

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

MARCELO LUZA

**SISTEMAS DE CONTROLE PARA OTIMIZAÇÃO
DE ENERGIA PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PATO BRANCO

2019

MARCELO LUZA

SISTEMAS DE CONTROLE PARA OTIMIZAÇÃO DE ENERGIA PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso de Engenharia Elétrica da Coordenação de Engenharia Elétrica - COELT - da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, Campus Pato Branco, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Emerson Giovani Carati,
Dr. Eng.

PATO BRANCO

2019

TERMO DE APROVAÇÃO

O Trabalho de Conclusão de Curso intitulado **SISTEMAS DE CONTROLE PARA OTIMIZAÇÃO DE ENERGIA PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS** do acadêmico **Marcelo Luza** foi considerado . de acordo com a ata da banca examinadora N° **247** de **2019**.

Fizeram parte da banca examinadora os professores:

Prof. Emerson Giovani Carati, Dr. Eng.

Prof. Carlos Marcelo de Oliveira Stein, Dr. Eng.

Prof. Everton Luiz de Aguiar, Me. Eng.

A Ata de Defesa assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica

A toda minha família, principalmente aos meus pais, por não medirem esforços para criação, educação e incentivo aos seus filhos.

*Acreditar é mais fácil do que pensar. Daí existem
muito mais crentes do que pensadores.*

Bruce Calvert

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente aos meus pais, que me deram condições para concretizar este importante passo em minha jornada de vida. Agradeço ao meu irmão, por ter me acompanhado e me apoiado em todos os momentos da minha trajetória para a realização deste trabalho.

Não poderia deixar de agradecer ao Professor orientador Dr. Emerson Giovani Carati, por não ter desistido de me orientar em todas as dificuldades e desafios que até aqui enfrentei. Por sempre estar disposto a aperfeiçoar e direcionar o meu trabalho, sempre com muita paciência e respeito, além de sempre procurar me incentivar e superar as dificuldades que no caminho apareceram. Agradeço à banca, por se mostrarem dispostos a avaliar o meu trabalho e contribuir para o meu aperfeiçoamento.

Agradeço aos meus companheiros de curso, tanto àqueles que ingressaram junto comigo, como também àqueles que pelo caminho encontrei. Lhes agradeço por cada palavra prestada, cada apoio e tempo que dedicaram para me auxiliar. Agradeço imensamente também por todos os trabalhos voluntários prestados através de associações que fiz parte, na qual me propuseram incontáveis experiências, pois tenho certeza que serão de grande auxílio para a minha vida particular e experiências no mercado de trabalho.

Agradeço à Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR) pelo apoio estrutural, educacional e financeiro. Agradeço ao campus Pato Branco, pela sua excelência em serviços prestados e qualidade de todo o meu ensino até o presente momento.

Por fim, agradeço àqueles que, mesmo não possuindo vínculo com a minha trajetória acadêmica, prestaram auxílio nos momentos em que necessitei, meus amigos de outras cidades, colegas de trabalho e colegas de estágio, cada um de vocês tem uma pequena participação para a conclusão deste trabalho.

RESUMO

LUZA, Marcelo. **Sistemas de Controle para otimização de energia para veículos elétricos**. 2019. **95 f.** Trabalho de Conclusão de Curso - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2019.

Este trabalho apresenta uma análise da viabilidade técnica do uso de supercapacitores para auxílio de baterias de Li-íon em sistemas de acionamento de veículos elétricos. De início são apresentados os fundamentos teóricos envolvendo veículos elétricos, a saber, conhecimentos sobre os sistemas de armazenamento de energia principal e complementar, sistemas de armazenamento híbrido de energia, conversores estáticos de energia e máquinas elétricas. Em sequência são apresentados a estrutura do sistema de acionamento do veículo elétrico, seus componentes e configurações, equacionamento e desenvolvimento dos circuitos dos conversores estáticos de energia construção das estratégias de controle. Também foi desenvolvida e realizada a implementação em simulação do sistema de acionamento do veículo elétrico utilizando um sistema de armazenamento híbrido e energia contendo banco de baterias e supercapacitores. Por fim foram realizadas análises e averiguações do comportamento do sistema. Após análise, foi possível concluir que a utilização de supercapacitores no sistema de acionamento de um veículo elétrico é capaz de promover melhores condições para o sistema de armazenamento principal do sistema, como menores valores de corrente e menores taxas de carga e descarga em um curto período de tempo, tornando possível sua utilização em uma vasta área de aplicações.

Palavras-chave: Conversor de energia, sistema híbrido de armazenamento, veículos elétricos.

ABSTRACT

LUZA, Marcelo. **Control Systems for energy optimization for electric vehicles.** 2019. **95 f.** Final Paper - Electrical Engineering Course, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2019.

This work presents an analysis of the technical feasibility of the use of supercapacitors to aid Li-ion batteries in electric vehicle drive systems as a complementary energy storage with Li-ion batteries based electric vehicle drive systems. First, the theoretical foundations of electric vehicles, namely, knowledge of primary and secondary energy storage systems, hybrid energy storage systems, static energy converters and electric machines are presented. In sequence are presented the structure of the drive system of the electric vehicle, its components and configurations, equation and development of the circuits of the static energy converters construction of control strategies. Simulation implementation of the electric vehicle drive system was also developed and carried out using a hybrid and energy storage system containing battery bank and supercapacitors. Finally, an analysis and investigation of the behavior of the system was performed, comparing the behavior between battery, supercapacitor and vehicle activation. After analysis, it was possible to conclude that the use of supercapacitors in the electric vehicle drive system is capable of promoting better conditions for the system primary storage system, such as lower current values and lower loading and unloading rates in a short space of time, making it possible to use it in a wide range of applications.

Keywords: Energy static converter, hybrid storage system, electric vehicles.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1:	Emissão de NO_x por região e setor.	18
Figura 2:	Topologia de acionamento do tipo paralelo para VHE.	19
Figura 3:	Topologias de Veículos Híbridos e os Veículos <i>Plug-in</i> Híbridos. . .	20
Figura 4:	Sistema de acionamento típico para veículos elétricos.	21
Figura 5:	Topologia do tipo SC/Bateria para um SAHE.	23
Figura 6:	Topologia do tipo Bateria/SC para um SAHE.	23
Figura 7:	Topologia do tipo Conversores em Cascata para um SAHE. . . .	24
Figura 8:	Topologia do tipo Cascata modificada utilizada no trabalho. . . .	24
Figura 9:	Processo eletroquímico que ocorre na descarga das baterias de Li-íon.	28
Figura 10:	Modelo para bateria de íon de lítio.	29
Figura 11:	Curvas de descarga do modelo Rint de bateria.	29
Figura 12:	Diferenças entre baterias e supercapacitores.	30
Figura 13:	Supercapacitor ou capacitor de dupla camada.	31
Figura 14:	Modelo elétrico para o banco de supercapacitores utilizado na monografia.	32
Figura 15:	Curvas de descarga para o modelo de supercapacitor utilizado. . .	32
Figura 16:	Topologia escolhida para o conversor CC-CC Bidirecional.	34
Figura 17:	Operação do conversor bidirecional em modo <i>Boost</i>	35
Figura 18:	Operação do conversor bidirecional em modo <i>Buck</i>	36
Figura 19:	Modelo do método da chave PWM. As letras <i>a</i> , <i>c</i> e <i>p</i> significam ativo, comum e passivo respectivamente.	36
Figura 20:	Modelo CC e a pequenos sinais da chave PWM.	37

Figura 21:	Modelo da chave PWM aplicado ao conversor bidirecional.	37
Figura 22:	Modelo da chave PWM aplicado ao conversor bidirecional.	38
Figura 23:	Circuito equivalente de uma máquina elétrica de corrente contínua do tipo excitação independente.	40
Figura 24:	Circuito eletrônico utilizado para realização das simulações.	47
Figura 25:	Diagrama de blocos do controlador, para controle em modo corrente.	48
Figura 26:	Circuito do conversor bidirecional 1 em modo <i>Boost</i> junto com malha de controle.	49
Figura 27:	Análise CC utilizando o método da chave PWM para o conversor bidirecional 1 operando em modo <i>Boost</i>	49
Figura 28:	Análise a pequenos sinais através de método da chave PWM para conversor bidirecional 1 em modo <i>Boost</i>	50
Figura 29:	Circuito do conversor bidirecional 1 em modo <i>Buck</i> junto com malha de controle.	52
Figura 30:	Análise CC utilizando o método da chave PWM para o conversor bidirecional 1 operando em modo <i>Buck</i>	52
Figura 31:	Análise a pequenos sinais utilizando método da chave PWM para conversor bidirecional 1 em modo <i>Buck</i>	53
Figura 32:	Circuito da Figura 31 após transformação de fontes.	53
Figura 33:	Análise CC utilizando o método da chave PWM para conversor bidirecional 1 em modo <i>Buck</i>	55
Figura 34:	Circuito conversor bidirecional 2 operando em modo <i>Boost</i> junto com malha de controle.	56
Figura 35:	Análise CC utilizando o método da chave PWM para conversor bidirecional 2 em modo <i>Boost</i>	56
Figura 36:	Análise a pequenos sinais utilizando o método da chave PWM para conversor bidirecional 2 em modo <i>Boost</i>	57
Figura 37:	Arranjo dos controladores.	59

Figura 38:	Diagrama geral do circuito de acionamento do veículo elétrico e o respectivo sistema de controle proposto.	59
Figura 39:	Fluxograma do resumo das operações da lógica de controle 1. . .	61
Figura 40:	Diagrama para cálculo de I_{cref} e I_{dref}	61
Figura 41:	Fluxograma do resumo das operações da lógica de controle 2. . .	64
Figura 42:	Circuito utilizado no software PSIM [®] para geração dos diagramas de bode.	68
Figura 43:	Diagrama de Bode da planta $Gp_1(s)$	69
Figura 44:	Diagrama de Bode da planta $Gc_1(s)$	69
Figura 45:	Diagrama de Bode da planta $T_1(s)$	70
Figura 46:	Diagrama de Bode da planta $Gp_2(s)$	71
Figura 47:	Diagrama de Bode da planta $Gc_2(s)$	72
Figura 48:	Diagrama de Bode da planta $T_2(s)$	72
Figura 49:	Diagrama de Bode da planta $Gp_4(s)$	73
Figura 50:	Diagrama de Bode da planta $Gc_4(s)$	74
Figura 51:	Diagrama de Bode da planta $T_4(s)$	74
Figura 52:	Circuito final de potência implementado no PSIM [®]	76
Figura 53:	Circuito da primeira lógica de controle implementado no PSIM [®]	77
Figura 54:	Circuito da segunda lógica de controle implementado no PSIM [®]	78
Figura 55:	Circuito dos controladores implementado no PSIM [®]	78
Figura 56:	Circuito final desenvolvido no software PSIM [®]	79
Figura 57:	Primeiro cenário utilizado para simulação do veículo elétrico. . .	80
Figura 58:	Primeiro cenário utilizado para simulação do veículo elétrico. . .	81
Figura 59:	Grafico Velocidade x Correntes x Tensões	82
Figura 60:	Potência e Energia nos elementos armazenadores.	84
Figura 61:	Corrente de armadura da máquina elétrica.	85
Figura 62:	Segundo cenário utilizado para simulação do veículo elétrico. . .	86

Figura 63:	Variação do torque e velocidade resultante.	87
Figura 64:	Corrente e tensão nos elementos armazenadores para o cenário 2.	89
Figura 65:	Potência e energia nos elementos armazenadores para o cenário 2.	90
Figura 66:	Corrente de armadura da máquina elétrica.	91

LISTA DE TABELAS

Tabela 1:	Parâmetros veículo elétrico	44
Tabela 2:	Parâmetros da máquina elétrica	44
Tabela 3:	Parâmetros do armazenador principal	45
Tabela 4:	Parâmetros do armazenador complementar	45
Tabela 5:	Parâmetros dos controladores	75

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Contínua.
PI	Proporcional-Integral.
PWM	Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso).
SAHE	Sistema de Armazenamento Híbrido de Energia.
SAVE	Sistema de Acionamento para Veículo Elétrico.
SC	Supercapacitor.
UCE	Unidade de Controle Eclético.
VE	Veículo Elétrico.
VHE	Veículo Híbrido Elétrico.
VPHE	Veículo <i>Plug-in</i> Híbrido Elétrico.

