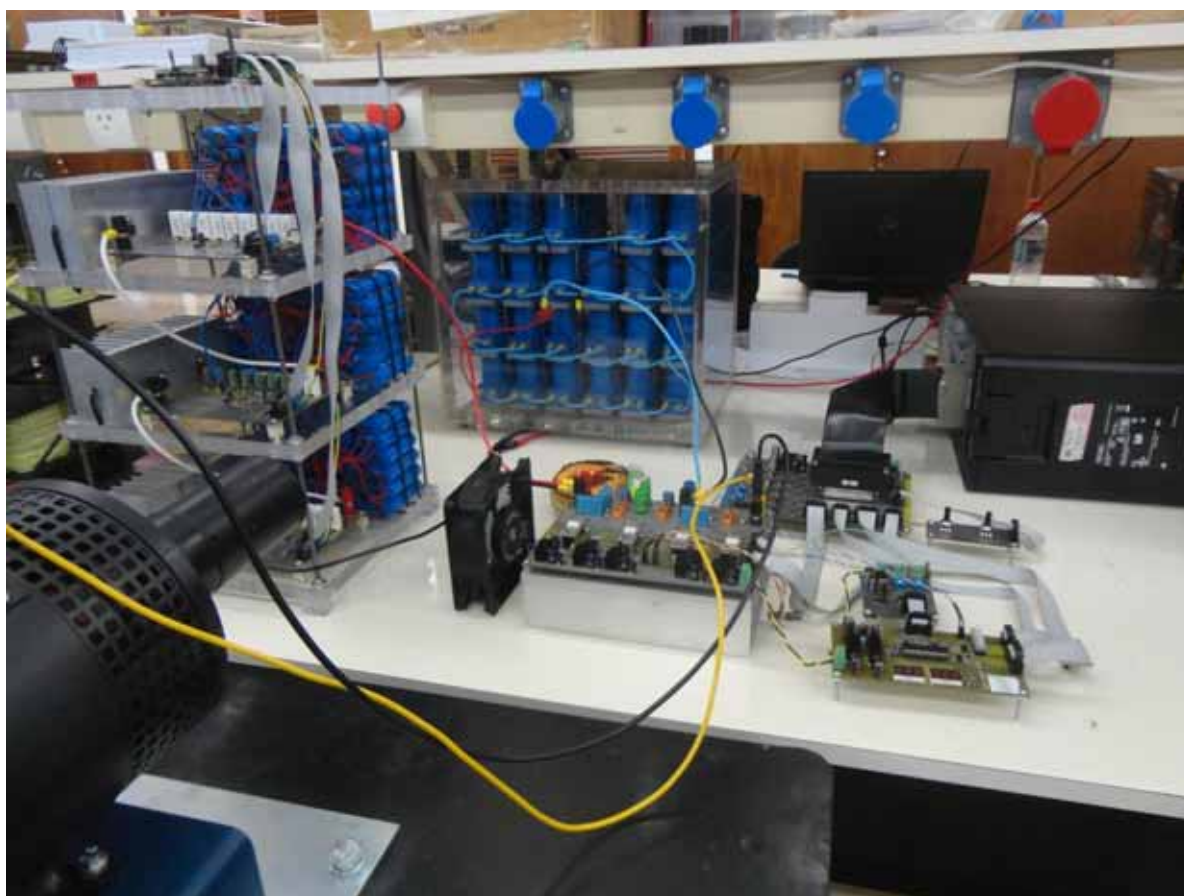
Fonte: Dados do próprio autor.

Apresentados todos os componentes do sistema, a interligação completa está ilustrada na foto da Figura 120. As conexões entre as saídas e entradas digitais foram realizadas a partir de conectores que utilizam cabos do tipo *flat*, pois são bastante maleáveis e adequados à transmissão de sinais de baixa potência.

As fontes acumuladoras de energia são ligadas à placa “Potência” por meio de conectores do tipo “banana”, bem como o indutor L e o motor CC. O dissipador ocupa aproximadamente o perímetro desta, onde os transistores são posicionados entre ambos, e a ventilação forçada é fornecida pelo pequeno ventilador disposto no lado esquerdo deste conjunto.

Os sinais utilizados pelo sistema de controle durante a operação do sistema trafegam pelo cabo conectado entre a placa “Isolação DSpace” e o computador de mesa, posicionado à direita na Figura 120. Finalmente, alimentação de todas as fontes auxiliares formadas pelos conversores CC-CC isolados é obtida a partir da fonte interna deste computador, evitando-se assim a inclusão de outro *hardware* ao sistema.

Figura 120 - Montagem experimental completa em bancada.



Fonte: Dados do próprio autor.

5.11 CONSIDERAÇÕES E CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo foi dedicado à apresentação de todos os circuitos e placas desenvolvidas para a implementação prática do projeto. O sistema DSpace[®] oferece grande praticidade e constitui-se por uma ferramenta poderosa na emulação de sistemas descritos no Simulink[®], característica bastante atrativa e que permite a implementação rápida e simples de sistemas de controle.

Verificou-se também a intensa preocupação em se isolar diferentes referências, cujo objetivo é a proteção de sistemas sensíveis, como o DSpace[®], bem como do usuário. Adicionalmente, todas as placas são constituídas, na maior parte, de componentes SMD, que proporcionam circuitos mais compactos e imunes a ruídos, e assim permitem a confecção de sistemas com menores dimensões. A desvantagem em se empregar tais componentes na construção de protótipos é justamente o tempo dedicado à soldagem, mão-de-obra, e dificuldades em se realizar manutenções.

A inserção de resistores extra nos equalizadores permitiu que a corrente drenada de cada uma das baterias fosse aumentada, reduzindo assim o período de equalização. Esta alteração foi necessária, pois a corrente máxima drenada pelo equalizador era de apenas 50mA, um valor muito reduzido tendo em vista a elevada capacidade do banco.

Os módulos de pré processamento, além de adaptarem os sinais oriundos da medição de tensões e correntes, permitem ao usuário a escolha do circuito utilizado para tal, bem como a adição de filtros passivos ou ativos. Adicionalmente, o “Painel” também oferece praticidade, pois além de indicar as tensões do banco de baterias e de supercapacitores, conta com três pequenas chaves, que são capazes de resetar faltas, iniciar o processo de carga das baterias e inibir a operação de todo o sistema caso ocorra alguma anormalidade.

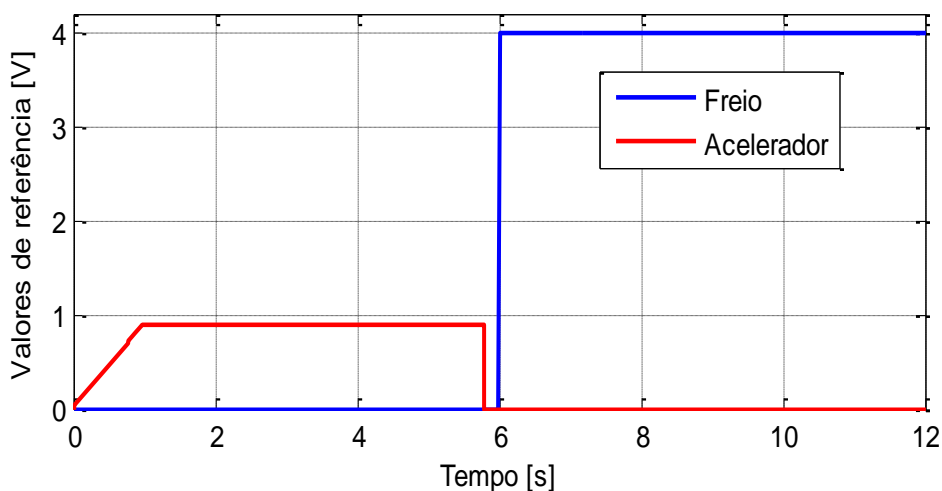
6 SIMULAÇÕES E RESULTADOS TEÓRICOS

Neste capítulo o comportamento geral do sistema implementado será explorado a partir de simulações no ambiente Simulink[®]. Os procedimentos serão baseados na especificação de condições iniciais, como a tensão nos bancos de baterias e de supercapacitores e o torque mecânico resistente, aqui considerado constante. A partir das entradas principais, ou seja, dos sinais do acelerador e freio, será possível observar as características do processamento lógico abordado no Capítulo 3. Também, os resultados referentes à energia regenerada e ao rendimento durante a frenagem, oriundos das simulações e das respectivas equações, serão confrontados visando a investigação de seu nível de precisão.

A troca de energia entre as fontes acumuladoras e entre o motor de corrente contínua é destacada por áreas coloridas nas figuras resultantes da simulação, quando tal fenômeno ocorre. Além dessas áreas, os elementos envolvidos são identificados em pequenos retângulos contidos nelas, onde as denominações BSC→M, BB→BSC→M, M→BSC e BB→BSC indicam, respectivamente, fluxos de energia dos bancos de supercapacitores para o motor, do banco de baterias para o banco de supercapacitores, do motor para os supercapacitores e do banco de baterias para o banco de supercapacitores.

Os primeiros gráficos são obtidos considerando $V_{\text{bsc}} = 240\text{V}$, $V_{\text{bb}} = 96\text{V}$ e $T_m = 0,50\text{N.m}$. Para que o sistema possa desempenhar suas funções, deve-se atuar sobre o acelerador e freio, que correspondem às entradas de controle do usuário. Na Figura 121 é apresentado o comportamento escolhido para elas.

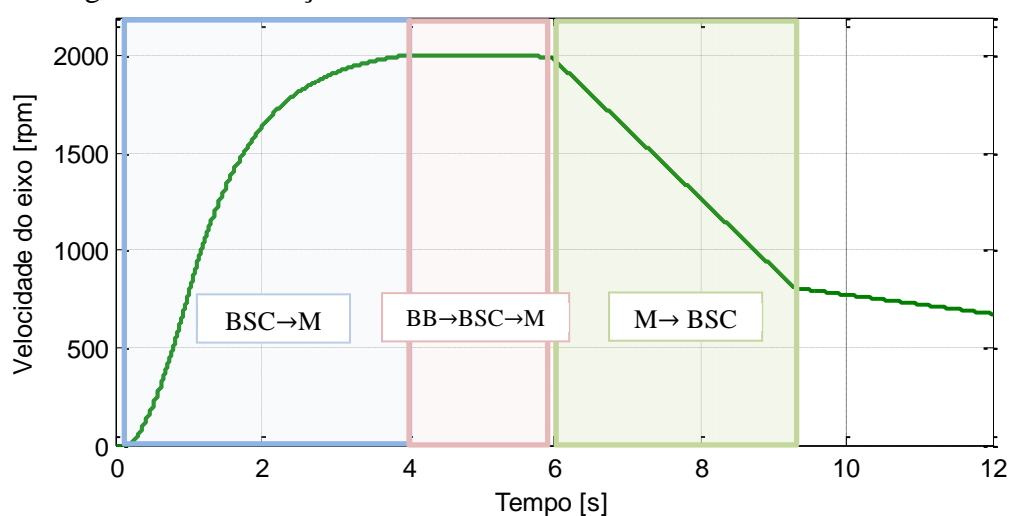
Figura 121 - Sinais do acelerador e freio.



Fonte: Dados do próprio autor.

O sinal do acelerador indica que a tensão média nos terminais do motor CC atinge 90% (144V) no intervalo de 1s, a qual é mantida até 5,8s; a partir daí não ocorre mais transferência de energia à máquina. O acionamento do freio ocorre aos 6s na forma de degrau (frenagem brusca), forçando a absorção de uma corrente I_a igual a 4A, mantida até o término da simulação. A variação da velocidade do eixo do motor em função do tempo com base no comportamento das entradas pode ser conferida no gráfico da Figura 122.

Figura 122 - Evolução de ω_n com base nos sinais do acelerador e freio.



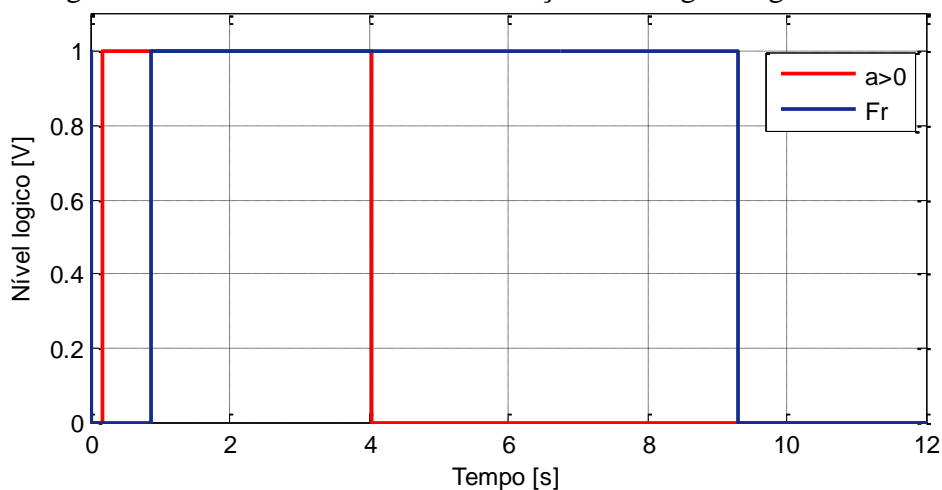
Fonte: Dados do próprio autor.

Observa-se que há aceleração mesmo após a interrupção do aumento de tensão nos terminais do motor, onde a velocidade atinge o regime permanente em 4s, período este necessário para que ele possa vencer a inércia da carga mecânica conectada ao eixo. No instante em que ocorre frenagem a velocidade diminui linearmente, pois os torques eletromagnético e mecânico resistentes são constantes. O ponto mais interessante ocorre em $t = 9,30s$ com a interrupção da regeneração mesmo com a persistência do acionamento do freio (ver Figura 121), pois nesse momento D_4 atinge 0,8. A Figura 123 mostra os sinais de status F_r , e $a > 0$, referentes à ocorrência de frenagem regenerativa e à aceleração angular do eixo do motor, respectivamente.

Com os sinais representados na Figura 123 compreende-se claramente a distinção das etapas de aceleração e de frenagem. Assim, verifica-se que a primeira ocorre até 4,04s aproximadamente, ou seja, somente a partir desse ponto o banco de baterias deverá enviar energia aos supercapacitores visando a manutenção de sua tensão. A segunda etapa permanece ativa nos instantes de tempo em que a razão cíclica D_4 , cujo comportamento encontra-se na Figura 124, assume valores menores ou iguais a 0,8.

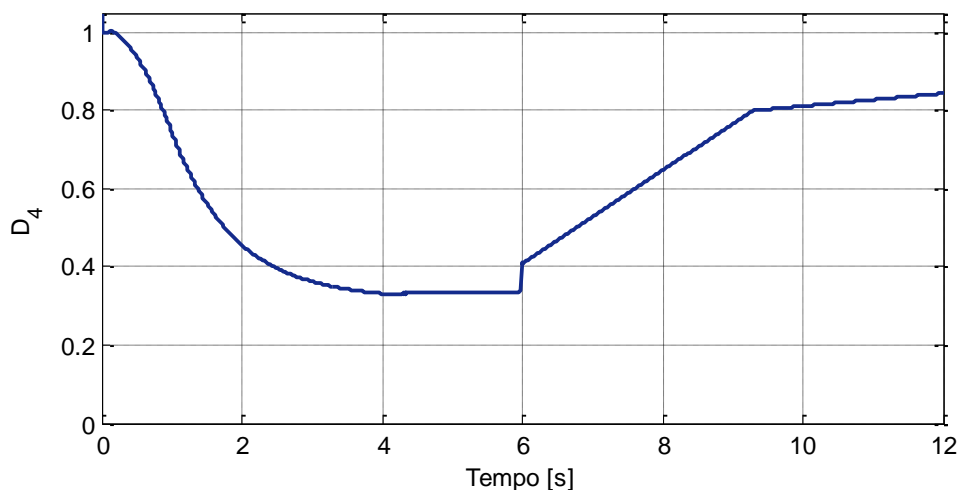
No início da simulação D_4 iguala-se à unidade, pois $\omega_n = 0$, reduzindo conforme ocorre aceleração. O sinal F_r indicado na Figura 123 atinge nível lógico alto sempre quando $D_4 \leq 0,8$, e esta situação indica que a frenagem é possível e pode ser iniciada a qualquer momento. Para as condições adotadas, sua habilitação ocorre em 0,88s.

Figura 123 - Sinais de status da aceleração e frenagem regenerativa.



Fonte: Dados do próprio autor.

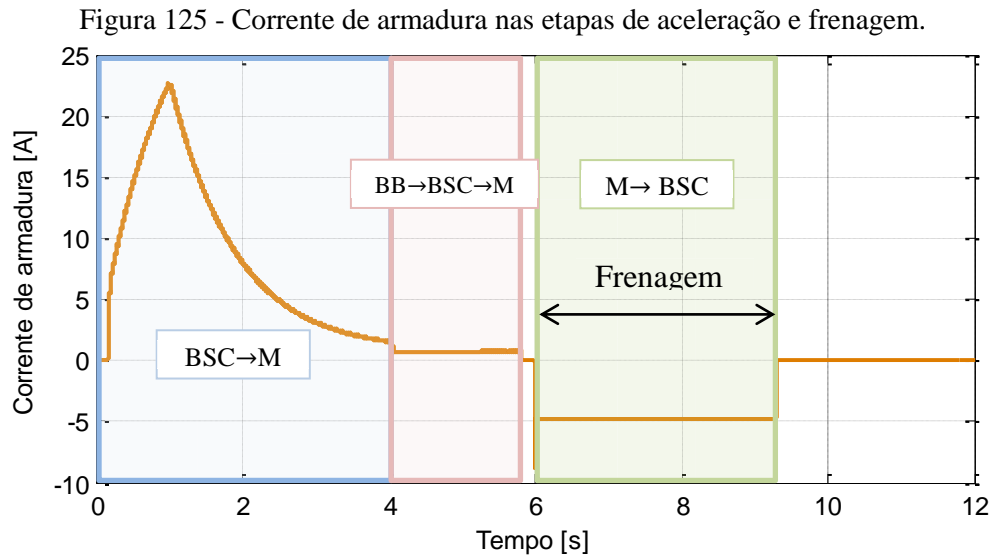
Figura 124 - Evolução temporal de $D_4(t)$.



Fonte: Dados do próprio autor.

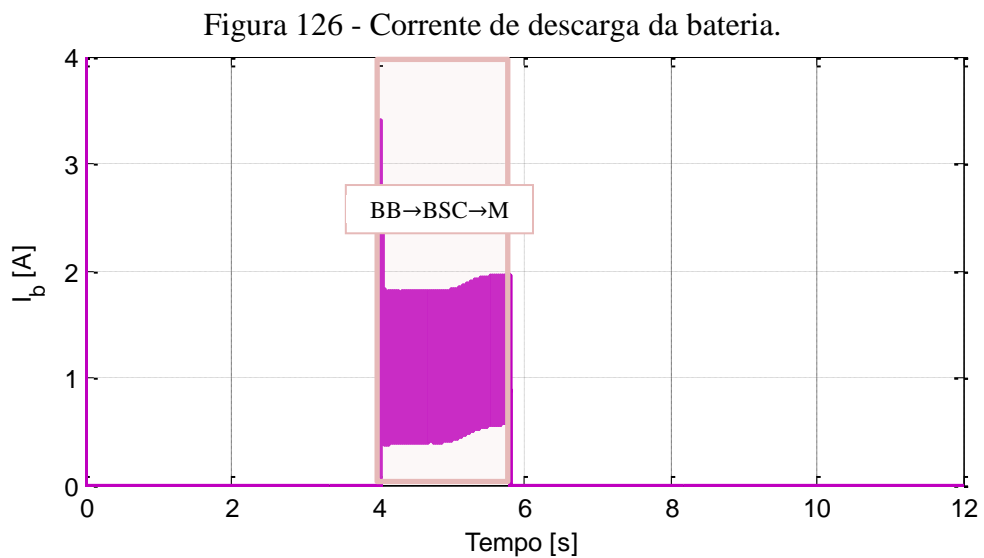
O gráfico da Figura 125 descreve o comportamento da corrente na armadura. Observa-se que durante a variação do sinal do acelerador a corrente cresce, pois a tensão nos terminais da máquina está aumentando, e a partir de $t = 1$ s decresce exponencialmente, tornando-se constante nas proximidades de $t = 4$ s. O ponto principal que deve ser notado na Figura 125

corresponde ao sentido da corrente de armadura, a qual é positiva durante a tração ($T_e > 0$) e negativa durante a regeneração ($T_e < 0$).



Fonte: Dados do próprio autor.

Nas acelerações, toda a energia absorvida do motor CC origina-se do banco de supercapacitores. Dessa forma, as baterias são utilizadas somente a partir do momento em que a velocidade angular ω_n torna-se aproximadamente constante, situação satisfeita quando o sinal $a > 0$ está em nível baixo e $I_a > 0$. O gráfico da Figura 126 mostra este fato.

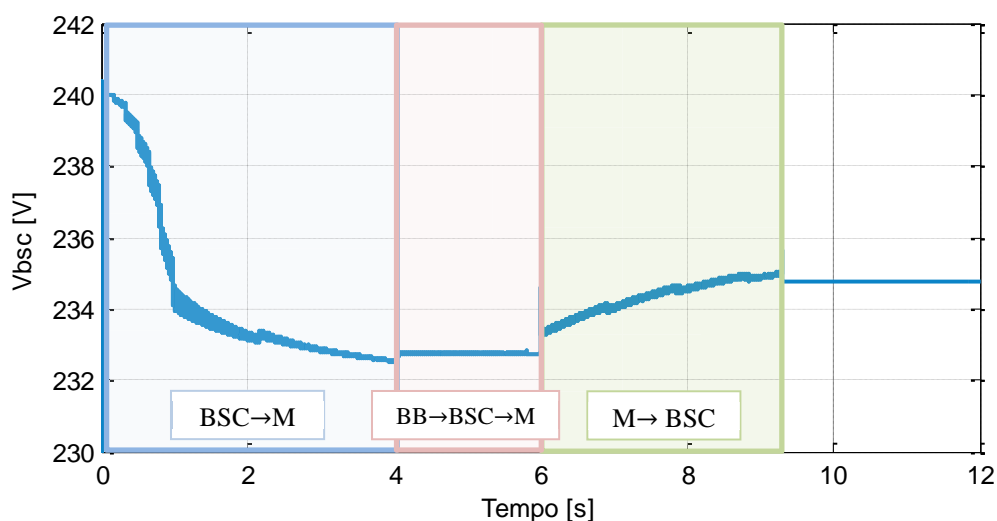


Fonte: Dados do próprio autor.

Como se pode notar, a corrente drenada da bateria possui baixa magnitude, já que o motor opera com carga de somente 0,5N.m, além de ser zero durante a aceleração e também após a interrupção no fornecimento de energia à armadura em $t = 5,8s$.

A energia gerada durante a frenagem regenerativa será armazenada preferencialmente no banco de supercapacitores causando assim no aumento de sua tensão, cujo comportamento é dado pela Figura 127. Observa-se queda considerável de $V_{b_{sc}}$ entre $t = 0$ e $t = 1s$ devido à corrente elevada absorvida pela armadura nesse período. As tensões no início e fim da frenagem, iguais a 232,68 e 234,72V respectivamente, traduzem a quantidade total de energia regenerada, o que equivale a 1,20kJ.

Figura 127 - Tensão no banco de supercapacitores em função do tempo.

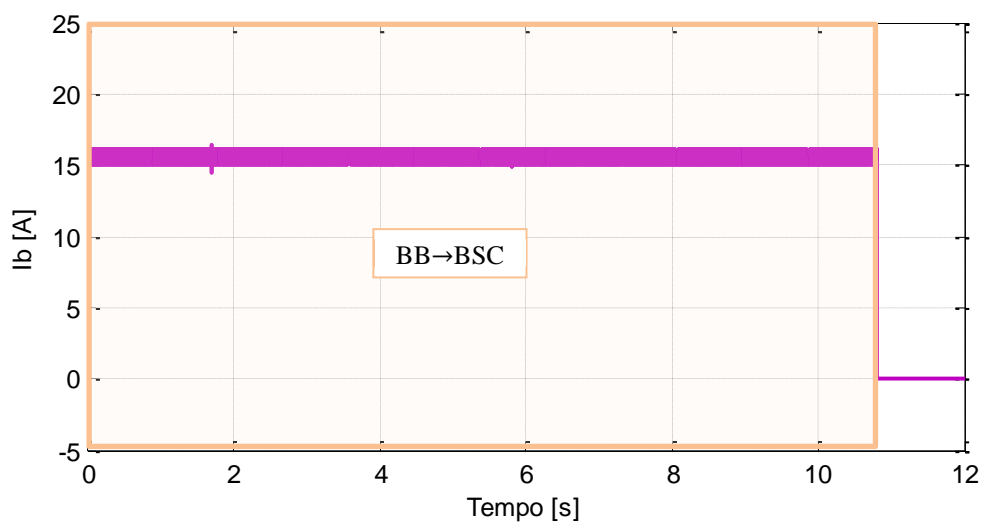


Fonte: Dados do próprio autor.