LISTA DE SÍMBOLOS

E	Energia cinética
m	Massa do veículo
v	Velocidade do veículo
E_{OC}	Tensão de circuito aberto de modelo elétrico Rint de bateria
R	Resistência intrínseca ao modelo Rint de bateria
R_{SC}	Resistência série do modelo elétrico equivalente do supercapacitor
G_{buck}	Ganho estático do conversor Buck
G_{boost}	Ganho estático do conversor Boost
T_{ind}	Torque induzido
T_{carga}	Torque da carga
L_a	Indutância de Armadura da Máquina CC
L	Indutância do conversor Bidirecional 1
F_S	Frequência de chaveamento
V_{ap}	Tensão instantânea entre os pontos a e p
I	Corrente média arbitrária
I_b	Corrente no banco de baterias
I_c	Corrente média no ponto c
D_2	Razão cíclica do segundo conversor
V_{sc}	Tensão interna dos supercapacitores
\hat{i}_b	Corrente na bateria a pequenos sinais
\hat{d}	Razão cíclica a pequenos sinais
\hat{i}	Corrente de saída a pequenos sinais
\hat{i}_1	Corrente arbitrária a pequenos sinais
\hat{i}_c	Corrente no terminal comum a pequenos sinais
R_{bat}	Resistência série equivalente das baterias
\hat{v}	Tensão arbitrária a pequenos sinais
C_{sc}	Capacitância de banco de supercapacitores

R_a	Resistência de armadura
V_{bsc}	Tensão do banco de supercapacitores
V_{bat}	Tensão interna das baterias
D_1	Razão cíclica do primeiro conversor
V_{bb}	Tensão do banco de baterias
D_3	Razão cíclica do terceiro conversor
I_a	Corrente de armadura
V_{cp}	Tensão média entre os pontos c e p
D_4	Razão cíclica do quarto conversor
\hat{i}_{ar}	Corrente na armadura a pequenos sinais
E_a	Tensão na armadura
V_c	Tensão de controle
I_{bat}	Corrente na bateria através de sensor
$Acel$	Sinal indicador de aceleração
I_{ref}	Corrente de referência
I_r	Corrente realimentada
I_{cref}	Corrente de carga de referência para banco de baterias durante frenagem
I_{dref}	Corrente de descarga de referência para bando de baterias durante condução
V_T	Tensão de terminal da máquina CC
FT_j	Função de transferência j
$T_j(s)$	Função de transferência do ganho de malha
Gc_j	Ganho do controlador
kp_j	Ganho proporcional
ki_j	Ganho integral
fl_j	Frequência do zero
fp_j	Frequência do pólo

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	VEÍCULOS DE PROPULSÃO ELÉTRICA	18
1.2	SISTEMA DE ACIONAMENTO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS	20
1.2.1	Frenagem Regenerativa	21
1.2.2	Armazenamento Híbrido de Energia	22
1.3	OBJETIVO DO TRABALHO	25
1.4	ESTRUTURA DA MONOGRAFIA	25
2	COMPONENTES DO VEÍCULO ELÉTRICO	27
2.0.1	Armazenamento Principal: Bateria de Li-íon	27
2.0.1.1	Princípio de Funcionamento	27
2.0.1.2	Comportamento e Curvas Características	29
2.0.2	Armazenamento Complementar: Supercapacitor	30
2.0.2.1	Princípio de Funcionamento	30
2.0.2.2	Comportamento e Curvas Características	31
2.1	CONVERSORES DE ENERGIA CC-CC	32
2.1.1	Conversor Estático Bidirecional	33
2.1.1.1	Modo Boost	33
2.1.1.2	Modo Buck	34
2.1.1.3	Método da Chave PWM	35
2.2	MÁQUINA ELÉTRICA	39
2.2.1	Máquina de Corrente Alternada	40
2.2.2	Máquina de Corrente Contínua	40
2.3	RESUMO DO CAPÍTULO	42
3	ANÁLISE E DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA DE CONTROLE	43

3.1	DEFINIÇÃO DAS ESPECIFICAÇÕES	43
3.1.1	Definição do Veículo Elétrico	43
3.1.2	Definição dos Parâmetros da Máquina Elétrica CC	44
3.1.3	Definição do Sistema de Armazenamento Principal	44
3.1.4	Definição do Sistema de Armazenamento Complementar	45
3.1.5	Definição das Indutâncias dos Conversores	45
3.2	FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA.....	47
3.2.1	Conversor Bidirecional 1	48
3.2.1.1	Operação como motor:.....	48
3.2.1.2	Operação como gerador:	52
3.2.2	Conversor Bidirecional 2	54
3.2.2.1	Operação como motor	54
3.2.2.2	Operação como gerador	55
3.3	LÓGICAS DE CONTROLE	58
3.3.1	Lógica de Controle 1	60
3.3.1.1	Subsistema 1 - Controle de Carga do Banco de Baterias	60
3.3.1.2	Subsistema 2 - Controle de Carga do Supercapacitor	62
3.3.2	Lógica de Controle 2	63
3.3.2.1	Subsistema 1 - Controle de Aceleração	64
3.3.2.2	Subsistema 2 - Controle de Frenagem	65
3.4	PROJETO DOS CONTROLADORES	66
3.4.1	Conversor Bidirecional 1 - <i>Buck</i>	67
3.4.2	Conversor Bidirecional 1 - <i>Boost</i>	70
3.4.3	Conversor Bidirecional 2 - <i>Boost</i>	73
3.5	RESUMO DO CAPÍTULO	75
4	DESENVOLVIMENTO E SIMULAÇÃO EM SOFTWARE COMPUTACIONAL	76
4.1	INTRODUÇÃO	76
4.2	CENÁRIO 1	80
4.3	CENÁRIO 2	85
5	CONCLUSÃO	92

1 INTRODUÇÃO

Um dos primeiros motores a combustão interna surgiu em 1886, sendo inventado e patenteado¹ por Carl Benz (MERCEDÉS-BENZ, 2017). A importância dessa concepção foi tamanha que os motores a combustão interna são o principal meio de tração para veículos utilitários, caminhões e ônibus. Hoje os meios de transporte que utilizam motores a combustão interna possuem uma frota de aproximadamente 900 milhões de veículos em circulação e cerca de 50 milhões sendo fabricados todos os anos (EMADI, 2011).

Apesar da sua imensa utilização e evolução durante todo esse tempo, nos últimos anos veículos a combustão interna vem gerando algumas discussões quando o assunto é relacionado ao meio ambiente, dependência de combustíveis fósseis, das fontes energéticas e saúde pública. Estima-se que, atualmente, eles são responsáveis por emitir mais de 50% de todo o NO_x ² e 23% de todo o CO_2 presentes no mundo (IEA, 2016b; IEA, 2016a). A figura 1 apresenta de uma forma mais detalhada as emissões dos gases poluentes no mundo.

Estima-se também que a poluição do ar no meio externo é responsável por cerca de 3,7 milhões de mortes prematuras anuais. Além disso as fontes globais de petróleo atuais poderão ser utilizadas por aproximadamente 50 anos caso a taxa de consumo atual se mantenha. Segundo Chan e Wong (2004), a população mundial poderá passar de 6 para 10 bilhões nos próximos 50 anos. Ademais, nos próximos 50 anos o número de veículos em operação poderá atingir a marca de 2,5 bilhões (ORGANIZATION, 2014; KHALIGH; LI, 2010).

¹Patente DRP 37435, registrada no escritório imperial de patentes em Berlim.

²Óxido de nitrogênio e dióxido de nitrogênio

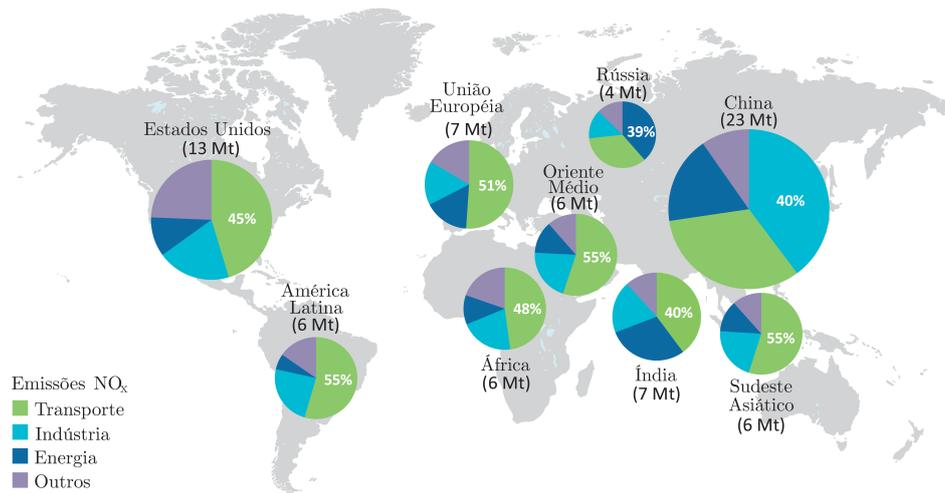


Figura 1: Emissão de NO_x por região e setor.
Fonte: Adaptado de IEA (2016b).

1.1 VEÍCULOS DE PROPULSÃO ELÉTRICA

Tendo em vista o cenário gerado pela queima de combustíveis fósseis, muitos trabalhos de pesquisa foram desenvolvidos com foco no desenvolvimento de alternativas aos motores a combustão. Desta forma, surgiram os veículos a propulsão elétrica, que dependendo da sua construção podem apresentar diversas vantagens em relação aos veículos contendo apenas motores a combustão interna (EMADI, 2011; EMADI, 2014), dentre as quais:

1. Alta eficiência de uma máquina elétrica (que pode chegar a 90%) se comparado aos motores de combustão interna com aproximadamente 30%;
2. Com o aumento do uso de máquinas elétricas, ocorre a diminuição do uso de combustíveis fósseis;
3. O baixo ruído que uma máquina elétrica emite auxilia na diminuição da poluição sonora;
4. As máquinas elétricas utilizadas emitem baixos níveis de poluição.

Diversas tecnologias para propulsão elétrica de veículos tem sido desenvolvidas. Estas podem ser classificadas em três configurações básicas:

1. Veículo Híbrido Elétrico (VHE)
2. Veículo *Plug-in* Híbrido Elétrico (VPHE)
3. Veículo Elétrico (VE)

Os VHE são veículos que utilizam de mais de uma fonte de energia para propulsão. Seu sistema de tração principal é composto por um motor de combustão interna seguido de máquinas elétricas, sendo essas acionadas a partir do próprio sistema de baterias do veículo. Nesta configuração as baterias são recarregadas somente a partir do próprio veículo, utilizando alternador. O diagrama apresentado na Figura 2 mostra uma topologia de acionamento de um VHE.

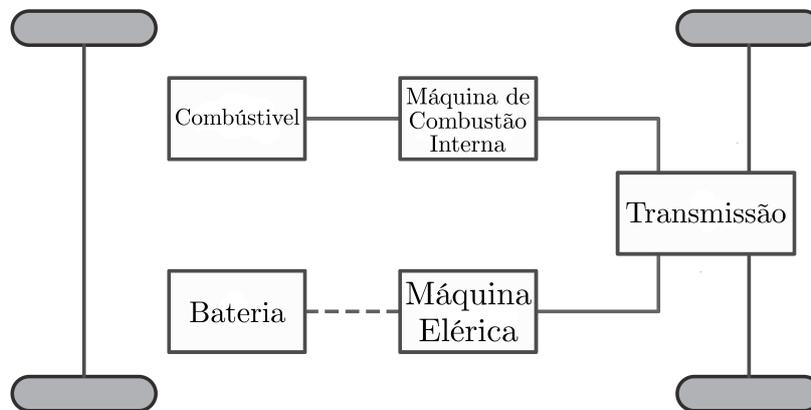


Figura 2: Topologia de acionamento do tipo paralelo para VHE.
Fonte: Adaptado de Emadi (2014).

O VPHE possui o mesmo princípio de construção de um veículo híbrido. A diferença principal dele para o VHE é a possibilidade de se poder carregar o sistema de baterias diretamente na rede elétrica, e é daí que se origina o termo *Plug-in*. Como consequência, este é equipado com baterias de maior capacidade, podendo assim percorrer distâncias consideráveis apenas utilizando o sistema elétrico presente no veículo (EMADI, 2014). A Figura 3 mostra de forma simples a diferença de topologia de um VHE e um VPHE.

O VE é o tipo de veículo de propulsão elétrica que vem se destacando nos últimos anos. Seu meio de tração é realizado apenas por máquinas elétricas e sua fonte de energia é dada exclusivamente por meio de baterias. A topologia de acionamento para esta configuração será detalhada na seção seguinte e será o foco desta monografia.

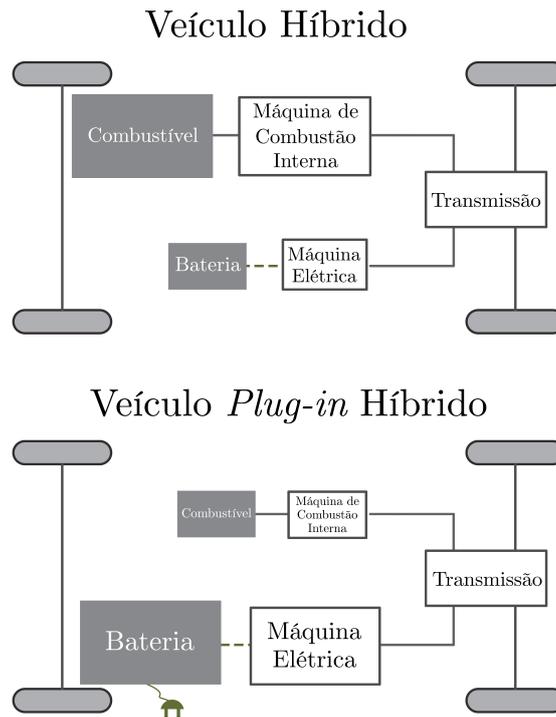


Figura 3: Topologias de Veículos Híbridos e os Veículos *Plug-in* Híbridos.
Fonte: Adaptado de Emadi (2014).

1.2 SISTEMA DE ACIONAMENTO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

Um Sistema de Acionamento para Veículos Elétricos (SAVE) típico é mostrado na Figura 4. Além de componentes básicos de um veículo como eixo de transmissão, roda motriz e diferencial, alguns componentes merecem destaque, como o motor elétrico, inversor, conversor, unidade de controle eletrônico (UCE) e o sistema de gerenciamento de energia. O motor elétrico neste caso substitui por completo o motor de combustão interna. O inversor e o conversor são responsáveis por realizar a inversão do sinal de corrente contínua proveniente da bateria para corrente alternada, necessária para alimentar o motor elétrico, assim como adequar os níveis de tensão para valores exigidos pela bateria e pelo motor elétrico.

O componente mais importante deste SAVE é a UCE e o sistema de gerenciamento de energia. A UCE é responsável por adquirir os sinais do condutor do veículo por meio do pedal de acelerador, pedal de freio e sensores de velocidade e aceleração por exemplo. Esta UCE, além de utilizar os sinais adquiridos para controlar a máquina

elétrica de forma precisa, também tem um papel importante junto ao sistema de gerenciamento de energia no que se diz respeito à técnica de frenagem regenerativa que será detalhada a seguir.

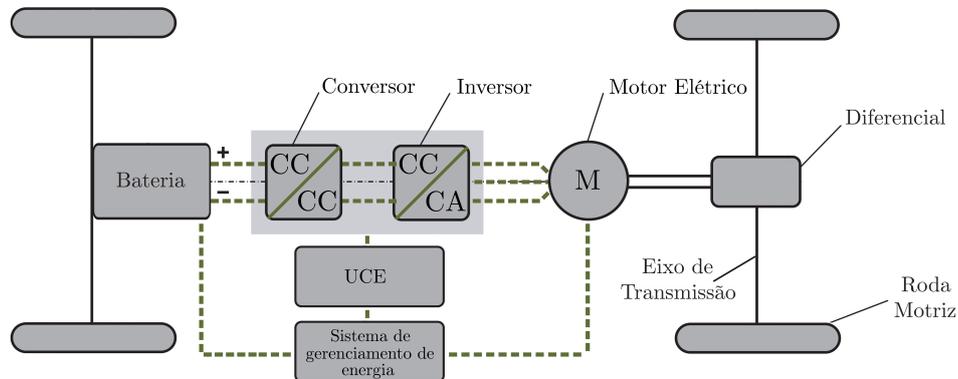


Figura 4: Sistema de acionamento típico para veículos elétricos.
Fonte: Adaptado de Emadi (2014).

1.2.1 FRENAGEM REGENERATIVA

Tanto em veículos híbridos quanto em veículos que dependem unicamente de baterias como fonte de energia existe uma significativa preocupação para maximizar sua eficiência energética. A frenagem regenerativa é uma técnica que permite manter a energia das baterias por um maior tempo em veículos com propulsão elétrica. A frenagem regenerativa tem como principal objetivo converter a energia cinética do veículo em energia elétrica toda vez que o veículo é desacelerado, para que essa possa ser armazenada novamente na bateria.

Para compreender, de forma simples como é realizada essa transformação, primeiramente pode-se analisar a equação da energia cinética, que é dada por

$$E = \frac{1}{2}mv^2, \quad (1)$$

em que E representa a energia cinética, m a massa do veículo e v a velocidade. Pode-se perceber que ao duplicar-se a massa do veículo, duplica-se a energia cinética obtida e ao duplicar-se a velocidade, tem-se quatro vezes mais energia cinética. Essa energia pode ser gerada toda vez que são acionados um pedal de freio que atua no sistema de acionamento para funcionar no modo gerador. Desta forma, a energia cinética, relacionada a massa e velocidade do veículo, é convertida em energia elétrica que será direcionada ao sistema

de armazenamento (SOLBERG, 2007).

A UCE citada anteriormente gera os sinais de acionamento para os conversores de potência a partir de referências geradas pelo sistema de gerenciamento de energia. Esta é responsável por realizar o controle de como a energia elétrica gerada a partir da energia cinética chegará até o sistema de armazenamento de energia do veículo. Neste processo o objetivo é aproveitar ao máximo a energia gerada através da frenagem regenerativa, possibilitando um aumento de até 20% na autonomia do veículo (FERREIRA *et al.*, 2014).

A frenagem regenerativa pode atuar tanto em um único componente armazenador de energia ou também em um sistema de armazenamento híbrido, visando aumentar ainda mais a autonomia do VE e também prolongar a vida útil do conjunto de baterias. A forma como isso ocorre será detalhada na seção 1.2.2.

1.2.2 ARMAZENAMENTO HÍBRIDO DE ENERGIA

Visando também melhorar o desempenho energético de um VE, o sistema de armazenamento híbrido de energia tem como principal objetivo aliviar o trabalho que seria realizado por um único dispositivo armazenador de energia. Nesse (SAHE) são conectados dois ou mais elementos armazenadores de energia, sendo que o principal objetivo do armazenador complementar é atender as necessidades energéticas que o armazenador principal de energia não é capaz de atender de forma eficiente (FERREIRA *et al.*, 2014). Como necessidades energéticas pode-se citar, por exemplo, altas densidades de energia e altas densidades de potência, as quais podem influenciar tanto na autonomia como no bom desempenho de aceleração ou frenagem de um VE, respectivamente. As consequências de um único armazenador de energia suprir ambas as demandas são o número elevado de ciclos de carga e descarga, que reduzem a vida útil de baterias. Ainda, a elevada intensidade de corrente de carga e descarga gera um estresse adicional que contribui para redução da vida útil do próprio elemento armazenador (BURKE, 2007; FERREIRA *et al.*, 2014). Por outro lado, capacitores permitem elevadas densidades de potência, mas geralmente possuem reduzida densidade de energia. A seguir serão apresentadas algumas topologias presentes nas literaturas.

Uma topologia bastante comum é a topologia chamada de SC/Bateria, como

apresentada na Figura 5. Esta topologia é constituída por um conversor CC/CC Bidirecional e a bateria é conectada diretamente no barramento CC.

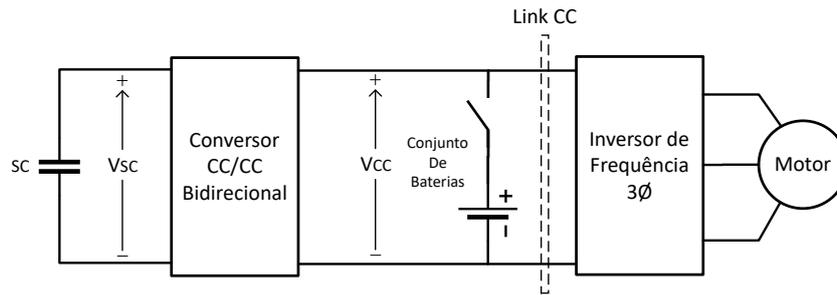


Figura 5: Topologia do tipo SC/Bateria para um SAHE.
Fonte: Adaptado de Emadi (2014).

Outra topologia bastante conhecida, é chamada de Bateria/SC, conforme apresentada na Figura 6. Ela se assemelha bastante com a topologia apresentada anteriormente, porém desta vez o supercapacitor (SC) é que se encontra conectado no barramento de corrente contínua (CC).

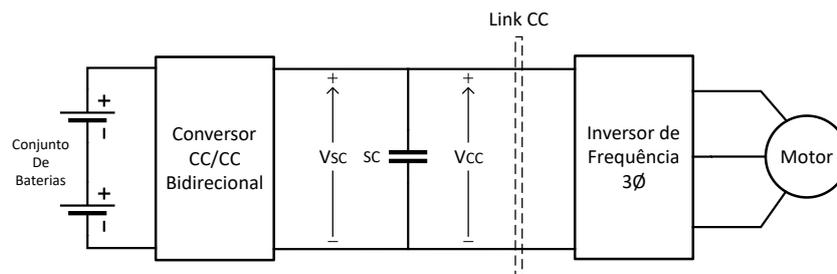


Figura 6: Topologia do tipo Bateria/SC para um SAHE.
Fonte: Adaptado de Emadi (2014).

As topologias apresentadas anteriormente possuem suas vantagens, sendo uma das vantagens a presença de apenas um conversor para gerenciamento do fluxo de energia, causando assim uma menor dissipação de potência e consequentemente um melhor rendimento. Uma topologia que permite a utilização efetiva da energia dos armazenadores é chamada de Configuração de Conversores em Cascata ou apenas Cascata, conforme apresentada na Figura 7

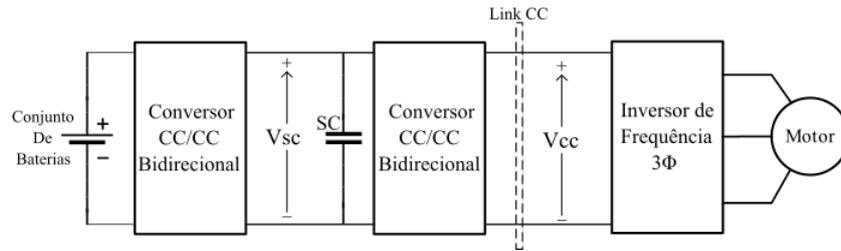


Figura 7: Topologia do tipo Conversores em Cascata para um SAHE.

Fonte: Adaptado de Emadi (2014).

A configuração do tipo Cascata, por utilizar um conversor bidirecional entre os armazenadores de energia e outro conversor entre o supercapacitor e a máquina elétrica, ela permite o controle pleno do fluxo de energia entre todos os elementos.

Uma vez que este trabalho se concentra na análise do sistema de regeneração de energia com a otimização do uso do supercapacitor e da bateria, é considerado um sistema de acionamento baseado em conversores CC/CC bidirecionais com uma máquina elétrica. Assim, a máquina elétrica escolhida para este trabalho é um motor CC. Esta escolha é realizada de forma a simplificar o sistema de acionamento necessário para máquinas CA e focar na estratégia de controle de carregamento da bateria e do supercapacitor. Desta forma, nesta monografia é utilizada a topologia do tipo Cascata, apresentada na Figura 8.

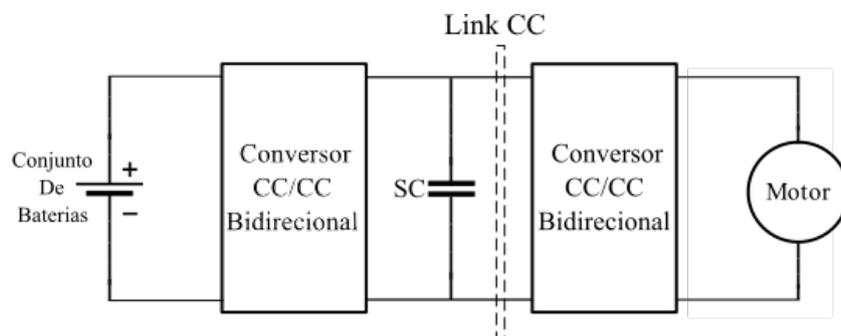


Figura 8: Topologia do tipo Cascata modificada utilizada no trabalho.

Fonte: Adaptado de Emadi (2014).

1.3 OBJETIVO DO TRABALHO

O principal objetivo abordado nesse trabalho é o desenvolvimento de um sistema de controle para gerenciamento de energia em um sistema de armazenamento híbrido de energia utilizando baterias e supercapacitores para acionamento de veículos elétricos. Neste sentido, são definidos os seguintes objetivos específicos:

1. Revisar bibliográfica para a modelagem, análise e simulação dos seguintes componentes do veículo elétrico:
 - Baterias de Li-íon;
 - Supercapacitores;
 - Conversores estáticos de energia;
 - Máquinas elétricas de corrente contínua.
2. Equacionamento das funções de transferência do conversor responsável pelo fluxo de energia entre a bateria e o supercapacitor;
3. Equacionamento das funções de transferência do conversor responsável pelo fluxo de energia entre o supercapacitor e a máquina elétrica;
4. Projeto e implementação de um modelo de simulação para o sistema de controle, conversores de energia, motor elétrico e dinâmica de deslocamento do carro;
5. Projeto dos controladores utilizados na estrutura de controle dos conversores;
6. Análise do impacto do uso de supercapacitores em um sistema de armazenamento híbrido de energia para veículos elétricos.

1.4 ESTRUTURA DA MONOGRAFIA

Esta monografia está estruturada em 5 capítulos: Introdução, componentes do veículo elétrico, análise e desenvolvimento do sistema de controle, resultados e conclusão.

No Capítulo 1 é apresentada a introdução aos veículos elétricos, sua origem, impacto ambiental, suas diferentes configurações, assim como as principais ca-

racterísticas de um veículo puramente elétrico, sendo elas a frenagem regenerativa e o sistema de armazenamento híbrido de energia.

O Capítulo 2 descreve os principais componentes presentes no modelo do veículo elétrico utilizado na monografia, sendo eles os armazenadores de energia, compostos pela bateria de Li-íon e supercapacitor, os conversores de energia utilizados para controle do fluxo de energia entre os armazenadores e o modelo da máquina elétrica utilizado.

O Capítulo 3 aborda o desenvolvimento do sistema de controle para cada conversor bidirecional presente no sistema de armazenamento híbrido de energia assim como a implementação desse sistema no PSIM®.

No Capítulo 4 é apresentada uma análise do sistema proposto utilizando resultados de simulações computacionais do SAHE.

Por fim, são apresentadas as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

2 COMPONENTES DO VEÍCULO ELÉTRICO

Os armazenadores de energia podem ser classificados como primários ou secundários, sendo primários aqueles não recarregáveis e secundários os recarregáveis. Como regra geral, geralmente é considerado que um armazenador de energia é do tipo secundário quando é capaz de suportar ao menos 300 ciclos completos de carga e descarga com 80% da sua capacidade (BOCCHI *et al.*, 2000). Como armazenadores primários não possuem significativa capacidade de recarga é inviável sua aplicação para veículos elétricos. Desta forma, neste trabalho são considerados apenas armazenadores secundários. Na sequência, são discutidos o sistema de armazenamento de energia principal (bateria) e complementar (supercapacitor) do veículo elétrico, também como suas características.