Com o objetivo de ilustrar a etapa de carga dos supercapacitores a simulação será iniciada agora com $V_{b_{sc}} = 185V$, mantendo-se o acelerador e freio desativados. Logo no início o sistema de controle nota que $V_{b_{sc}}$ é menor que 190V, iniciando então a descarga das baterias a 1C ($I_b = 15,60A$), representada na Figura 128. No término do processo, notou-se que os supercapacitores não foram carregados até a tensão máxima especificada (210V). A razão para tal deve-se à influência da resistência série R_{sc} , onde a tensão sobre ela é somada à V_{sc} durante a injeção de corrente. Entretanto, este fato não constitui um problema e pode ser compensado pelo aumento do valor indicativo de fim de carga. A Figura 129 mostra a evolução temporal de $V_{b_{sc}}$ neste período.

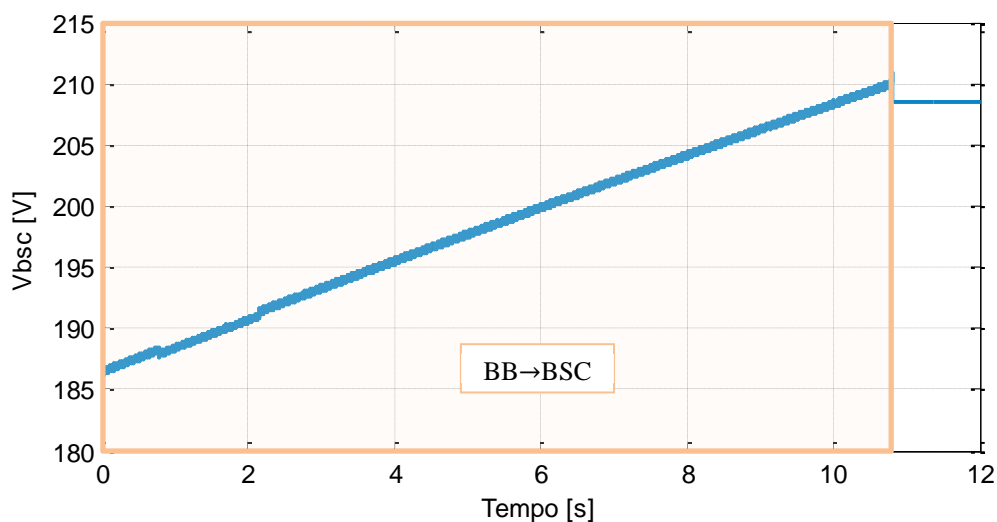
Com o objetivo de se comparar os resultados simulados com os teóricos no quesito rendimento, elaborou-se a Tabela 18, onde os valores da energia mecânica, energia regenerada e o rendimento são obtidos via Simulink® e respectivamente pelas equações (93), (101) e (102).

Figura 128 - Corrente de descarga das baterias durante a carga dos supercapacitores.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 129 - Banco de supercapacitores em processo de carga.



Fonte: Dados do próprio autor.

Cada um desses valores são oriundos de processos de frenagens regenerativas realizados com correntes de 1A a 6A, e também consideram-se as não idealidades dos semicondutores, as quais mudam em função da corrente processada. Adicionalmente, as condições iniciais são as mesmas adotadas inicialmente, ou seja, $V_{bsc} = 233V$, $T_m = 0,5N.m$.

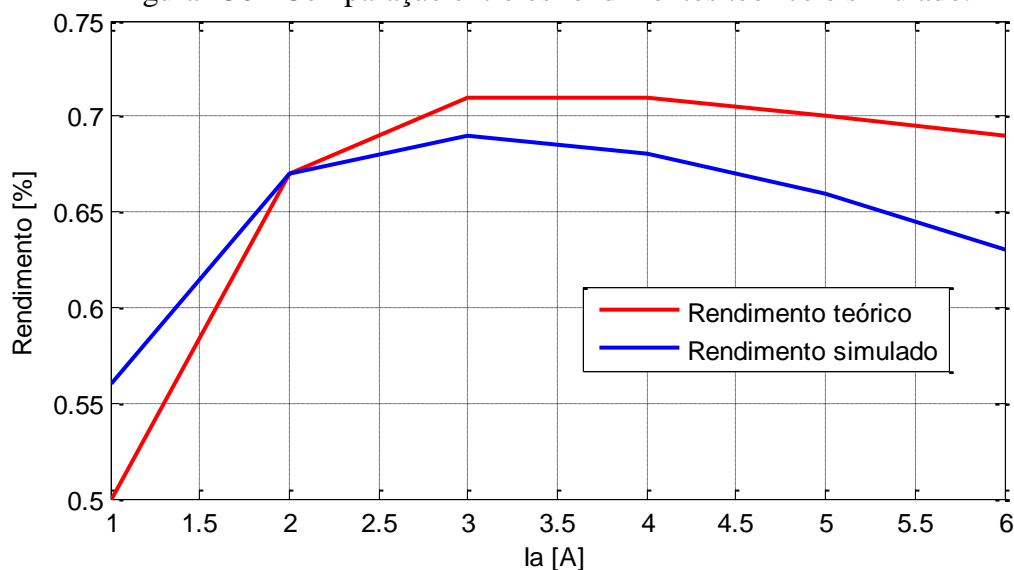
Tabela 18 - Comparação entre os resultados teóricos e simulados.

	Valores Teóricos					
I_a [A]	1	2	3	4	5	6
E_{mt} [J]	1889	1852	1812	1769	1724	1676
E_{rt} [J]	1038	1243	1283	1262	1219	1162
η_{rt}	0,55	0,67	0,71	0,71	0,70	0,69
	Valores Simulados					
I_a [A]	1	2	3	4	5	6
E_{ms} [J]	1873,63	1836,54	1796,57	1754,64	1711,23	1664,26
E_{rs} [J]	1058,61	1236,89	1242,81	1201,40	1130,50	1047,80
η_{rs}	0,56	0,67	0,69	0,68	0,66	0,63

Fonte: Dados do próprio autor.

Como se pode notar, os valores oriundos da simulação são bastante próximos daqueles calculados pelas equações, onde o erro médio em relação ao rendimento foi de 4,11%. Um fato interessante surge nesse instante: a energia regenerada aumenta conforme se absorve mais corrente da armadura, porém o máximo ocorre em $I_a = 3A$ para ambos os casos. O rendimento segue o mesmo comportamento no sistema simulado, porém no teórico ele se mantém máximo em uma região delimitada por correntes entre 3A e 4A. Para melhor visualização, montou-se o gráfico da Figura 130.

Figura 130 - Comparação entre os rendimentos teórico e simulado.

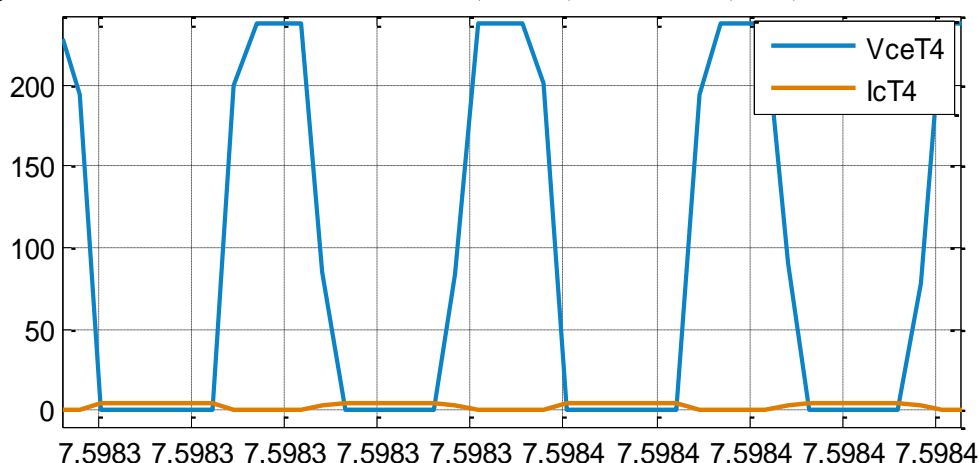


Fonte: Dados do próprio autor.

Fica evidente que a energia regenerada e o rendimento resultante da simulação são inferiores em relação aos respectivos teóricos. O provável motivo causador de tal diferença relaciona-se com a própria simulação empregada, onde os circuitos dos conversores bidirecionais de energia e o motor CC, inseridos no software PSIM[®], são importados pelo Simulink[®]. Os sinais indicados na Figura 131 mostram a provável fonte dessa diferença.

A Figura 131 representa um pequeno intervalo retirado do período em que ocorre frenagem regenerativa, onde se encontram os comportamentos da tensão e da corrente no transistor T4 durante as fases de condução, bloqueio, e de comutação.

Figura 131 - Formas de onda de tensão (V_{ceT4}) e corrente (I_{cT4}) no transistor T4.

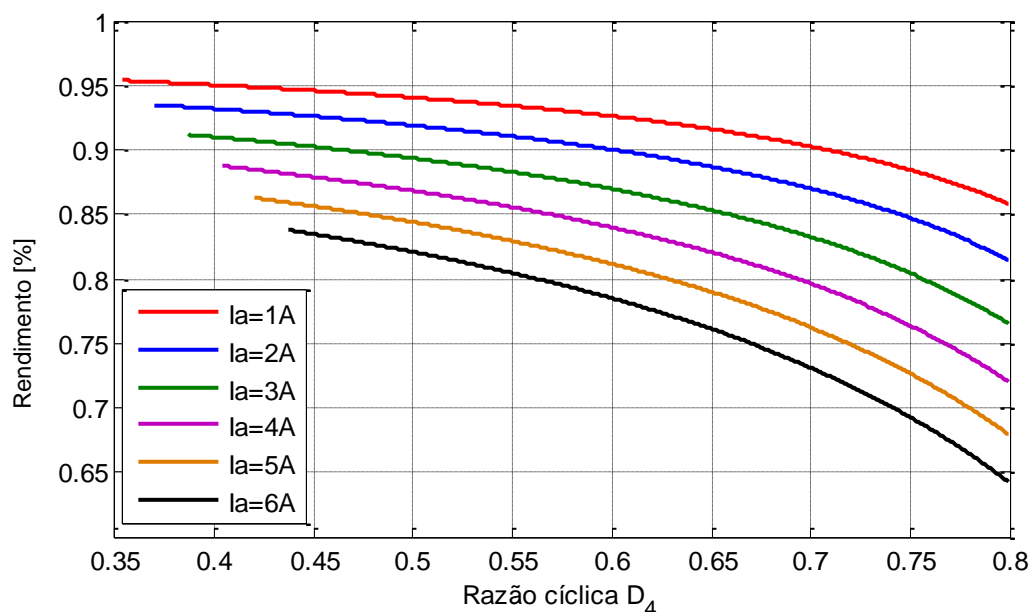


Fonte: Dados do próprio autor.

Na fase de condução a corrente de coletor iguala-se à de armadura, e a tensão entre os terminais coletor e emissor migra para a de saturação, ou seja, nesse instante a única fonte de perdas se dá pelo produto entre as duas quantidades. Na fase de bloqueio a corrente de coletor anula-se e o transistor suporta a tensão do banco de supercapacitores, situação onde as perdas podem ser desprezadas. Finalmente, na fase de comutação, há o cruzamento entre V_{bse} e I_a , pois o transistor leva algum tempo para iniciar e interromper a condução. Tal cruzamento provoca as perdas de chaveamento já citadas no trabalho, e provavelmente são elas as responsáveis pela pequena divergência dos dados presentes na Tabela 18, pois não é possível realizar a configuração dos parâmetros dos transistores integrantes do circuito dos conversores referentes aos tempos de comutação. Assim, o software os trata segundo algum método, e este não condiz com o comportamento considerado nos cálculos teóricos.

Ainda referindo-se ao rendimento, é interessante também verificar-se como o conversor bidirecional 2 se comporta durante a frenagem regenerativa. Para descobrir suas peculiaridades, basta expressar em um gráfico dessa grandeza em função da variação de D_4 para várias correntes absorvidas da armadura, como se vê no gráfico da Figura 132.

Figura 132 - Rendimento do conversor bidirecional 2 durante as frenagens para vários valores de I_a .



Fonte: Dados do próprio autor.

Observa-se que o rendimento diminui conforme o aumento da razão cíclica, comportamento este característico do conversor *Boost*. Adicionalmente, a mesma também se reduz conforme se exige maior capacidade de frenagem, ou seja, maiores valores de I_a , pois a dissipação de potência na resistência da armadura cresce com seu aumento.

Outro ponto que merece ser destacado no gráfico da Figura 132 corresponde aos valores distintos das razões cíclicas iniciais para cada corrente absorvida. A explicação para este fenômeno vem da investigação da tensão terminal do motor CC, a qual representa a fonte de alimentação para o conversor *Boost*. A tensão terminal é obtida pela diferença entre a força contraeletromotriz E_a e o produto $R_a I_a$, ou seja, quanto maior for a corrente drenada da armadura, menor será V_t , implicando assim no aumento de D_4 .