2.0.1 ARMAZENAMENTO PRINCIPAL: BATERIA DE LI-ÍON

Tendo como uma das principais características o uso de materiais de baixa densidade, as baterias de íons de lítio, ou também chamadas de Li-íon, possuem menor massa e tamanho (BOCCHI *et al.*, 2000). Ao levarmos em consideração um veículo puramente elétrico, no qual sua fonte de energia depende exclusivamente de baterias, características como massa e tamanho se tornam bastante relevantes.

2.0.1.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O processo de descarga de uma bateria de Li-íon ocorre quando os íons de lítio migram do eletrodo negativo para o positivo e os elétrons movem-se através do circuito externo, como representado pela Figura 9. Já o processo de carga ocorre quando os íons de lítio migram de forma contrária, ou seja, do eletrodo positivo para o negativo e os elétrons movem-se através do circuito externo (BURKE, 2007).

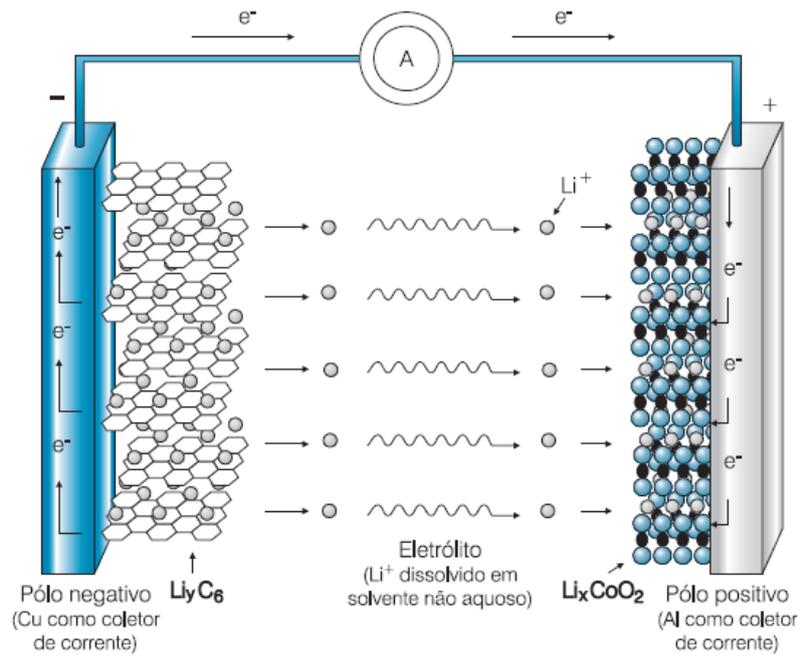


Figura 9: Processo eletroquímico que ocorre na descarga das baterias de Li-íon.

Fonte: Adaptado de Burke (2007).

As baterias de Li-íon são chamadas assim pois fazem o uso de íons lítio ao invés de lítio metálico. Os íons lítio estão presentes no eletrólito na forma de sais de lítio dissolvidos em solventes não aquosos. Na literatura, a região aonde os íons de lítio estão presentes é também chamada de separador, sendo essa região isolada e sem condutividade elétrica.

2.0.1.2 COMPORTAMENTO E CURVAS CARACTERÍSTICAS

Um circuito equivalente simplificado de uma bateria é apresentado na Figura 10.

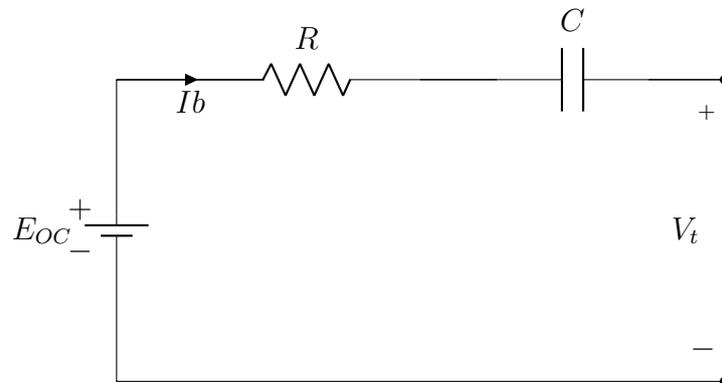


Figura 10: Modelo para bateria de íon de lítio.
Fonte: Adaptado de He *et al.* (2011).

Neste circuito, E_{OC} representa a tensão de circuito aberto e R a resistência intrínseca à bateria, além de um capacitor, que neste caso tem o objetivo apenas de melhorar as curvas de carga e descarga do modelo.

A Figura 11 mostra uma curva de descarga característica de baterias de Li-íon, obtida através do mesmo software de simulação de eletrônica de potência utilizado no trabalho, o PSIM[®]. O modelo utilizado é mais simples e construído a partir de uma fonte de tensão contínua, resistência e um capacitor. COLOCAR VALORES

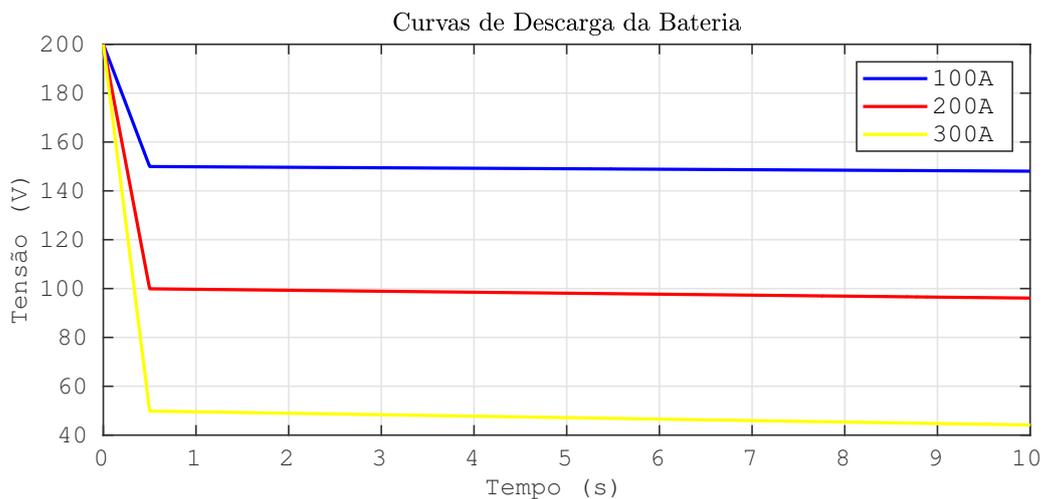


Figura 11: Curvas de descarga do modelo Rint de bateria.
Fonte: Autoria própria.

2.0.2 ARMAZENAMENTO COMPLEMENTAR: SUPERCAPACITOR

O estudo de supercapacitores para aplicações em veículos elétricos ocorre desde 1990, sendo grande parte desse desenvolvimento em cima dos supercapacitores de dupla camada. Os principais objetivos a serem alcançados com os estudos são a alta densidade de energia, para altas descargas de densidade de potência e um alto número de ciclos de vida. Essas características são as que diferenciam os supercapacitores das baterias, tornando viável e de grande interesse o uso dos supercapacitores como um meio de armazenamento suplementar (BURKE, 2007).

O gráfico da Figura 12 mostra as principais características dos meios de armazenamento e realiza a comparação destas características entre a bateria e supercapacitor.

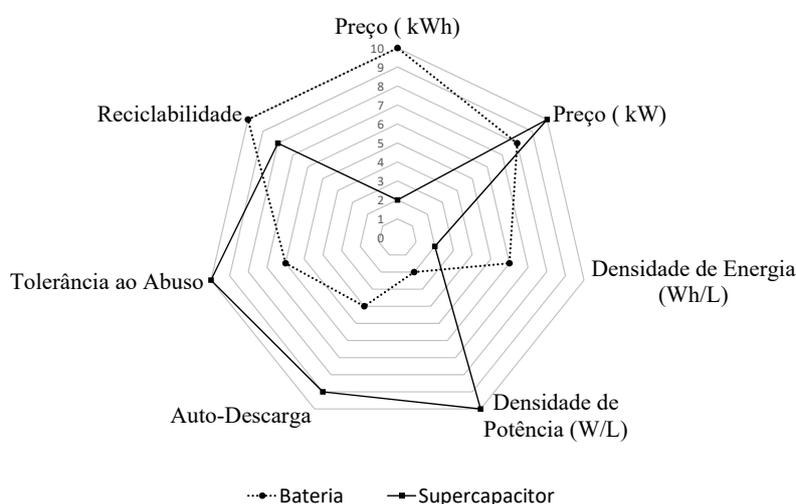


Figura 12: Diferenças entre baterias e supercapacitores.
Fonte: Adaptado de Naseri *et al.* (2017).

2.0.2.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Os capacitores comuns geram um campo elétrico a partir de um material dielétrico entre seus eletrodos, ou placas. Já os supercapacitores, ou capacitores de dupla camada, possuem os eletrodos submersos em um eletrólito e separados por um isolante de pequena espessura. O isolante pode ser constituído de carbono, papel ou plástico (BURKE, 2000).

Quando os eletrodos do supercapacitor são polarizados por uma tensão, cargas opostas se formam em cada lado do isolante, que por sua vez atua como um separador, formando assim o que se chama de camada elétrica dupla (do inglês, *electric double-layer*), com polaridade oposta à dos eletrodos, como pode ser observado na Figura 13 (KHALIGH; LI, 2010). Essa camada elétrica dupla é a principal diferença entre o capacitor comum e um supercapacitor.

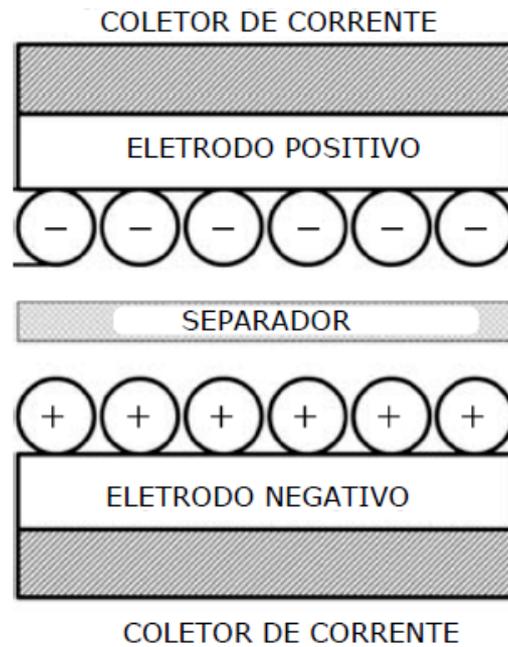


Figura 13: Supercapacitor ou capacitor de dupla camada.
Fonte: (GRBOVIC, 2013).

2.0.2.2 COMPORTAMENTO E CURVAS CARACTERÍSTICAS

Um circuito elétrico equivalente para o supercapacitor é apresentado na Figura 14.

Nele, R_{SC} é a baixa resistência série devido a alta mobilidade desenvolvida pelos íons livres no eletrólito.

Da mesma forma que na seção 2.0.1, o banco de supercapacitores será representado como um capacitor e uma resistência, sendo essa a resistência série intrínseca ao elemento armazenador. Lembrando que o valor de capacitância final é dado pelo equivalente da associação de vários supercapacitores.

Para representar o fenômeno de descarga do supercapacitor, um perfil de

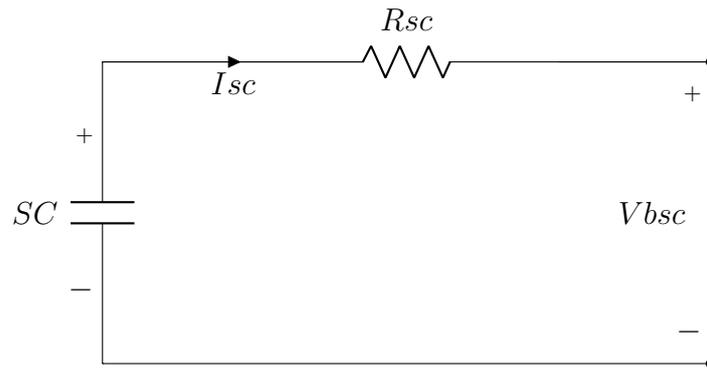


Figura 14: Modelo elétrico para o banco de supercapacitores utilizado na monografia.

Fonte: Autoria Própria.

corrente com três valores distintos é aplicado ao circuito elétrico equivalente da Figura 14 e o resultado pode ser observado na Figura 15.

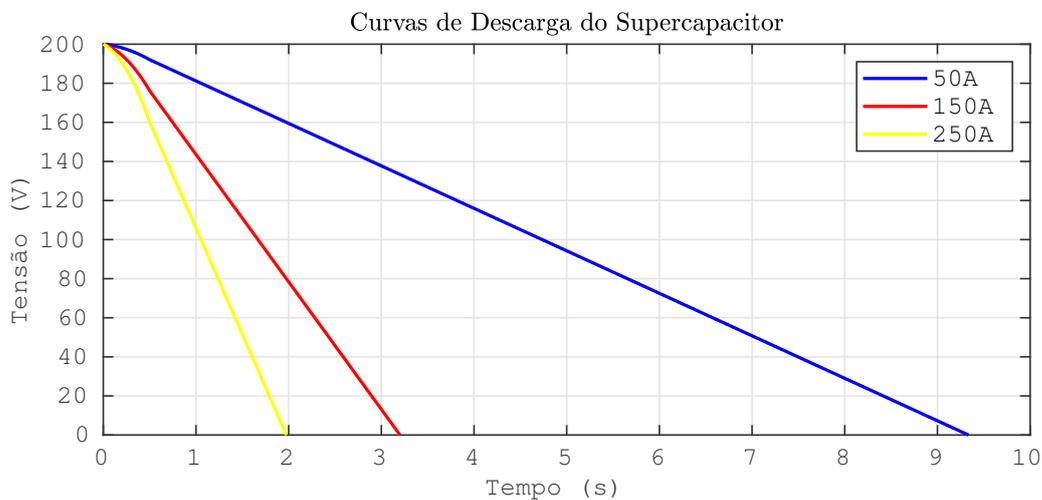


Figura 15: Curvas de descarga para o modelo de supercapacitor utilizado.