6.1 CONSIDERAÇÕES E CONCLUSÕES PARCIAIS

Os resultados de simulação apresentados mostram que a lógica de controle desenvolvida está desempenhando seu papel corretamente, impondo a operação dos conversores bidirecionais nas funções elevadora e abaixadora de acordo com as condições atuais do sistema. A comparação entre os dados teóricos oriundos dos modelos matemáticos mostra sua coerência em relação à simulação, ou seja, as equações representam com boa fidelidade o comportamento do sistema.

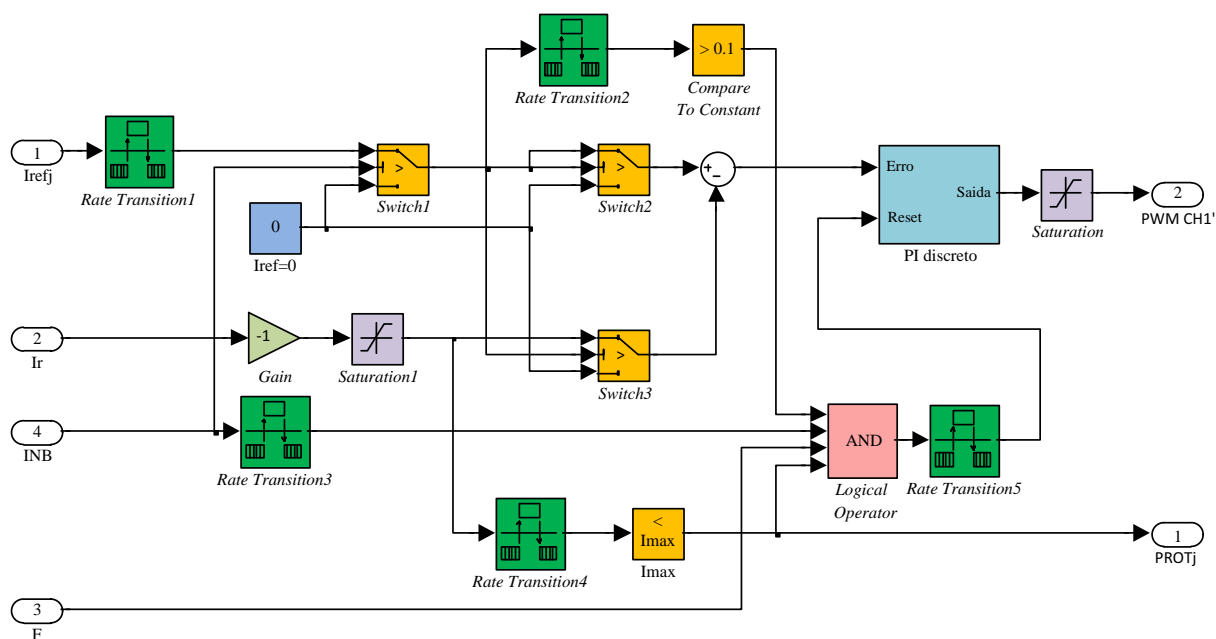
Foi observado que as energias teórica e simulada armazenadas no banco de supercapacitores durante as frenagens regenerativas, indicadas na Tabela 18, aumentam conforme se drena mais corrente da armadura, porém tal comportamento se mantém até certo ponto ($I_a = 3A$), onde a partir do qual há o início de sua queda.

7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

No capítulo anterior apresentaram-se os resultados da simulação do sistema de gerenciamento de energia e frenagem regenerativa com as principais formas de onda referentes à operação dos conversores bidirecionais, que são gerenciados a partir da atuação das respectivas lógicas de controle. Nesse capítulo serão inseridos os resultados pertinentes ao funcionamento do sistema físico implementado em laboratório, onde adotou-se um procedimento semelhante, ou seja, primeiramente o acelerador é acionado e, após o eixo do motor atingir velocidade constante, realiza-se a frenagem regenerativa.

Antes de apresentar os resultados obtidos em laboratório, algumas observações serão realizadas a respeito da implementação do sistema lógico de gerenciamento no Simulink®. O primeiro ponto a ser destacado refere-se às alterações referentes aos blocos constituintes dos controladores. A nova configuração pode ser conferida na Figura 133.

Figura 133 - Estrutura do controlador implementado no DSpace®.



Fonte: Dados do próprio autor.

Como se observa, a estrutura implementada inclui um arranjo para resetar o controlador (bloco “PI discreto”) nos instantes em que a entrada “Reset” transita de nível alto para baixo. Tal transição ocorre se satisfeitas quatro condições, a saber, quando as correntes de referência são inibidas pelo usuário através da liberação da chave ON/OFF no “Painel” (sinal INB), caso ocorra falta por corrente excessiva nos transistores e nos sensores de

corrente (identificada pelo sinal F), se a corrente controlada “I” ultrapassa o limite máximo imposto pelo bloco “Imax” e finalmente quando a corrente de referência I_{refj} imposta pelas lógicas de controle é menor que 0,1. Todos esses sinais são enviados ao bloco “*Logical Operator*” que, configurado para realizar a operação lógica AND entre eles, permite que a saída transite de nível alto para baixo se qualquer uma das entradas proceder com tal comportamento.

O bloco “*Switch1*” é o elemento responsável por inibir as correntes de referência, ou seja, caso INB esteja em nível baixo, sua saída assume o valor configurado no bloco ($I_{ref}=0$). Nos testes realizados em bancada notou-se que o ruído oriundo da medição das correntes nas indutâncias L e L_a se propagava ao controlador através do somador e acarretava em sua saída valores diferentes de zero devido a ação integrativa, mesmo com a inibição da referência. Para solucionar este problema incluíram-se os blocos “*Switch2*” e “*Switch3*”, os quais permitem que as correntes de referência e aquela medida pelo respectivo sensor transitem ao somador ao mesmo tempo caso o valor de referência seja maior que 0,2.

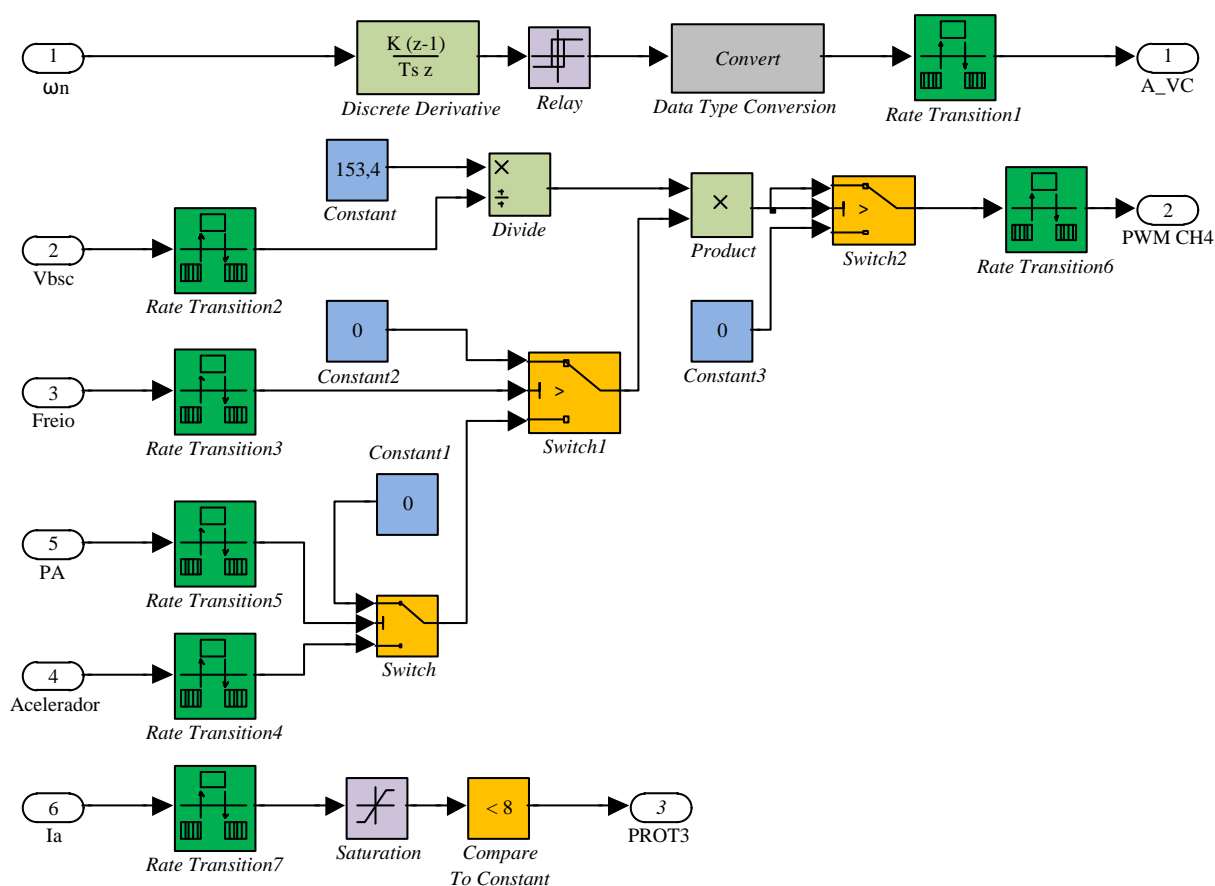
Nos instantes em que a operação do conversor deve ser interrompida, a lógica de controle impõe uma referência de corrente igual a zero ao respectivo controlador. A partir de então se deve garantir que sua saída seja nula pois um valor diferente de zero implica em uma razão cíclica de operação, o que poderia causar curto-circuito nos transistores de um mesmo conversor bidirecional caso a outra função (elevadora ou abaixadora) fosse acionada. Visando a resolução desse problema incluiu-se o bloco “*Compare to Constant*”, cuja função é realizar a operação de *reset* no controlador caso a corrente de referência caia abaixo de 0,1, garantindo assim razão cíclica nula. É importante salientar que isso é possível graças à presença de “*Switch2*” e “*Switch3*”, que mantem nulos os sinais incidentes no somador anteriormente à ação do *reset*.

Na implementação prática do controlador, verificou-se que o projeto realizado no Capítulo 3 apresentou instabilidade nos momentos em que foram realizados testes, porém tal comportamento não implica na existência erros de cálculo ou conceituais. Tal fato pode estar relacionado à possíveis desvios dos parâmetros da planta real e também ao próprio DSpace®, por apresentar limitações em relação à frequência de amostragem e atrasos no processamento. Assim, se optou por empregar somente um controlador PI, o qual foi ajustado para proporcionar uma frequência de cruzamento de 500Hz e margem de fase de 80° em todos os sistemas de malha fechada utilizados.

O segundo ponto a ser destacado refere-se às alterações no subsistema destinado ao controle das acelerações que, após sua evolução, resultou nos blocos mostrados na Figura

134. A detecção de aceleração a partir do cálculo da derivada da velocidade angular do eixo do motor agora passa a ser calculada pelo bloco “*Discrete derivative*”, onde a saída deste apresenta o mesmo resultado daquele usado na simulação. Como o DSpace® caracteriza-se por ser um sistema digital, o emprego de blocos discretos para operações que demandam um esforço computacional mais elevado é preferido, pois tal ação pode evitar problemas em sua operação. Um exemplo foi a utilização de controladores PI discretos (Figura 133) em vez dos analógicos, pois estes últimos impossibilitaram o correto funcionamento da malha de controle.

Figura 134 - Subsistema evoluído para o controle de aceleração.



Fonte: Dados do próprio autor.

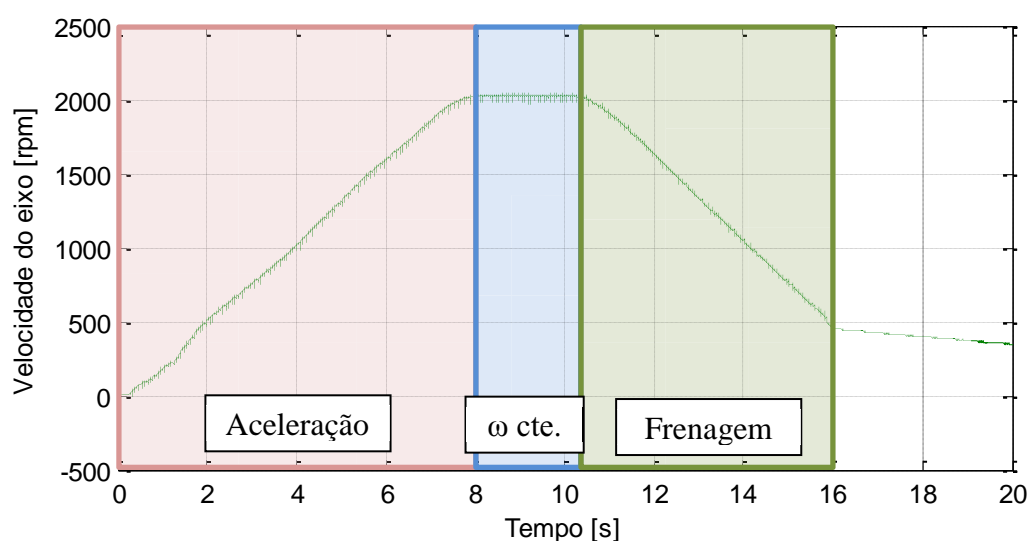
Outra alteração foi a inclusão do bloco “*Switch2*”, cuja função consiste em liberar o sinal resultante da modulação da tensão de controle pelo acelerador (dado pela saída do bloco “*Product*”) somente caso este seja maior que 0,02. Esta precaução garante que ruídos ou até mesmo pequenos *offsets* se propaguem ao canal PWM 3, o que poderia ocasionar a operação indevida do transistor T3.