Fonte: Autoria própria.

2.1 CONVERSORES DE ENERGIA CC-CC

Basicamente, os conversores de energia CC-CC são circuitos eletrônicos de potência. De forma simples, sua função é converter um nível de tensão contínua na entrada em outro nível de tensão contínua na saída. Na maioria das suas aplicações a sua saída é controlada a fim de manter níveis aceitáveis de tensão. (BáEZ *et al.*, 2014).

Algumas aplicações para conversores CC-CC são fontes de alimentação, alimentação de sistemas de navegação, equipamentos portáteis, equipamentos de teleco-

municacões e etc. Em todas as aplicações a alta eficiêcia destes conversores é um parâmetro bastante importante. Na prática esta eficiêcia pode variar entre 70% até 95% (BáEZ *et al.*, 2014).

São várias as topologias de conversores CC-CC. Para esta monografia será utilizada a topologia denominada de Bidirecional ou mais especificamente, Bidirecional em Corrente. Uma forma de se obter essa topologia é realizando a junção de outras duas topologias, sendo elas as topologias Boost e Buck. Ambas as topologias são utilizadas para converter o nível de tensão contínua que recebem em sua entrada, em níveis de tensões maiores ou menores na saída. Neste caso, a topologia Boost realiza o aumento do nível de tensão, enquanto o Buck realiza a diminuicão do nível de tensão. As topologias citadas anteriormente serão detalhadas nas seções 2.1.1, 2.1.1.1 e 2.1.1.2.

2.1.1 CONVERSOR ESTÁTICO BIDIRECIONAL

O conversor estático bidirecional é um dispositivo que possui a capacidade de converter energia elétrica, utilizando comutaçã de dispositivos semicondutores, tanto no sentido direto ($1 \rightarrow 2$) quanto no sentido reverso ($1 \leftarrow 2$). A sua tensão de saída pode ser menor ou maior que a de entrada, conforme exigêcia de sua aplicaçã (BáEZ *et al.*, 2014). A Figura 16 representa a estrutura de um conversor bidirecional não isolado que será utilizada nesta monografia. Essa estrutura é chamada de bidirecional em corrente, pois permite o fluxo de corrente nos dois sentidos sem a alteraçã de polaridade dos níveis de tensão. Para que esse conversor opere sem problemas, os transistores devem funcionar de forma controlada para evitar o acionamento de ambos ao mesmo tempo.

Para compreender de forma detalhada as etapas de funcionamento dessa topologia, ela será dividida em duas partes: funcionamento como conversor *Boost* (seção 2.1.1.1); e, funcionamento como conversor *Buck* (seção 2.1.1.2).

2.1.1.1 MODO BOOST

O modo de operaçã Boost do conversor estático bidirecional consiste em elevar tensão da entrada (V_1) para a saída (V_2), permitindo o controle de corrente ou tensão utilizando o controle do tempo de conduçã em relaçã ciclo de chaveamento (razã cíclica) de um dispositivo semicondutor (transistor). O sinal de controle é dito

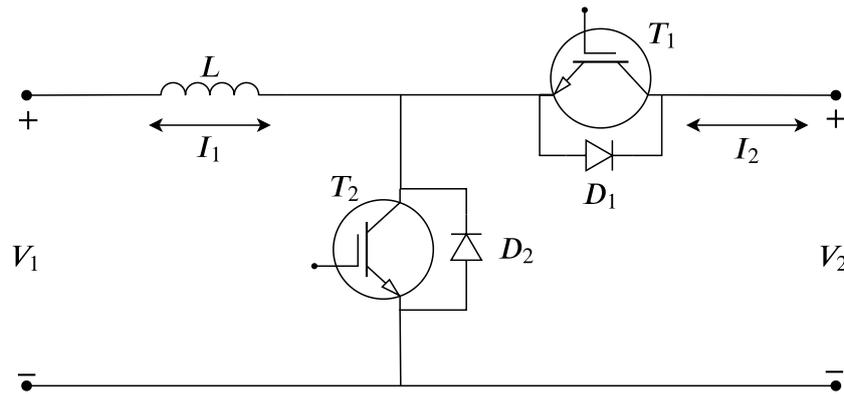


Figura 16: Topologia escolhida para o conversor CC-CC Bidirecional.

Fonte: Adaptado de Ferreira *et al.* (2014)

modulado em largura de pulso (PWM).

Para a etapa de operação como conversor *Boost*, o transistor T_2 receberá um sinal PWM idealmente aplicado ao terminal *gate*. Quando o sinal do PWM se encontra em nível alto, toda tensão da fonte V_1 é armazenada no indutor L . Quando o sinal do PWM for para nível baixo, toda corrente existente no indutor seguirá para a fonte V_2 através de D_1 , pois o transistor T_2 estará bloqueado. A Figura 17 mostra com detalhes as etapas descritas acima. Deve-se observar que o fluxo de corrente nesse caso é dado no sentido horário, tanto nas etapas em que o sinal PWM está em nível alto ou nível baixo.

2.1.1.2 MODO BUCK

Para operar como abaixador de tensão, o conversor *Buck* utiliza o transistor T_2 desligado, enquanto o transistor T_1 atua para realizar a transferência de energia até o indutor L . Quando o sinal PWM estiver em nível alto, toda energia da fonte V_2 é transferida para o indutor. Sendo assim, quando o sinal estiver em nível baixo, o transistor T_1 ficará bloqueado fazendo a corrente do indutor L percorrer por D_2 . A Figura 18 apresenta as etapas descritas acima.

Neste caso, de forma contrária à operação no modo *Boost*, a corrente transita em sentido anti-horário, tanto nos intervalos com o PWM em nível alto, como em nível baixo. Essa característica das correntes terem o seu fluxo em ambos os sentidos é que faz o conversor ser chamado de conversor bidirecional em corrente.

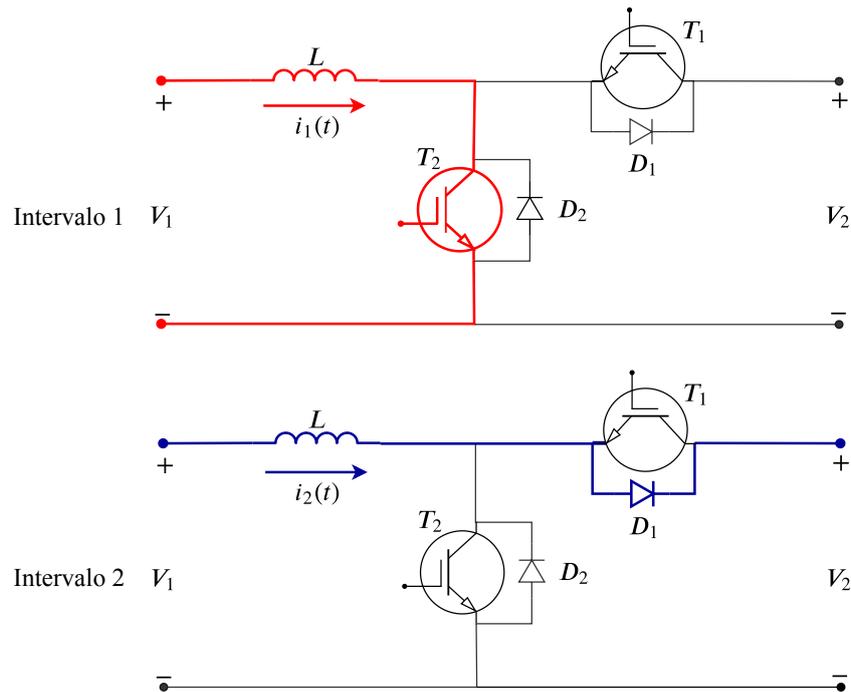


Figura 17: Operação do conversor bidirecional em modo *Boost*.
Fonte: Adaptado de Ferreira *et al.* (2014).

2.1.1.3 MÉTODO DA CHAVE PWM

Para atingir o objetivo proposto neste trabalho, deve-se tomar cuidado para que ambos os transistores do conversor bidirecional não funcionem simultaneamente. Como as funções elevadora (*boost*) e abaixadora (*buck*) serão executadas uma de cada vez e o conversor irá atuar sempre em Modo de Condução Contínua (MCC), pode-se então utilizar a técnica denominada de "PWM-Switch Modeling", ou mais conhecida como método da chave PWM (DIJK *et al.*, 1995).

O resultado da aplicação do método da chave PWM é um circuito equivalente CC para pequenos sinais. A técnica, basicamente, consiste em substituir as chaves (ativa e passiva) do conversor, por modelos médios no tempo. O modelo que será obtido é equivalente ao se utilizar a técnica por espaço de estados (DIJK *et al.*, 1995). A Figura 19 apresenta a substituição da chave ativa (transistor IGBT) e passiva (diodo) pela chave PWM.

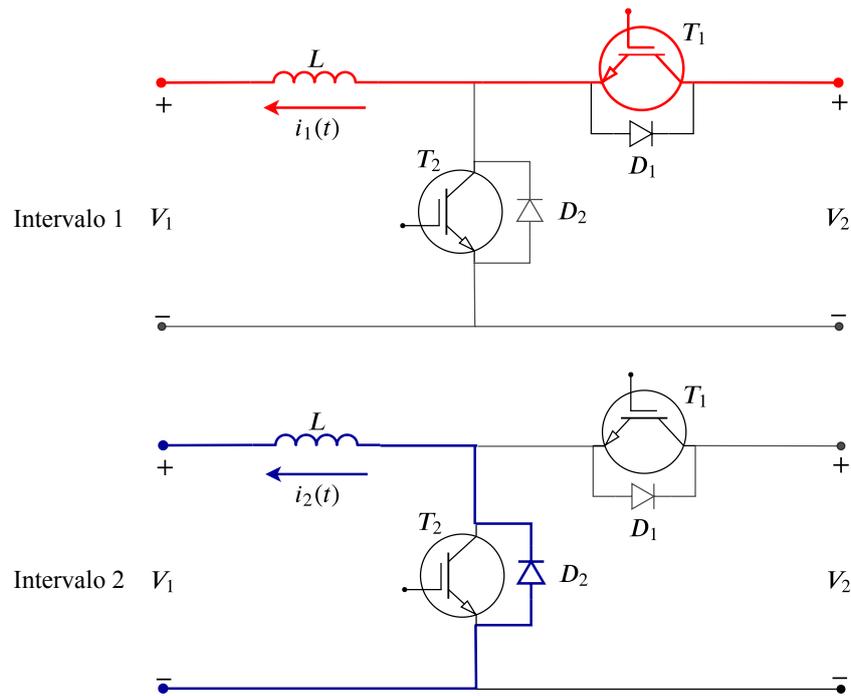


Figura 18: Operação do conversor bidirecional em modo *Buck*.
Fonte: Adaptado de Ferreira *et al.* (2014).

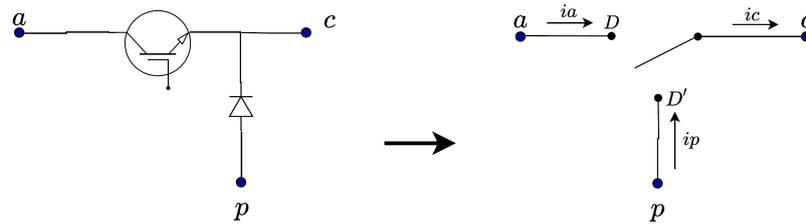


Figura 19: Modelo do método da chave PWM. As letras a , c e p significam ativo, comum e passivo respectivamente.
Fonte: Adaptado de Ferreira *et al.* (2014)

Realizando as operações algébricas necessárias, é possível obter então o modelo CC para pequenos sinais da chave PWM, apresentada na Figura 20 (POMILIO, 1995).

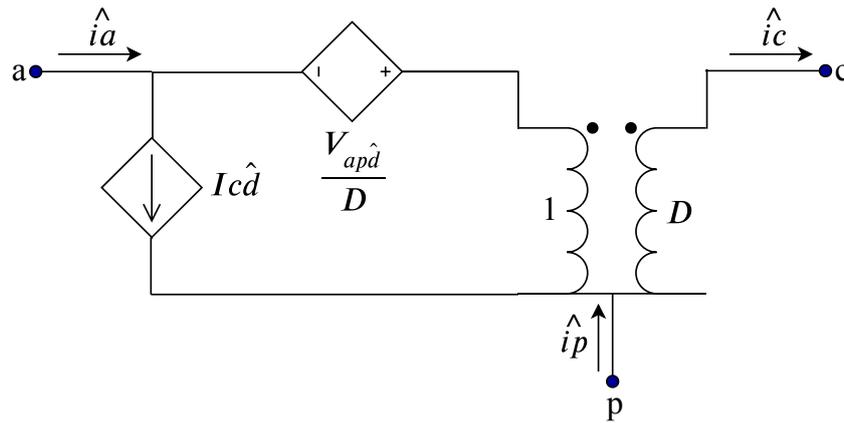


Figura 20: Modelo CC e a pequenos sinais da chave PWM.
Fonte: Ferreira *et al.* (2014)

Para realizar a aplicação do método no conversor proposto neste trabalho, primeiramente deve-se separá-lo em dois circuitos, pois como apresentado anteriormente, o conversor bidirecional é constituído pela união dos conversores Buck e Boost. A Figura 21 mostra o resultado da separação e identificação dos pontos a, c e p em cada circuito.

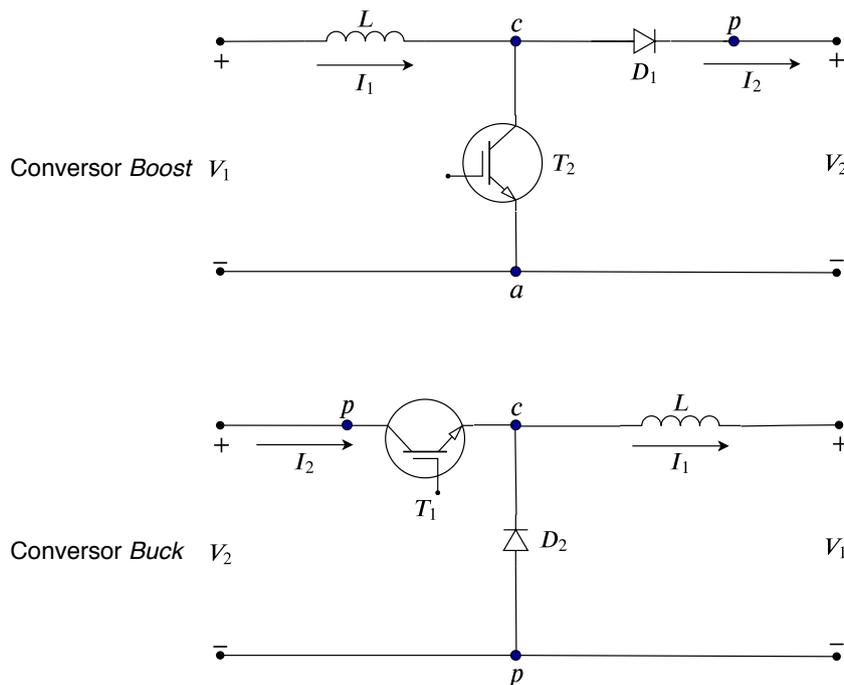


Figura 21: Modelo da chave PWM aplicado ao conversor bidirecional.
Fonte: Ferreira *et al.* (2014)

Utilizando o modelo apresentado na Figura 20 e retirando os elementos que dependem de perturbação, pode-se então utilizar as equações de análise de circuitos tradicionais para realizar o equacionamento dos conversores em regime permanente, além de obter as funções de transferência necessárias para projetar os controladores. A Figura 22 mostra o resultado do modelo aplicado.

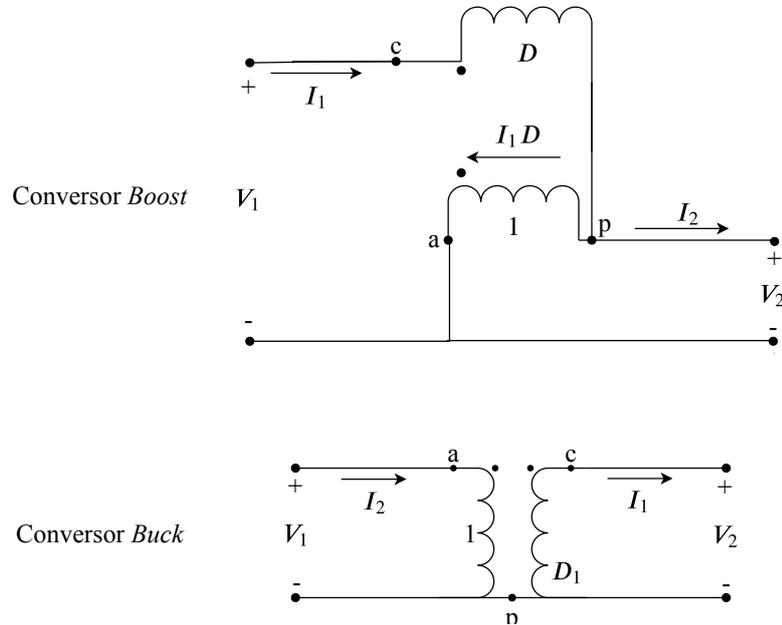


Figura 22: Modelo da chave PWM aplicado ao conversor bidirecional.

Fonte: Ferreira *et al.* (2014)

Para o caso do conversor Buck, pode-se obter facilmente as relações entre tensões e corrente, pois são dadas diretamente pela razão cíclica. Assim, se obtém as seguintes equações:

$$\frac{V_1}{V_2} = D = G_{buck} \quad (2)$$

e

$$\frac{I_2}{I_1} = D. \quad (3)$$

O mesmo procedimento é feito ao conversor Boost, porém não de forma direta. Primeiramente, realizando o equacionamento na malha 1 e considerando V_{cp} a tensão

entre os pontos a e p, e V_{ap} a tensão entre os terminais a e p, tem-se:

$$V_1 - V_{cp} + V_{ap} = 0. \quad (4)$$

A seguir, pode-se observar que V_{ap} é idêntico e oposto a V_2 . Refletindo V_2 para o enrolamento com D espiras, obtem-se então $V_{cp} = -DV_2$. Portanto, realizando a substituição na Equação 4, tem-se:

$$V_1 + DV_2 - V_2 = 0, \quad (5)$$

resultando:

$$G_{boost} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1-D} = \frac{1}{D'}. \quad (6)$$

A equação 6 nos mostra que, partido do valor 0 para D, teremos que a tensão de saída será igual à de entrada e que, conforme seu valor aumenta, até seu máximo valor 1, teremos ganho infinito. Vale lembrar que esta condição não existe na prática, devido a não idealidade dos componentes e perdas apresentadas por eles.

2.2 MÁQUINA ELÉTRICA

A seguir, de forma sucinta, serão apresentadas alguns tipos de máquinas elétricas. Geralmente elas são utilizadas para realizar a tração de um veículo com propulsão elétrica, porém no caso desta monografia, a máquina elétrica deve também desempenhar a função de geração, podendo assim recarregar os sistemas de armazenamento presentes, utilizando a técnica da frenagem regenerativa, relatada no capítulo 1.2.1

Basicamente, o que diferencia uma máquina de atuar como gerador ou motor é a forma na qual ele realiza a conversão entre energia mecânica e elétrica. De forma simples, se um motor transforma energia elétrica em mecânica, este passa a atuar como motor. Já se a máquina transforma a energia mecânica em energia elétrica, este está atuando como gerador. Na prática, qualquer máquina elétrica é capaz de realizar a conversão de energia em ambos os sentidos (CHAPMAN, 2013).

2.2.1 MÁQUINA DE CORRENTE ALTERNADA

Máquinas de corrente alternada ou máquinas CA como comumente chamadas, são capazes de realizar tanto a conversão de energia elétrica CA em energia mecânica e vice-versa. Podem ser divididas em dois tipos: máquinas síncronas e máquinas de indução (CHAPMAN, 2013).

Algumas máquinas síncronas tem a corrente do campo magnético fornecida por uma fonte CC separada enquanto a máquina de indução tem sua corrente de campo fornecida por indução magnética (CHAPMAN, 2013).

2.2.2 MÁQUINA DE CORRENTE CONTÍNUA

As máquinas de corrente contínua são capazes de atuar tanto na condição de motores quanto como na condição de geradores. Internamente a máquina CC trabalha com tensão alternada, o que ocorre é que existe um elemento responsável por realizar a conversão dessa tensão CA em CC nos terminais da máquina. (CHAPMAN, 2013).

Considera-se inicialmente o circuito equivalente de uma máquina CC, aqui apresentado na Figura 23.

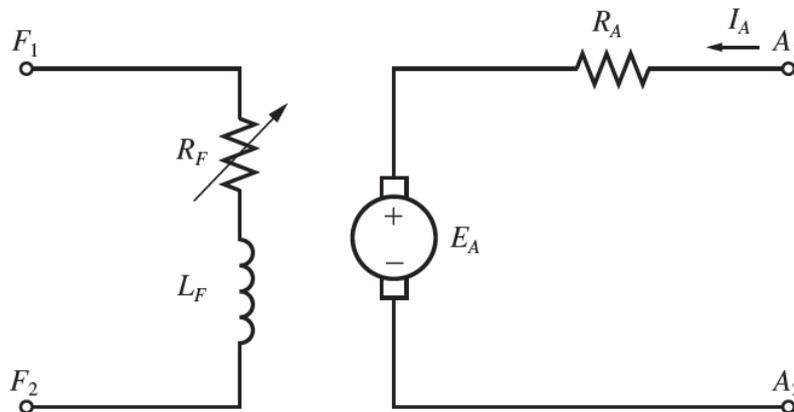


Figura 23: Circuito equivalente de uma máquina elétrica de corrente contínua do tipo excitação independente.

Fonte: Chapman (2013).

Para melhor compreender o desempenho de uma máquina CC nos estágios em que opera como motor e gerador, algumas equações básicas que regem o seu funcionamento devem ser apresentadas.

$$E_A = k\phi\omega_n = K_m\omega_n \quad (7)$$

A Equação 7 representa a tensão interna gerada em uma máquina, sendo: K_m a constante de construção da máquina, que pode ser identificada através de ensaios laboratoriais ou até mesmo em *datasheets*; e, ω_n a velocidade do eixo em radianos por segundo. Percebe-se que, quando o motor inicia o seu funcionamento, tem-se ω_n igual a 0, fazendo com que E_a também seja nulo.

$$I_a = \frac{V_T - E_a}{R_a} \quad (8)$$

Como consequência de E_a ser nulo, tem-se então uma corrente de armadura I_a elevada, como mostrado pela equação 8, pois ela é limitada apenas pela resistência de armadura R_a , geralmente de valor pequeno ($R_a \approx 0,5 - 4\text{ohms}$).

$$T_{ind} = k\phi I_a \quad (9)$$

Em contrapartida, de acordo com a Equação 9, tem-se um torque induzido pela máquina, também elevado.

$$T_{ind} - T_{carga} = J \frac{d\omega_n(t)}{dt} \quad (10)$$

Por fim, temos a Equação 10, representando, basicamente, a aceleração da máquina. Veja que, enquanto a diferença entre T_{ind} e T_{carga} for diferente de zero, tem-se aceleração presente no motor. Outro ponto importante que impacta na aceleração da máquina, é o momento de inércia J , sendo esse a soma dos momentos de inércia da própria máquina, mais o momento de inércia da carga acoplada ao eixo. Devido à alta complexidade para se realizar o controle de máquinas de corrente alternada, será utilizado uma máquina elétrica de corrente contínua para se alcançar os objetivos da monografia. Por fim, a forma escolhida para fornecer torque induzido à máquina será por meio da variação de tensão nos terminais. Esse processo ocorre, de forma simples, da seguinte maneira (CHAPMAN, 2013):

- Ao aumentar V_T , eleva-se I_a ;

- Elevando I_a , aumenta-se T_{ind} ;
- Como consequência, tem-se $T_{ind} > T_{carga}$, fazendo o motor aumentar sua velocidade ω_n ;
- Aumentando ω_n , tem-se o aumento da tensão interna E_A ;
- Ao elevar E_A , diminui-se então I_a ;
- Por fim, com a queda de I_a , tem-se que o T_{ind} irá diminuir até se igualar com o T_{carga} .

Esta forma de se realizar o aumento de velocidade da máquina foi escolhida devido à sua simplicidade pra aplicação na simulação, evitando assim a necessidade de se realizar o controle da corrente de armadura que percorre o indutor L_a durante a etapa em que a máquina opera como motor. Um detalhe importante a ser considerado é a elevada corrente de armadura no início da operação da máquina, que pode ser um problema considerando as frequentes acelerações que ocorrem em um veículo. A fim de evitar correntes com valores maiores que a nominal da máquina, uma restrição foi imposta na lógica de controle e sera discutida com detalhes na seção 3.

2.3 RESUMO DO CAPÍTULO

Com base nos capítulos anteriores, aonde é realizado a descrição e escolha dos componentes de um veículo elétrico que serão utilizados, é possível prosseguir para a definição dos parâmetros de cada componente, assim como o circuito de potência e de controle final para realizar a simulação.

3 ANÁLISE E DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA DE CONTROLE

Como o desenvolvimento do sistema de controle envolve a modelagem dos conversores de energia CC/CC, e esses dependem das especificações técnicas dos sistemas armazenadores e da máquina elétrica, a partir desse ponto do trabalho se torna necessário definir quais modelos de bateria, supercapacitor e máquina elétrica serão utilizados. Neste capítulo são discutidos e apresentados tais modelos, com a finalidade de projetar os controladores do sistema de acionamento do veículo elétrico, apresentados na etapa final deste capítulo. Ainda, é apresentada também a estratégia de controle global adotada para acionamento dos dispositivos comutadores T_1 , T_2 , T_3 e T_4 .

3.1 DEFINIÇÃO DAS ESPECIFICAÇÕES

A seguir serão definidos os parâmetros do sistema de armazenamento principal, complementar, além das indutâncias L e L_a dos conversores bidirecionais, assim como a escolha da máquina elétrica CC.