Inseriu-se também um sistema proteção contra correntes excessivas durante a etapa de aceleração, o qual é constituído pelos blocos “*Saturation*” e “*Compare To Constant*”. O primeiro bloco tem a função e impedir que valores negativos da corrente na armadura (oriundos das frenagens regenerativas) sejam computados, e o segundo contém o valor máximo desejado para a corrente durante a aceleração. Caso esta ultrapasse o limite especificado, a saída “PROT3” transita a nível baixo, inibindo assim os pulsos de *gate* dos transistores integrantes dos conversores bidirecionais de energia.

Finalmente, a última alteração refere-se à adição de duas entradas ao bloco “*if*” da Figura 53, o qual controla a atribuição dos valores possíveis para I_{ref1} . Os dois sinais inclusos se referem ao “Freio” e “Fr. disponível”, ou seja, o envio de energia do motor para as baterias ocorre, além das outras condições, se o freio está acionado e se há a possibilidade de frenagem, a qual é indicada pelo Controle de frenagem (Subsistema 2 na Figura 57).

Realizadas as modificações descritas, procede-se com a inserção das principais formas de onda referentes à operação do sistema. Na Figura 135 encontra-se representado o comportamento da velocidade do eixo do motor CC ao longo do tempo. A obtenção desta curva seguiu a metodologia adotada na simulação, onde se acelera até a velocidade nominal (2000rpm) e se aguarda um período de tempo, realizando na sequência a frenagem regenerativa. As três etapas aqui consideradas são nomeadas respectivamente por “Aceleração”, “ ω cte.” e “Frenagem”.

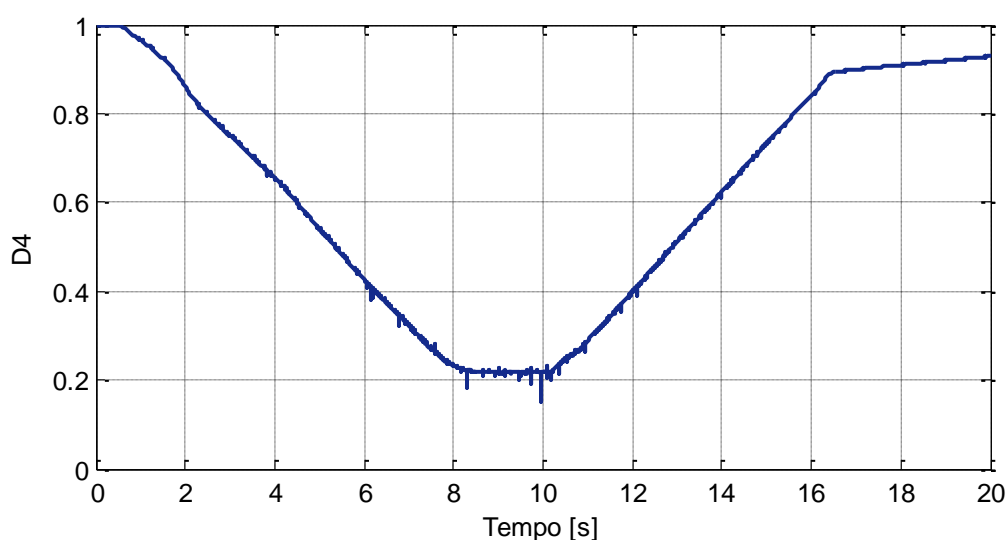
Figura 135 - Velocidade do eixo do motor CC.



Fonte: Dados do próprio autor.

O resultado do cálculo da evolução temporal da razão cíclica do conversor bidirecional 2 operando como elevador pode ser conferido na Figura 136. Conforme a velocidade do eixo do motor aumenta a tensão na armadura segue o mesmo comportamento contribuindo para a redução de D_4 , a qual se mantém constante a partir de oito segundos aproximadamente. A frenagem ocorre mais tarde a partir dos 10s, e a partir desse instante há o aumento de D_4 devido à redução da tensão induzida na armadura do motor CC, sendo a frenagem interrompida definitivamente em torno de 16,2s. É importante salientar que a curva mostrada no gráfico da Figura 136 mostra apenas o cálculo da razão cíclica em questão, não implicando, pois, na operação do conversor bidirecional 2 como elevador durante todo o processo, a qual ocorrer efetivamente somente no período de frenagem.

Figura 136 - Evolução temporal de D_4 durante o procedimento de teste.



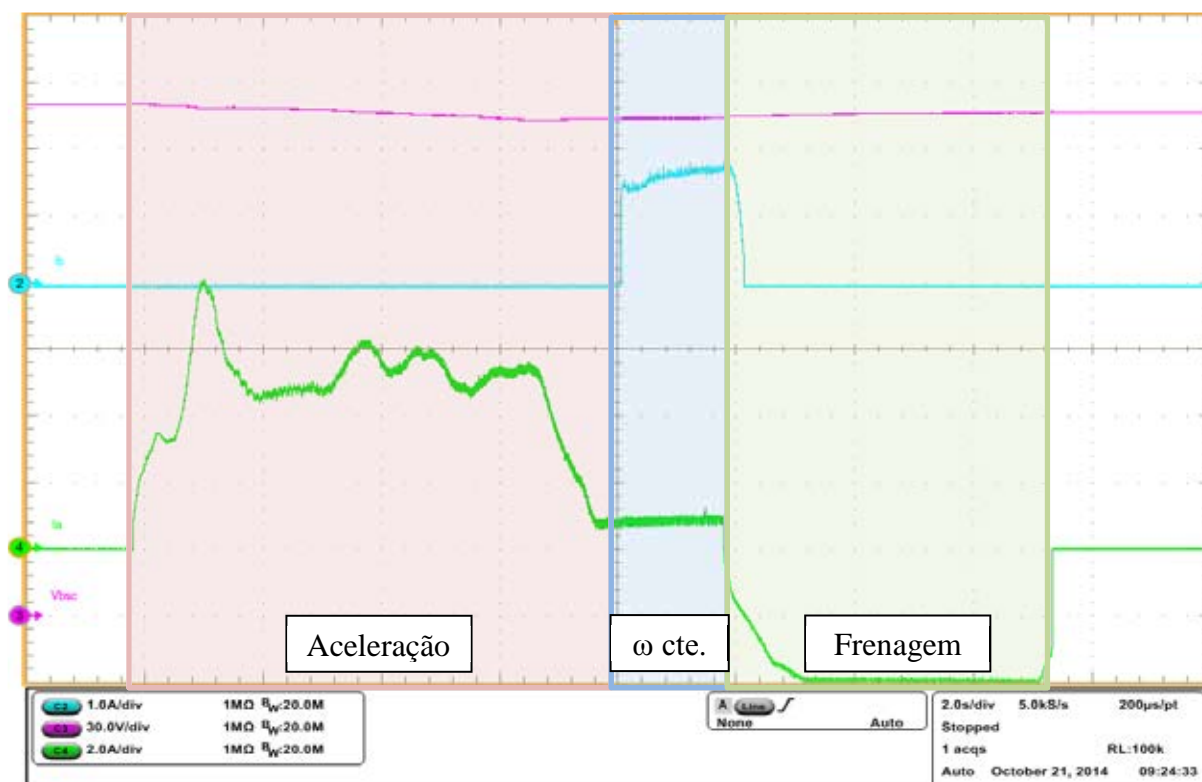
Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 137 são apresentados os comportamentos da tensão no banco de supercapacitores juntamente com as correntes no banco de baterias e na armadura do motor CC para a metodologia de teste adotada no Capítulo 6.

É interessante notar-se a evolução da tensão no banco de supercapacitores durante o teste realizado. Durante a aceleração, o potenciômetro referente ao acelerador foi variado de tal forma a manter a corrente na armadura próxima ao valor nominal, ou seja, 6A, onde ocorreu um pico de aproximadamente 8A no início do processo. Nesse período percebe-se a redução da tensão dos supercapacitores, o que comprova que a energia absorvida pelo motor nos processos de aceleração é fornecida única e exclusivamente por eles.

Durante a etapa de velocidade constante, o sistema passa a ser alimentado pelas baterias, e tal intervalo é identificado na Figura 137 pelo pulso retangular de corrente (no canal 2) com duração de aproximadamente 2s. Nesse período, a tensão nos supercapacitores permanece aproximadamente constante, já que a corrente de referência calculada para o controlador 2, quando refletida à saída do conversor bidirecional 1, tem aproximadamente o mesmo valor médio daquela absorvida pelo conversor bidirecional 2.

Figura 137 - Formas de onda de V_{bsc} , I_b e I_a segundo metodologia empregada na simulação.



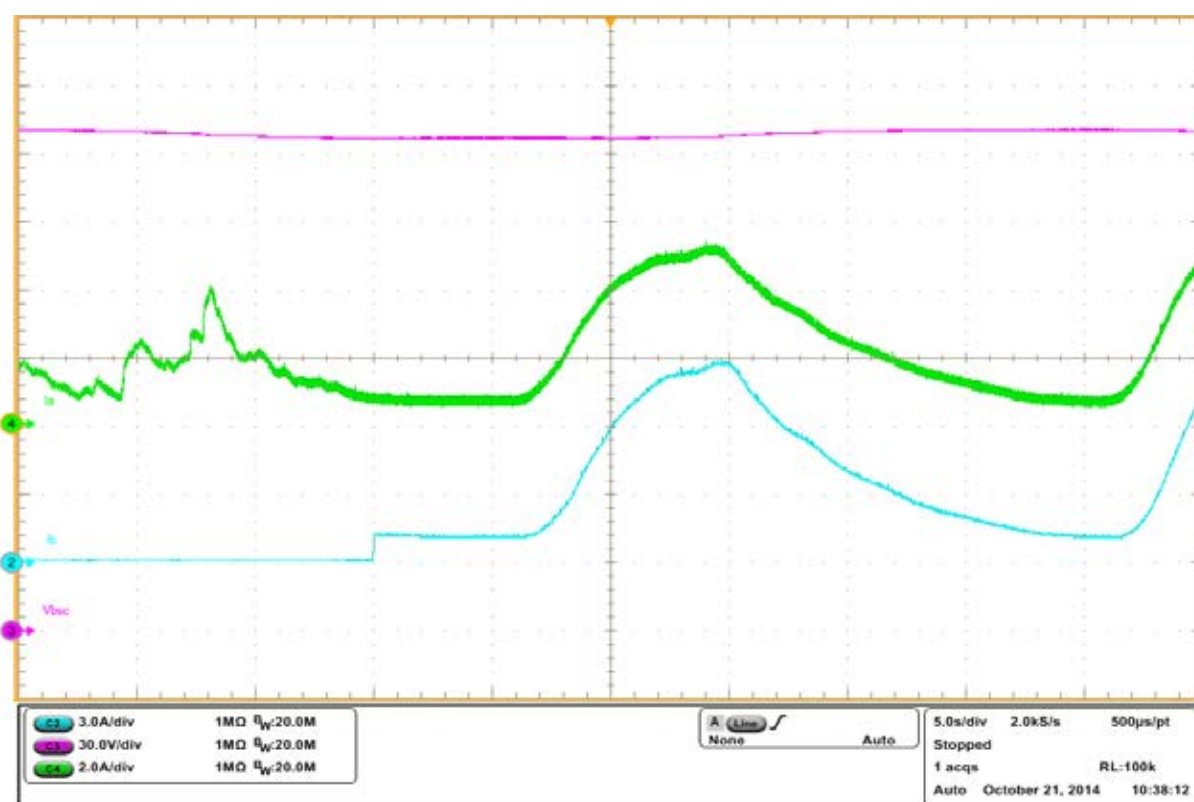
Fonte: Dados do próprio autor.

Após o intervalo de velocidade constante, em que a corrente da armadura permanece em torno de 0,8A, realiza-se a frenagem regenerativa, onde o potenciômetro referente ao freio é variado com o objetivo de se alcançar uma corrente na frenagem cujo módulo é 4A, como adotado na simulação. O fluxo de energia do motor para o banco de supercapacitores reflete em correntes negativas na armadura, e nesse instante nota-se o aumento da tensão no referido banco.

Para complementar a visualização da operação real do sistema será mostrada a inserção de carga adicional ao eixo do motor, a qual foi realizada com o auxílio de um Freio de *Foucault*. O resultado deste teste está indicado na Figura 138.

O comportamento irregular inicial na corrente de armadura repercute o final de um processo de aceleração, o qual foi realizado visando atribuir ao eixo uma velocidade inicial para o teste, adotada como sendo igual a 150rad/s (aproximadamente 1430rpm). Após este período inicia-se a transferência de energia das baterias para os supercapacitores, onde a corrente inicial no indutor L é de 1,2A. Tal valor permanece constante até o instante em que ocorre o aumento de carga no eixo do motor CC, repercutindo assim no acrescimento da corrente de armadura.

Figura 138 - V_{bsc} , I_a e I_b durante a variação de carga no motor CC.



Fonte: Dados do próprio autor.

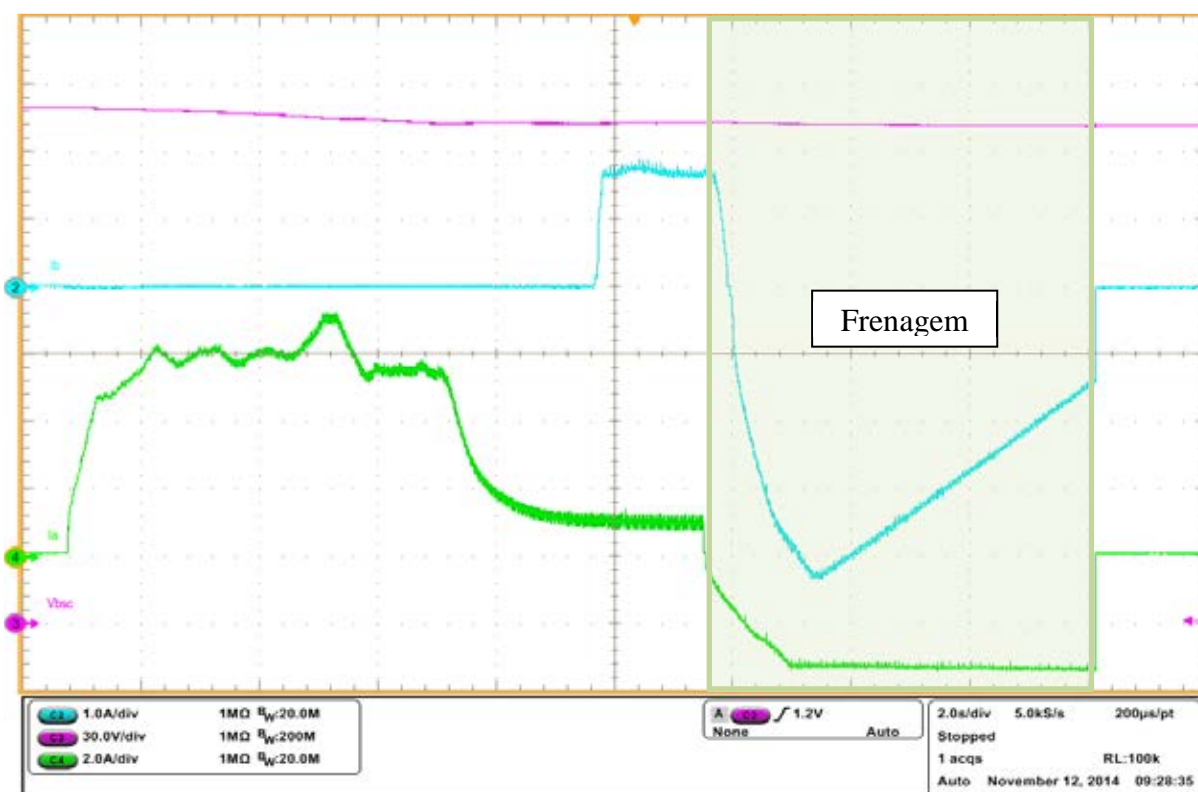
Como o cálculo da corrente de referência para o controlador 2 é baseado na tensão aplicada aos terminais do motor, na tensão dos supercapacitores e na corrente de armadura (Eq. (77)), é natural se esperar um comportamento temporal semelhante dentre a corrente de descarga das baterias e aquela absorvida pelo motor, como se pode notar pelas respectivas formas de onda.

Durante a variação de carga, houve alteração da tensão no banco de supercapacitores, o que teoricamente não deveria ocorrer devido ao esforço da lógica de controle em mantê-la fixa. Obviamente, a representação de um sistema físico por um modelo matemático carrega

erros na estimação de parâmetros e também simplificações, surgindo assim resultados que não são idênticos aos estimados teoricamente. A manutenção da tensão citada pode ser alcançada por meio da adição de uma malha de tensão ao controlador 2, o que possivelmente eliminaria tal variação.

Durante as frenagens regenerativas é possível o envio da energia oriunda do motor CC diretamente para o banco de baterias, o que ocorre quando a tensão no banco de supercapacitores ultrapassa o máximo valor operacional, ou seja, 270V. Como esta situação é um tanto difícil de ocorrer na prática, pois não há energia mecânica excedente, a tensão de início deste processo foi reduzida para 230V, para que se pudesse verificar esta transferência de energia. O resultado está indicado na Figura 139.

Figura 139 - V_{bsc} , I_a e I_b durante a transferência de energia direta do motor para as baterias.



Fonte: Dados do próprio autor.

O intervalo no qual a energia é entregue ao banco de baterias está destacado pela região nomeada “Frenagem”. Durante este processo a corrente I_b assume valores negativos, ou seja, as baterias estão sendo carregadas durante a frenagem regenerativa. Pode-se notar que a tensão no banco de supercapacitores manteve-se aproximadamente constante nessa etapa,

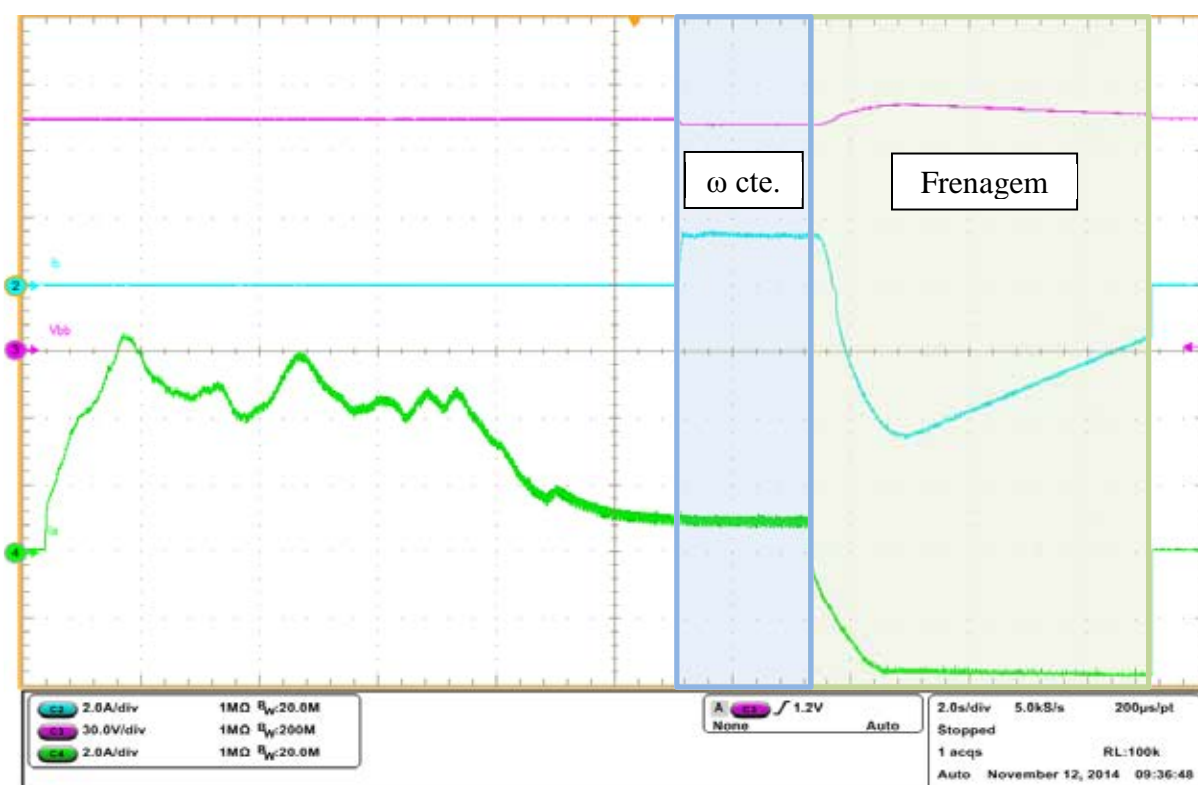
conforme esperado, e que a corrente I_b tem decaimento linear a partir do momento em que I_a assume $-3,2A$ e se anula após a interrupção da frenagem pela lógica de controle.

A explicação para o referido decaimento vem da Eq. (74), a qual fornece a corrente de referência para o controlador 1 durante a carga das baterias nas frenagens. Como em tal período a corrente na armadura permanece constante e a variação da tensão nas baterias é pequena quando comparada ao decaimento temporal da velocidade angular do motor, esta última tem maior influência no resultado final, ou seja, o decaimento aproximadamente linear de ω_n repercute em um comportamento semelhante em I_{cref} .

Até o momento os resultados experimentais mostraram o comportamento da tensão no banco de supercapacitores durante as etapas destacadas, ou seja, nas acelerações, nas velocidades angulares constantes e nas frenagens regenerativas. A seguir será apresentado o comportamento da tensão no banco de baterias para os referidos intervalos, e também no momento de carga dos supercapacitores.

A Figura 140 retrata a evolução de V_{bb} , I_a e I_b na transferência de energia direta do motor CC para as baterias, com destaque para as etapas de velocidade angular constante e de frenagem.

Figura 140 - V_{bb} , I_a e I_b durante a transferência de energia direta do motor para as baterias.



Fonte: Dados do próprio autor.

Nesse momento, apresenta-se o desempenho do sistema real quanto à energia recuperada durante o processo de frenagem regenerativa, considerando diferentes valores de corrente absorvidas da armadura. Todos os testes foram realizados com base em uma tensão inicial no banco de supercapacitores igual a 234V. A Tabela 19 contém os valores obtidos das energias mecânica e regenerada, da tensão no banco de supercapacitores e da velocidade angular do eixo imediatamente após a interrupção da frenagem pela lógica de controle e finalmente o rendimento.

Tabela 19 - Valores práticos obtidos para a determinação do rendimento na regeneração.

	Valores obtidos em laboratório					
I_a [A]	1	2	3	4	5	6
ω_f [rad/s]	43	44	46	48	51	54
E_{mp} [J]	2049	2045	2036,22	2027,10	2012,70	1997,42
V_{bscf} [V]	235,7	236	236,2	236,2	236,1	236,1
E_{rp} [J]	1009,76	1193,80	1313,73	1313,73	1253,75	1253,75
η_{rp}	0,49	0,58	0,64	0,65	0,62	0,62

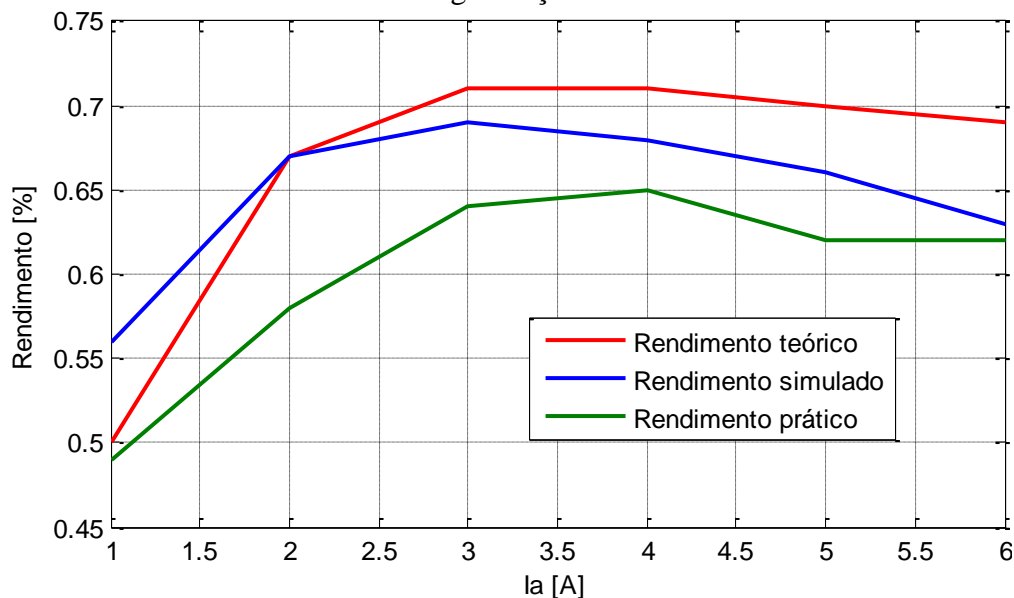
Fonte: Dados do próprio autor.