3.1.1 DEFINIÇÃO DO VEÍCULO ELÉTRICO

Como o objetivo deste trabalho é realizar a análise de um sistema de armazenamento híbrido de energia, dinâmicas menos relevantes para o comportamento de deslocamento do veículo foram desprezadas. Sendo assim, foi levado em consideração o diâmetro das rodas de um veículo de passeio comum, para que parâmetros como velocidade em km/h pudessem ser calculados e o momento de inércia que, de forma geral, pudesse representar um veículo real. Os valores escolhidos são apresentados na Tabela 1. O valor escolhido para o momento de inércia é baseado nos valores apresentados nas tabelas em Heydinger *et al.* (1999).

Tabela 1: Parâmetros veículo elétrico

Parâmetro	Símbolo	Unidade	Valor
Diâmetro das Rodas	DR	in	17
Momento de Inércia	Mi	kgm^2	10

Fonte: Autoria própria.

3.1.2 DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS DA MÁQUINA ELÉTRICA CC

Com os parâmetros do veículo definidos, é possível definir a máquina elétrica responsável pela tração do veículo em questão. A Tabela 2 apresenta os parâmetros de interesse.

Tabela 2: Parâmetros da máquina elétrica

Parâmetro	Símbolo	Unidade	Valor
RPM Nominal	RPM	RPM	4000
Corrente de Armadura	Ia	A	120
Resistência de Armadura	Ra	Ohm	0,171
Indutância de Armadura	La	H	1,7e-3
Momento de Inércia	Mi	kgm^2	0,1120
Potência	Pm	W	50,4kW

Fonte: Autoria própria.

3.1.3 DEFINIÇÃO DO SISTEMA DE ARMAZENAMENTO PRINCIPAL

O modelo a ser utilizado nas simulações leva em consideração o modelo apresentado na seção 2.0.1. O banco de baterias irá possuir tensão de 400V, tendo uma porção de 20V provenientes de um capacitor com capacitância de 500F. A intenção do capacitor é emular o efeito de carga/descarga de uma bateria, permitindo que a bateria seja carregável a partir do valor mínimo que é a fonte de tensão.

A fim de evitar que o sistema de acionamento trabalhe com a tensão do barramento CC muito próxima à nominal da máquina elétrica, foi estabelecido tensão mínima de 500V para o banco de supercapacitores.

Tabela 3: Parâmetros do armazenador principal

Parâmetro	Símbolo	Unidade	Valor
Capacidade	Vbb	V	400
Capacitância	Cbb	F	500
Resistência Interna	Rbb	Ohm	0,5

Fonte: Autoria própria.

3.1.4 DEFINIÇÃO DO SISTEMA DE ARMAZENAMENTO COMPLEMENTAR

Segundo Ferreira *et al.* (2014), o banco de supercapacitores, pelo motivo de estar localizado no barramento CC e ser responsável pelas acelerações do veículo elétrico, ele deverá trabalhar em uma faixa de capacidade mínima que atenda a tensão nominal de terminal da máquina, neste caso 460V.

Sendo assim, os valores escolhidos para o banco de supercapacitores foram as tensões mínima de 460V e máxima de 600V, tensão essa a fim de manter o barramento CC. A Tabela 4 mostra um resumo dos parâmetros escolhidos.

Tabela 4: Parâmetros do armazenador complementar

Parâmetro	Símbolo	Unidade	Valor
Capacidade Mínima	Vbsc	V	460
Capacidade Máxima	Vbsc	V	600
Resistência Interna	Rsc	Ohm	0,03
Capacitância	Csc	F	2,3

Fonte: Autoria própria.

3.1.5 DEFINIÇÃO DAS INDUTÂNCIAS DOS CONVERSORES

Para realizar a implementação dos conversores, deve-se definir o valor da indutância utilizada em ambos. Para o caso do conversor bidirecional 2, tem-se que a indutância será a mesma indutância L_a da máquina elétrica CC, sendo igual a $1,7mH$, segundo é informado no catálogo do fabricante.

No caso da indutância L do primeiro conversor bidirecional, tem-se que obter um valor que garante uma baixa variação de corrente, a fim de preservar o estado do

banco e baterias. Como a indutância é compartilhada nos momentos de operação em modo *Buck* e *Boost*, utiliza-se as equações para ambos os modos, sendo elas:

$$L_{buck} = \frac{(V_{SC} - V_{bat})D_1}{F_s \Delta I_L} \quad (11)$$

e

$$L_{boost} = \frac{V_{bat}D_2}{F_s \Delta I_L}. \quad (12)$$

Devido ao fato de que em carregadores de bateria geralmente se deseja uma variação de corrente menor, foi considerado a variação de corrente ΔI_L como sendo igual a 1,5A. Levando em consideração que a dinâmica de carga e descarga do sistema é lenta e que o tempo de amostragem para as malhas também podem ser lentos, frequências de chaveamento elevadas demandam mais tempo de processamento e memória para simulações computacionais sem alterar significativamente a dinâmica do acionamento. Lembrando que na implementação real valores maiores de frequência de chaveamento podem ser de interesse com o intuito de reduzir o tamanho físico dos indutores, portanto, o valor de frequência de chaveamento escolhido F_s é igual a 2kHz. Assim, a indutância média obtida entre as equações 11 e 12 é 42mH

A Figura 24 representa o circuito eletrônico, que é utilizado como base para realizar os equacionamentos necessários para realizar o controle adequado dos transistores (T_1 , T_2 , T_3 e T_4). Neste circuito percebe-se o banco de baterias à esquerda, o supercapacitor entre os conversores e a máquina elétrica de corrente contínua na direita. Este circuito eletrônico é utilizado para a realização das simulações.

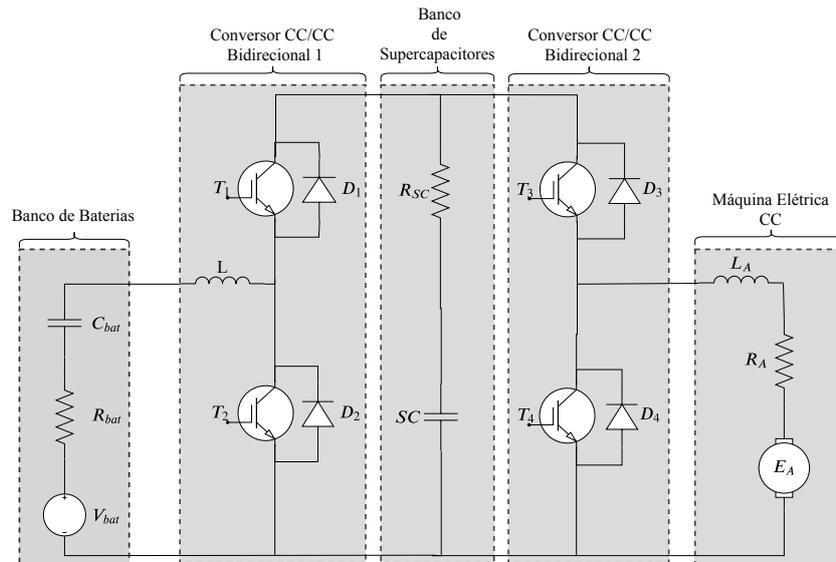


Figura 24: Circuito eletrônico utilizado para realização das simulações.

Fonte: Autoria própria.

3.2 FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA

Como citado na seção anterior, o controle dos transistores, com exceção de T_3 , será realizado a partir da corrente do elemento indutivo de cada conversor bidirecional. Para isso, foi desenvolvido o bloco de controle em malha fechada apresentado na Figura 25. Seu funcionamento ocorre da seguinte maneira: através de um sensor, as correntes nos elementos indutivos serão coletadas e comparadas com a corrente de referência. O erro gerado por essa comparação irá para um controlador contendo um controlador proporcional integral (PI), juntamente com o ajuste da margem de fase. Essa modulação realizada por meio da comparação da tensão de saída do controlador com uma onda triangular com amplitude e frequência específicas. A planta possui função de transferência definida como a relação da corrente no elemento indutivo e a razão cíclica do respectivo transistor.

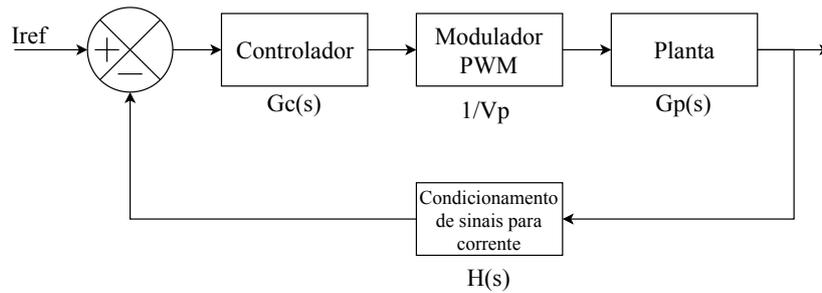


Figura 25: Diagrama de blocos do controlador, para controle em modo corrente.

Fonte: Autoria própria.

Para se obterem as funções de transferência, são realizadas, para todos os modos de operação e para ambos os conversores, as seguintes etapas:

- Análise CC pelo método da chave PWM;
- Análise a pequenos sinais pelo método da chave PWM;
- Aquisição da função de transferência;
- Por fim, aquisição da equação para cálculo de razão cíclica.

3.2.1 CONVERSOR BIDIRECIONAL 1

A seguir são apresentados os equacionamentos realizados para se obter as funções de transferência e equações que representam as razões cíclicas dos transistores T_1 e T_2 , seguindo as etapas citadas anteriormente.

3.2.1.1 OPERAÇÃO COMO MOTOR:

Para o controle do conversor bidirecional 1 no momento em que a máquina elétrica funciona como motor, pode-se analisar o circuito apresentado na Figura 26. O objetivo é realizar o controle da corrente que transita pelo indutor L , este conectado em série com o banco de baterias. Lembrando que neste momento o conversor deverá funcionar em modo boost, processo esse envolvendo o transistor T_2 .

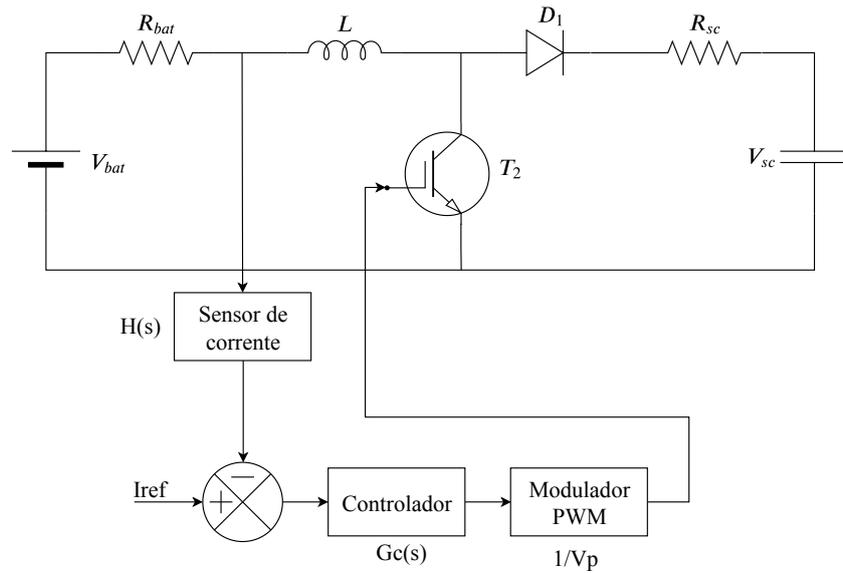


Figura 26: Circuito do conversor bidirecional 1 em modo *Boost* junto com malha de controle.

Fonte: Autoria própria.

Aplicando-se o método da chave (PWM) para análise CC, obtêm-se o circuito da Figura 27.

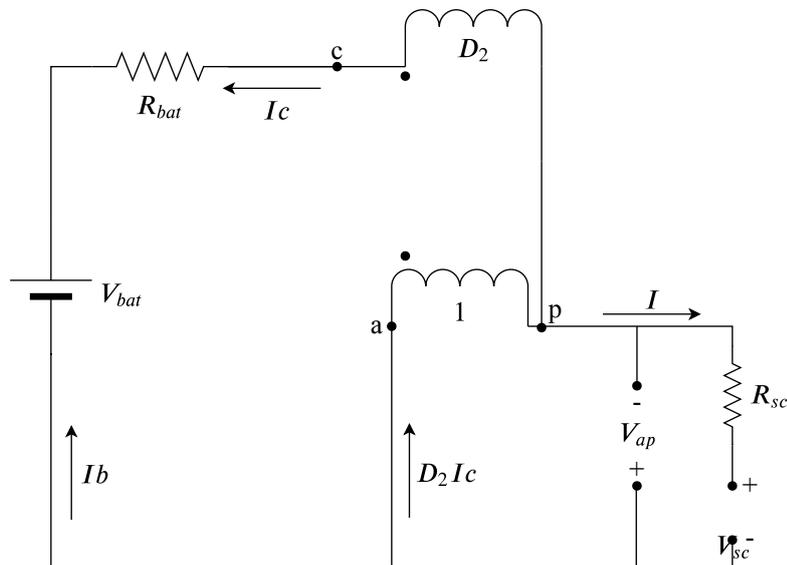


Figura 27: Análise CC utilizando o método da chave PWM para o conversor bidirecional 1 operando em modo *Boost*.

Fonte: Autoria própria.

Realizando análise no nó a e da tensão V_{ap} , tem-se:

$$I = I_b + I_c D_2 \quad (13)$$

e

$$V_{ap} = -V_{sc} - R_{sc}I. \quad (14)$$

Como $I_c = -I_b$, temos:

$$I = I_b(1 - D_2). \quad (15)$$

Ainda utilizando o método da chave PWM, mas agora realizando a análise a pequenos sinais, tem-se o circuito da Figura 28. O objetivo agora é obter a função de transferência que relaciona $\hat{i}_b(s)/\hat{d}(s)$.