A energia mecânica é calculada com base nas velocidades angulares iniciais e finais do eixo do motor, e também a partir do momento de inércia do disco. Em todos os casos ensaiados, a velocidade inicial era de aproximadamente 210rad/s, o que corresponde à velocidade nominal da máquina (2000rpm). Nota-se na Tabela 19 que as velocidades finais das frenagens aumentam conforme se aumenta a corrente regenerada. Este fato pode ser explicado com base na Eq. (54), ou seja, como a razão cíclica máxima nesse processo é sempre fixa em 0,8, correntes mais elevadas causam maiores quedas de tensão na armadura e assim a interrupção da frenagem segue em velocidades crescentes. Para uma melhor compreensão do rendimento do sistema real, montou-se o gráfico da Figura 142, onde são mostradas as curvas referentes aos valores teóricos, simulados e práticos.

Nota-se que no sistema prático a transferência de energia entre o motor e o supercapacitor ocorreu de forma menos eficiente, porém os valores são próximos aos simulados. Adicionalmente, pode-se observar um intervalo onde ocorrem os máximos rendimentos, o que ocorre entre 3A e 4A. Os fatores que provavelmente contribuíram para menores rendimentos podem ser referentes às diferenças existentes nos vários parâmetros utilizados na modelação do sistema real, que incluem as perdas de chaveamento, perdas mecânicas e alterações na resistência de armadura devido ao aquecimento dos enrolamentos e

das escovas. Também, não se podem descartar os próprios modelos matemáticos empregados, já que fornecem uma estimativa à respeito da descrição operacional do sistema real.

Figura 142 - Comparação entre o rendimento teórico, simulado e prático durante a regeneração.



Fonte: Dados do próprio autor.

7.1 CONSIDERAÇÕES E CONCLUSÕES PARCIAIS

No decorrer deste capítulo foi possível verificar, a partir das formas de onda oriundas da operação real do sistema implementado em laboratório, a atuação das lógicas de controle na coordenação da operação dos conversores bidirecionais a partir do gerenciamento das correntes de referência impostas aos controladores.

A metodologia adotada no controle, a qual foi baseada na execução das funções elevadora ou abaixadora individualmente a cada conversor, se mostrou uma solução relativamente simples, porém eficaz, no gerenciamento da energia entre as fontes acumuladoras e o motor CC.

O banco de baterias apresenta uma resistência série equivalente relativamente elevada, resultando em alguns problemas na operação do sistema. Estes são relacionados ao desligamento dos bancos de baterias pelos CIs de monitoramento (equalizadores) devido às alterações relativamente expressivas em suas tensões durante a carga e descarga. Assim, durante os testes, foi necessário limitar as correntes na bateria a valores abaixo dos nominais, principalmente na etapa de carga do banco de supercapacitores.

Já com relação à impedância equivalente do banco de supercapacitores, não foram notadas alterações instantâneas em sua tensão, devido a correntes pulsadas dos conversores, durante as operações de transferência de energia bidirecional, ou seja, conforme absorção ou fornecimento de energia pelos supercapacitores, considera-se então uma impedância desprezível por parte destes armazenadores de energia.

8 CONCLUSÕES

Ao término desse trabalho, considerando-se todas as etapas de desenvolvimento, desde a concepção até a implementação prática, foi observado que o comportamento geral do sistema e muitos de seus detalhes apresentaram respostas previstas teoricamente. Nesse sentido se destaca a associação de condicionadores de energia elétrica, compondo um sistema híbrido de alimentação através de um banco de baterias de íon de lítio e de um banco de supercapacitores, apresentando os pontos positivos e negativos de cada fonte secundária, como a alta resistência série do banco de baterias, provocando quedas de tensão relativamente elevadas quando submetidas a fluxos de energia muito elevados. Tal fenômeno resultou em problemas de desligamento prematuro realizados pelo sistema de proteção das células, impedindo que o banco de baterias fosse utilizado em suas condições nominais de fluxo de potência. Em contrapartida, foi demonstrado que o banco de supercapacitores apresenta uma resistência série muito baixa, permitindo operações com correntes elevadas, detendo a capacidade de suportar grandes picos de corrente durante as acelerações, e evidenciando sua característica de propiciar altas densidades de potência para garantir elevada vida útil às fontes secundárias de energia elétrica.

Um foco adicional de desligamentos indevidos refere-se à atuação da proteção de sobrecorrente do sistema durante as curvas de aceleração, uma vez que podem resultar em derivadas de corrente muito elevadas em função da conduta do motorista, resultando inclusive em desconforto aos passageiros. Assim, a implementação de um controle de aceleração suave, eliminando os degraus de aceleração, eliminaria esforços excessivos da máquina de tração, proporcionaria maior conforto aos passageiros e solucionaria problemas de sobrecorrente no sistema.

Outro aspecto importante avaliado nos ensaios práticos relaciona-se ao rendimento dos conversores de energia elétrica responsáveis pelo processo regenerativo, uma vez que as características do conversor posicionado entre os condicionadores de energia elétrica são bem explorados pela literatura quando os ganhos de tensão não são elevados, apresentado rendimento superior a 90%. Já o conversor posicionado entre o banco de supercapacitores e a máquina de tração depende da tensão de armadura, sendo esse o fator mais crítico no processo de regeneração da energia nas frenagens, conferindo assim um rendimento máximo de 65%, o que foi observado para velocidades elevadas de operação, como apresentado no Capítulo 7 desse trabalho.

Como ferramenta de prototipagem, a utilização do DSpace[®] possibilitou a implementação de toda a lógica de controle e dos controladores com relativamente pouco esforço, já que a “programação” pode ser realizada a partir do Simulink[®], proporcionando praticidade na realização de cálculos matemáticos e na criação de sistemas lógicos de controle, e dispensando a necessidade de programação em código. Entretanto, dependendo da complexidade e da quantidade de informações processadas, o sistema pode se tornar demasiadamente lento, prejudicando o bom funcionamento de alguns processos. Desta forma, soluções alternativas devem ser levadas em consideração, como redução da taxa de amostragem ou utilização de dispositivos externos para minimizar o esforço computacional. Nesse trabalho, o uso intensivo de blocos “*Rate Transition*” para o ajuste das frequências de amostragem apresentou grande contribuição nesse quesito, não estando presentes apenas nas operações internas dos controladores.

Nesse trabalho, uma vez que o foco da pesquisa não estava centrado em um sistema de equalização ativa de tensão no banco de baterias, um circuito comercial de equalização passiva, e portanto dissipativo, foi utilizado. Portanto, um tópico para aprimoramento e desenvolvimento futuro desse projeto consiste no desenvolvimento de um sistema de equalização de tensão ativa para a fonte secundária em questão.

Relacionado ao controle de tensão do banco de supercapacitores durante os ciclos de funcionamento do veículo, processos mais elaborados podem ser empregados, utilizando-se de uma malha de controle de tensão, juntamente com malha de controle de corrente já existente, empregando inclusive uma metodologia de cálculo de fluxo de potências como referência para o controle de tensão do barramento CC.

Adicionalmente, completando o sistema de gerenciamento de energia para um veículo elétrico, um posto de abastecimento com seus sistemas para o controle de fluxo, conexão e desconexão deve ser implementado em trabalhos futuros, permitindo o gerenciamento de carga do banco de supercapacitores e do banco de baterias. Tal posto deve contemplar um conversor de elevado fator de potência alimentado pela rede elétrica, capaz de operar em modo corrente e em modo tensão, onde a carga das baterias seria gerenciada pelo conversor bidirecional 1, como já desenvolvido nesse trabalho.

REFERÊNCIAS

- 1 HUSAIN, I. **Electric and hybrid vehicles: design fundamentals**. Washington D.C.: CRC Press LLC, 2005.
- 2 EHSANI, M.; GAO Y. ; EMADI A. **Modern electric, hybrid electric and fuel cell vehicles: fundamentals, theory and design**. 2. ed. Boca Raton: CRC Press LLC, 2010.
- 3 THE HISTORY of electric vehicles. Disponível em:
<http://www.electricvehiclesnews.com/History/historyyearly.htm>. Acesso em: 19 maio 2014.
- 4 CRAIB, J. **Eureka**. Disponível em: <http://www.caille.8m.com>. Acesso em: 19 maio 2014.
- 5 ANDERSON, C. D.; ANDERSON, J. **Electric and hybrid cars: a history**. 2. ed. Jefferson: McFarland & Company, 2010.
- 6 BATERIA de sal fundido. Disponível em:
http://pt.wikipedia.org/wiki/Bateria_de_sal_fundido. Acesso em: 07 jul. 2014.
- 7 DIXON, J.; NAKASHIMA, I.; ARCOS, E. F. et al. Electric vehicle using a combination of ultracapacitors and ZEBRA battery. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 57, n. 3, p. 943-949, 2010.
- 8 MAXWELL TECHNOLOGIES. **Top 10 reasons for using ultracapacitors in your system designs**. Disponível em:
http://www.maxwell.com/images/documents/whitepaper_top_10_reasons_for_ultracaps.pdf <>. Acesso em: 14 nov. 2014.
- 9 LEE, J. Ultracapacitor applications for uninterruptible power supplies (UPS). **Maxwell Technologies**. Disponível em:
< http://www.maxwell.com/images/documents/whitepaper_application_for_ups.pdf >. Acesso em: 14 nov. 2014.
- 10 BORSARI, V.; ASSUNÇÃO, J. V. **As emissões de gases de efeito estufa por veículos automotores leves**. São Paulo: Interfacehs, 2006.
- 11 OS TRANSPORTES e a emissão de CO₂ – o efeito estufa. Disponível em:
<http://www.antaq.gov.br/portal/Pdf/MeioAmbiente/EmissaoCo2EfeitoEstufa.pdf>. Acesso em: 20 maio 2014.
- 12 BENTO, M. H. et al. Efeitos da poluição do ar causada por veículos automotores na saúde humana e no meio ambiente. **Revista de Engenharia e Tecnologia**, Ponta Grossa, v. 4, n. 3, p. 19-34, 2012. Disponível em: <<http://www.revistaret.com.br/ojs-2.2.3/index.php/ret/article/viewFile/114/163>>. Acesso em: 12 jun. 2014.
- 13 RANKING de veículos em emissões de CO₂ por km rodado. Disponível em:
<http://business.personalco2zero.com/wp-content/uploads/2013/01/EstudoEmissoesporKMrodado2013.pdf>. Acesso em: 20 maio 2014.

14 FILIZOLA, M. I.; YAMASHITA, Y.; VERAS, C. A. G. Nível de emissão de gases de veículos automotores leves do ciclo otto: valores referenciais. Brasília, In: CONGRESSO DE PESQUISA E ENSINO EM TRANSPORTES, 18., Brasília, DF. **Anais...** Brasília, DF: Antaq, 2004. p. 145-149. Disponível em:

<http://cbtmetrorec.gov.br/estudos/pesquisa/anpet_xviiiCongrpesqens/rt/RD_arq33.pdf>.

Acesso em: 12 jul. 2014.

15 NOTTER, D. A. et al. Contribution of Li-Ion batteries to the environmental impact of electric vehicles. **Environmental science & technology**, Easton, v. 44, p. 6550-6556, 2010.

Disponível em:

<<http://pubs.acs.org/doi/pdf/10.1021/es903729a>>. Acesso em: 15 nov. 2014.

16 GREENIT. Batteries for IT systems: environmental issues. Disponível em:

<<http://www.greenit.net/downloads/GreenIT-EnvIssues-Batteries.pdf>>. Acesso em: 15 nov. 2014.

17 YENDER, G. L. **Battery recycling technology and collection processes**. Disponível

em:<<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=675026>>. Acesso em: 15 nov. 2014.

18 YU, Y. et al. Environmental characteristics comparison of Li-ion batteries and Ni-MH batteries under the uncertainty of cycle performance. **Journal of Hazardous Materials**, Amsterdam, v. 229/230, p. 455-460, 2012. Disponível em:

<<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0304389412006371>>. Acesso em: 15 nov. 2014.

19 EVOLUÇÃO das baterias para veículos elétricos traz benefícios para outros setores.

Disponível em <http://www.cpqd.com.br/midia-eventos/conexao-cpqd/conexao-cpqd-janeiro-2014/evolucao-das-baterias-para-veiculos-eletricos-traz-beneficios-para-outros-s>. Acesso em: 15 nov. 2014.

20 BYRNE, J. A. **What you need to know about stationary battery recycling**. Disponível

em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6374464>>. Acesso em: 15 nov. 2014.

21 DEWULF, Jo. et al. Recycling rechargeable lithium ion batteries: Critical analysis of natural resource savings. **Resources, Conservation and Recycling**, Amsterdam, v. 54, p. 229-234, 2010. Disponível em:

<<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0921344909001815>>. Acesso em: 15 nov. 2014.

22 MALAVIKA, C. R. **Environmental effects associated with battery disposal**.

Disponível em: <http://www.frost.com/sublib/display-market-insight-top.do?id=20759887>. Acesso em: 15 nov. 2014.

23 ESTIMA, J. O.; CARDOSO, A. J. M. Efficiency analysis of drive train topologies applied to electric/hybrid vehicles. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, New York, v. 61, n. 3, p. 1021-1031, 2012. Disponível em: <

<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=6146445>>. Acesso em: 20 jun. 2014.

24 ZHANG, J.; LAI, J. S.; YU, W. **Bidirectional DC-DC converter modeling and unified controller with digital implementation**. Blacksburg: Virginia Polytechnic and State University, 2008.

25 JIANHUA, W.; FANGHUA, Z.; CHUNYING, G. et al. Modeling and analysis of a buck/boost bidirectional converter with developed PWM switch model. In: **INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS**, 8., 2011, Geju. **Proceedings of the...** Geju: IEEE, 2011. p. 705-711. Disponível em: < <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=5944647>>. Acesso em: 20 ago. 2014.

26 DIJK, E. et al. PWM-switch modeling of DC-DC Converters. **IEEE Transactions and Power Electronics**, New York, v. 10, n. 6, p. 659-665, 1995.

27 VORPÉRIAN, V. Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch – Part I. **IEEE Transactions in Aerospace and Electronic Systems**, Piscataway, v. 26, n. 3, p. 490-496, 1990. Disponível em: < <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=106126>>. Acesso em: 12 set. 2014.

28 ZHANG, J. **Bidirectional DC-DC power converter design optimization, modeling and control**. 2008. 135 f. Thesis (Doctor of Philosophy in Electric Engineering) - Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 2008.

29 BURKE, A. F. Batteries and ultracapacitors for electric, hybrid, and fuel cell vehicles. **Proceedings of the IEEE**, New York, v. 95, n.4, p. 806- 820, 2007. Disponível em: < <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4168012>>. Acesso em: 12 ago. 2014.

30 CAO, J.; EMADI, A. A new battery/ultracapacitor hybrid energy storage system for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 27, n. 1, p. 122-132, 2012. Disponível em: < <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=5764539>>. Acesso em: 12 out. 2014.

31 SAMOSIR, A. S.; YATIM, A. H. M. Implementation of dynamic evolution control of bidirectional DC-DC converter for interfacing ultracapacitor energy storage to fuel-cell system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 57, n. 10, p. 3468-3473, 2012. Disponível em: < <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5409548>>. Acesso em 02 set. 2014.

32 GUMMI, K.; FERDOWSI, M. Double-input DC-DC power electronic converters for electric-drive vehicles – topology exploration and synthesis using a single-pole triple-throw switch. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 57, n. 2, p. 617-623, 2010. Disponível em: < <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5256294>>. Acesso em: 12 ago. 2014.

33 KHALIGH, A.; LI, Z. Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: state of the art. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, New York, v. 59, n. 6, p. 2806-2814, 2012. Disponível em: < <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5446335>>. Acesso em: 12 out. 2012.

34 CAO, J.; EMADI, A. **A new battery/ultra-capacitor hybrid energy storage system for electric, hybrid and plug-in hybrid electric vehicles**. Chicago: Illinois Institute of Technology, 2009.

35 AMJADI, Z.; WILLIAMSON, S. S. A novel control technique for a switched-capacitor-converter-based hybrid electric vehicle energy storage system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 57, n. 3, p. 926-934, 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5256215>>. Acesso em: 12 jan. 2014.

36 NI, L.; PATTERSON, D. J. D.; HUDGINS, J. L. High power current sensorless bidirectional 16-phase interleaved DC-DC converter for hybrid vehicle application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 27, n. 3, p. 1141-1151, 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5986729>>. Acesso em: 12 abr. 2014.

37 CASTRO, R. et al. Robust DC-link control in EV's with multiple energy storage systems. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, New York, v. 61, n. 8, p. 3553-3565, 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6242425>>. Acesso em: 12 mar. 2014.

38 ONAR, O. C.; KOBAYASHI, J.; KHALIGH, A. A fully directional universal power electronic interface for EV, HEV, and PHEV applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 28, n. 12, p. 5489-5498, 2013. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6395261>>. Acesso em: 12 jun. 2014.

39 ERICKSON, R. W. **Fundamentals of power electronics**. Boston : Kluwer Academic, 1997.

40 FAIRCHILD semiconductor, FGH20N60UFD - 600 V, 20 a field stop IGBT. Disponível em: <<https://www.fairchildsemi.com/datasheets/FG/FGH20N60UFD.pdf>>. Acesso em: 26 set. 2014.

41 BARBI, I. **Eletrônica de potência**. 6. ed. Florianópolis: Ed. do Autor, 2006.

42 HS BENEFICIAMENTO de alumínio Ltda. **Catálogo HS dissipadores**. Disponível em: <<http://www.hsdissipadores.com.br/catalogo.pdf>>. Acesso em 26 set. 2014.

43 COMAIR ROTRON. **Whisper XL AC**. Disponível em: <<http://datasheet.octopart.com/028778/WX2A1-Comair-Rotron-datasheet-51276.pdf>>. Acesso em: 26 set. 2014.

44 WIKIPEDIA. **Conversion of units**. Disponível em: http://en.wikipedia.org/wiki/Conversion_of_units#Flow_.28volume.29. Acesso em: 26 set. 2014.

45 WIKIPEDIA. **Ilha Solteira**. Disponível em: <http://pt.wikipedia.org/wiki/Ilha_Solteira>.. Acessado em: 26 set. 2014.

46 AVAGO Technologies. **ACPL-C79B, ACPL-C79A, ACPL-C790 precision miniature isolation amplifiers**. Disponível em:
http://www.avagotech.com/pages/en/optocouplers_plastic/plastic_miniature_isolation_amplifier/acpl-c79a/. Acesso em: 26 set. 2014.

47 SERGIO, F. **Design with operational amplifiers and analog integrated circuits**. 3. ed. New York: Mc Graw Hill, 2002.

48 ALLEGRO. **ACS716**. Disponível em:
<http://www.allegromicro.com/~media/Files/Datasheets/ACS716-Datasheet.ashx>. Acesso em: 26 set. 2014.

49 AVAGO Technologies. **ACPL**. Disponível em: <<http://www.avagotech.com/docs/AV02-0120EN>>. Acesso em: 26 set. 2014.

50 TEXAS INSTRUMENTS. **Multi-cell lithium-ion/polymer precision protector**. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq77910a.pdf>>. Acesso em: 26 set. 2014.

51 INTERNATIONAL RECTIFIER. **IRF2807**. Disponível em:
<<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/68130/IRF/IRF2807.html>>. Acesso em: 26 set. 2014.

52 TEXAS INSTRUMENTS. **BQ77910AEVM**. Disponível em:
<<http://www.ti.com/lit/ug/sl00855/sl00855.pdf>>. Acesso em: 26 set. 2014.

APÊNDICE

A seguir serão inseridos os resultados referentes aos ensaios realizados com o motor de corrente contínua em laboratório. Estes permitiram a obtenção da resistência de armadura R_a , da constante K_m e também de curvas torque x velocidade.

Na Tabela 20 encontram-se os dados referentes aos ensaios do motor com carga (disco conectado ao eixo) e à vazio, onde foram coletados a velocidade do eixo, a tensão terminal, a corrente de armadura e a tensão no tacômetro acoplado à máquina.

Tabela 20 - Ensaio do motor CC com carga e à vazio.

ω [rpm]	Ensaio com carga		Ensaio à vazio		
	V_t [V]	I_a [A]	V_t [V]	I_a [A]	V_s [V]
100	9,22	0,27	9,47	0,23	3,70
200	17,61	0,33	17,50	0,26	7,60
300	26,04	0,37	25,02	0,28	11,20
400	34,53	0,41	32,36	0,30	14,60
500	42,60	0,44	39,50	0,32	18,24
600	50,30	0,47	46,80	0,34	21,84
700	57,30	0,50	55,10	0,36	25,80
800	65,90	0,51	61,60	0,37	29
900	70,90	0,53	70,60	0,38	33,50
1000	78,90	0,54	78,80	0,40	37,40
1100	85,80	0,57	87,50	0,41	41,50
1200	95	0,59	93,30	0,42	44,40
1300	102,20	0,61	101,20	0,43	48
1400	108,70	0,63	109	0,45	52,10
1500	116,30	0,64	116,30	0,46	55,60
1600	124,60	0,67	123,10	0,47	58,90
1700	131,70	0,69	132,30	0,48	63,20
1800	139,30	0,76	140,80	0,50	67,40
1900	145	0,75	144,50	0,51	69
2000	152,90	0,78	153,40	0,52	72,70

Fonte: Dados do próprio autor.

Na encontram-se os resultados do ensaio do motor com o eixo bloqueado, onde a tensão de alimentação foi variada até se obter corrente nominal.

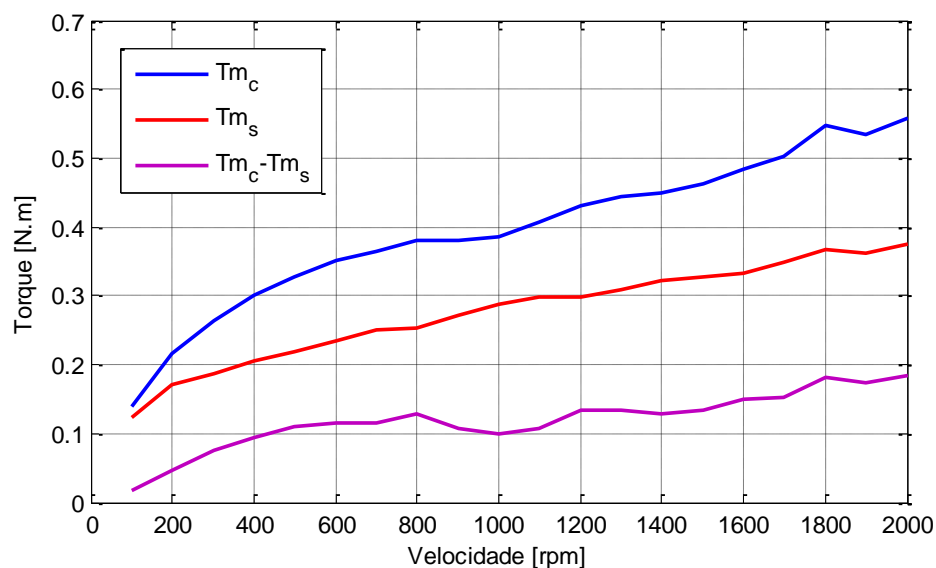
Tabela 21 - Ensaio do motor com o eixo bloqueado.

I_a [A]	V_t [V]
1	4,92
2	7,52
3	14,53
4	13,69
5	16,73
6	19,55

Fonte: Dados do próprio autor.

A partir dos dados dispostos na Tabela 21 obteve-se o valor médio para a resistência de armadura, tomando-se a média dos quocientes entre a tensão terminal e a corrente de armadura, resultando em $R_a = 3,92\Omega$. O valor da constante do motor pode ser calculado com base na Eq. (36), onde a tensão na armadura é computada pela Eq. (38). Assim, a aplicação dessas duas equações a partir dos dados da Tabela 20, considerando-se os testes com o motor à vazio, obtém-se o valor médio de K_m , sendo igual a 0,74. A Figura 143 contém as curvas de torque x velocidade obtidas a partir dos ensaios.

Figura 143 - Curvas torque x velocidade obtidas do conjunto motor-disco.



Fonte: Dados do próprio autor.

O torque mecânico desenvolvido pela máquina conectada ao disco é representado pela curva em azul, que contém as características de torque x velocidade da carga inercial, ou seja, do disco, somadas as do atrito do eixo do motor e ao atrito do rolamento que suporta a massa girante. A curva em vermelho, obtida com a máquina à vazio, mostra a curva torque x velocidade desenvolvida por ela para vencer o atrito dos rolamentos que suportam seu eixo. Finalmente, a curva em roxo traduz o resultado da diferença entre a primeira e a segunda curva citadas.

Nota-se que o torque de atrito T_{m_s} apresenta uma característica aproximadamente linear, ao contrário de T_{m_c} e de $T_{m_c}-T_{m_s}$, que mostram um comportamento quadrático até os 800rpm, onde a partir do qual também crescem linearmente. A característica quadrática é devido à carga inercial, pois ela se apresenta em todas as curvas, com exceção daquela obtida com o motor a vazio. Adicionalmente, nota-se que o disco exige baixo torque mecânico, predominando a influência do atrito do rolamento onde ele se conecta.