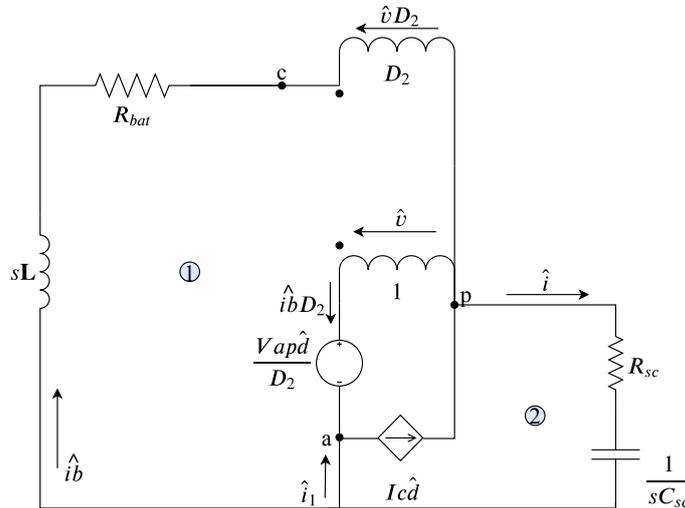


Figura 28: Análise a pequenos sinais através de método da chave PWM para conversor bidirecional 1 em modo *Boost*.
Fonte: Autoria própria.

Para a determinação da função de transferência, será necessário realizar análise nodal em a , análise da malha 1 e malha 2. Para análise nodal, a seguinte relação já está sendo considerada: $\hat{i} = \hat{i}_1 + i_b$.

Da análise nodal em a se resulta:

$$\hat{i} = \hat{i}_b(1 - D_2) + \hat{i}_c \hat{d}. \quad (16)$$

Realizando análise da malha 1, tem-se:

$$-(sL + R_{bat})\hat{i}_b + \hat{v}(1 - D_2) - \frac{V_{ap}\hat{d}}{D_2} = 0. \quad (17)$$

Da malha 2:

$$\hat{v} = \frac{V_{ap}\hat{d}}{D_2} - \frac{(R_{sc}C_{sc}s + 1)\hat{i}}{sC_{sc}}. \quad (18)$$

Substituindo a Eq. 18 na Eq. 17, resulta em:

$$-(sL + R_a)\hat{i}_b + \left(\frac{V_{ap}\hat{d}}{D_2} - \frac{(R_{sc}C_{sc}s + 1)\hat{i}}{sC_{sc}} \right) (1 - D_2) - \frac{V_{ap}\hat{d}}{D_2} = 0. \quad (19)$$

Utilizando as equações obtidas, tem-se então a função de transferência desejada, como sendo:

$$Gid_2(s) = \frac{\hat{i}_b(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{s\{R_{sc}C_{sc}(1 - D_2) + C_{sc}[V_{sc} + R_{sc}I_b(1 - D_2)]\} + (1 - D_2)I_b}{s^2LC_{sc} + sC_{sc}[R_{bat} + (1 - D_2)R_{sc}] + (1 - D_2)^2}. \quad (20)$$

Ao analisar o circuito da Figura 27, pode-se obter a seguinte relação: $V_{ap} = -V_{bsc}$. Utilizando a análise de malhas, tem-se:

$$V_{bat} - R_{bat}I_b + V_{bsc}D_2 - V_{bsc} = 0. \quad (21)$$

Portanto:

$$D_2 = 1 - \frac{V_{bat} - R_{bat}I_b}{V_{bsc}}. \quad (22)$$

A partir dos valores dos componentes do veículo e da equação 22, é obtido o valor de D_2 . Assim, utilizando o valor de D_2 na equação 20, junto com os valores dos componentes do veículo, é possível obter a função de transferência final para realizar o projeto do controlador responsável por atuar no transistor T_2 , projeto este que é detalhado na seção 3.4.

3.2.1.2 OPERAÇÃO COMO GERADOR:

Quando a máquina atuar como gerador, deve-se realizar o gerenciamento de corrente que irá fluir da máquina, passar pelo barramento CC do supercapacitor e, possivelmente, circular até as baterias. Como o barramento CC possui tensão maior, o conversor do lado da bateria deverá funcionar em modo *Buck*, atuando portanto no transistor T_1 . O circuito que representa este momento é apresentado a seguir:

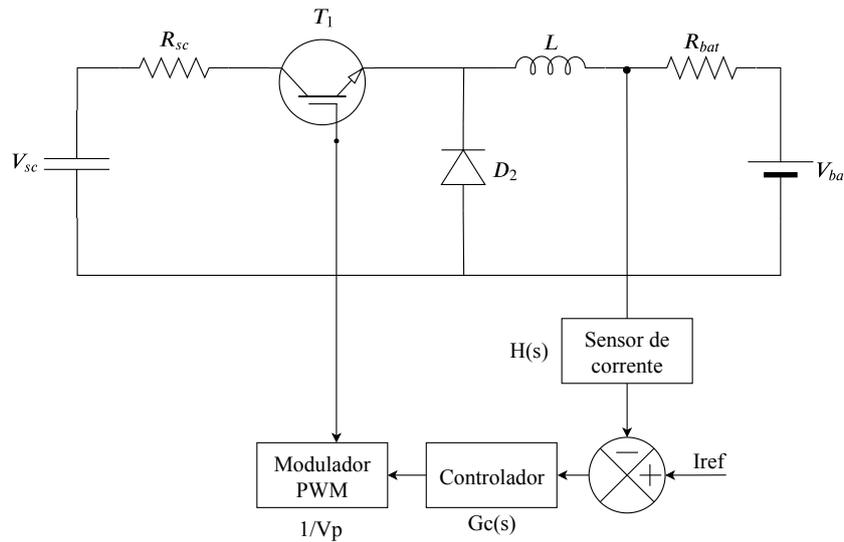


Figura 29: Circuito do conversor bidirecional 1 em modo *Buck* junto com malha de controle.

Fonte: Autoria própria.

Aplicando o método da chave PWM e realizando análise CC, tem-se o circuito da Figura 29.

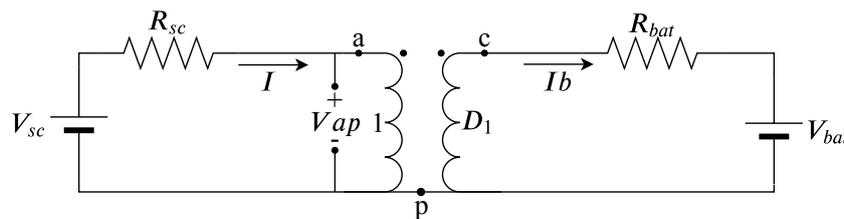


Figura 30: Análise CC utilizando o método da chave PWM para o conversor bidirecional 1 operando em modo *Buck*.

Fonte: Autoria própria.

Analisando o circuito e partido da relação de que $I_c = I_b$, tem-se:

$$V_{ap} = V_{sc} - R_{sc}I_b D_1. \quad (23)$$

Aplicando o modelo de pequenos sinais, obtêm-se:

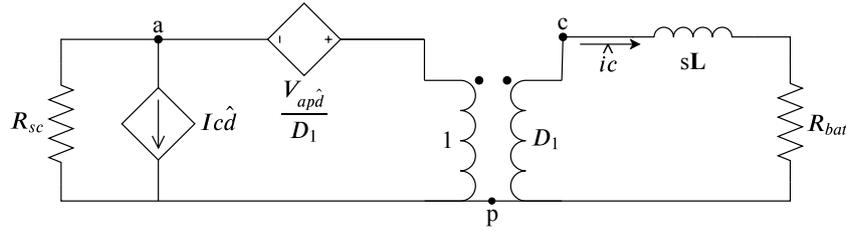


Figura 31: Análise a pequenos sinais utilizando método da chave PWM para conversor bidirecional 1 em modo *Buck*.
Fonte: Autoria própria.

Para facilitar a análise do circuito, será realizado transformação da fonte de corrente presente, em fonte de tensão, resultando em:

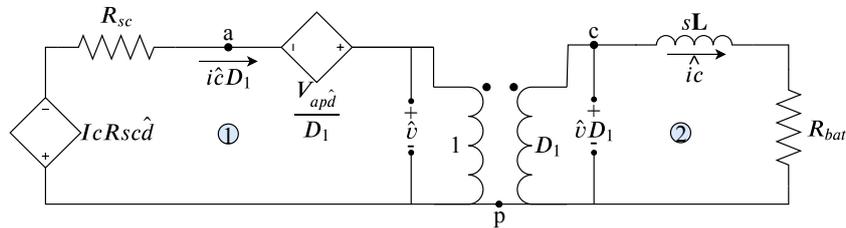


Figura 32: Circuito da Figura 31 após transformação de fontes.
Fonte: Autoria própria.

Fazendo uso da técnica de análise de malhas para circuitos elétricos, para a malha 1 tem-se:

$$\hat{v} = \frac{V_{ap}\hat{d}}{D_1} - I_c R_{sc}\hat{d} - R_{sc}i_{\hat{c}}D_1. \quad (24)$$

Ao mesmo tempo, para a malha 2, é possível escrever:

$$\hat{v}D_1 - i_{\hat{c}}sL - i_{\hat{c}}R_{bat} = 0. \quad (25)$$

Igualando as duas equações encontradas através da análise de malhas, tem-se:

$$\frac{V_{ap}\hat{d}}{D_1} - I_c R_{sc}\hat{d} - R_{sc}i_{\hat{c}}D_1 = \frac{i_{\hat{c}}R_{bat} + i_{\hat{c}}sL}{D_1}. \quad (26)$$

Substituindo os valores de V_{ap} e $i_{\hat{c}}$ na equação 26, por fim, é possível obter a relação entre a corrente que percorre pelo indutor do conversor bidirecional 1 e a razão

cíclica:

$$Gid_1(s) = \frac{\hat{ib}(s)}{\hat{d}} = \frac{V_{sc} - R_{sc}I_b(1 + D_1)}{sL + R_{bat} + R_{sc}D_1^2}. \quad (27)$$

Tendo que V_{cp} na Figura 30 corresponde à tensão nos terminais do banco de baterias, pode-se escrever:

$$V_{cp} = D_1V_{ap} = D_1V_{sc} - R_{sc}I_bD_1^2 = V_{bb}. \quad (28)$$

Realizando a operação algébrica na Equação 28, obtém-se:

$$D_1 = \frac{V_{sc} - \sqrt{V_{sc}^2 - 4R_{sc}I_bV_{bb}}}{2R_{sc}I_b}. \quad (29)$$

Assim como na seção anterior, as equações 27 e 29 são de grande relevância e são utilizadas na seção 3.4 para realizar o projeto do controlador que atua no transistor T_1 , nos momentos em que a máquina elétrica estiver atuando como gerador.

3.2.2 CONVERSOR BIDIRECIONAL 2

A seguir, utilizando os mesmos procedimentos realizados na seção 3.2.1, são obtidas as respectivas funções de transferência e equações das razões cíclicas dos transistores T_3 e T_4 , pertencentes ao conversor bidirecional 2.

3.2.2.1 OPERAÇÃO COMO MOTOR

Quando a máquina encontra-se operando como motor, o conversor bidirecional atua em modo *Buck*, sendo o transistor T_3 responsável por este processo. Como citado na seção 3, teremos uma exceção neste caso, aonde apenas o controle da razão cíclica D_3 , feito através do pedal do acelerador, será necessário. Aplicando então o método da chave PWM para análise em regime permanente, o circuito da Figura 33 é obtido.

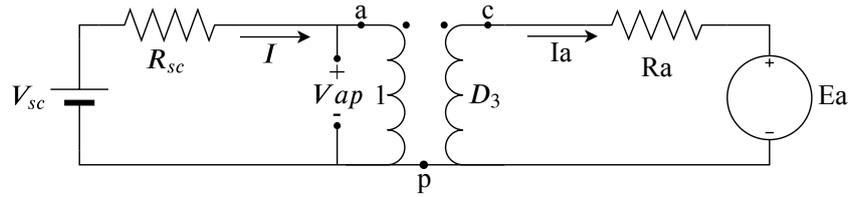


Figura 33: Análise CC utilizando o método da chave PWM para conversor bidirecional 1 em modo *Buck*.
Fonte: Autoria própria.

Partindo da análise na malha esquerda, tem-se:

$$V_{ap} = V_{sc} - R_{sc}I. \quad (30)$$

Como a relação de corrente entre as bobinas se dá por $\frac{I}{I_a} = D_3$, tem-se então, aplicando a relação na equação 30:

$$V_{ap} = V_{sc} - R_{sc}I_a D_3. \quad (31)$$

Considerando V_{cp} como sendo a tensão sob os terminais do motor e utilizando a relação de tensão entre as bobinas, que é dada por $\frac{V_{ap}}{V_{cp}} = \frac{1}{D_3}$, tem-se portanto:

$$V_{cp} = D_3 V_{sc} - R_{sc}I_a D_3^2. \quad (32)$$

Manipulando algebricamente a equação 32, por fim, é possível obter a equação que representa a razão cíclica relacionada ao transistor T_3 :

$$D_3 = \frac{V_{sc} - \sqrt{V_{sc}^2 - 4R_{sc}I_a V_{cp}}}{2R_{sc}I_a}. \quad (33)$$

3.2.2.2 OPERAÇÃO COMO GERADOR

Quando a máquina opera como gerador, deve-se realizar o controle do fluxo de energia entre supercapacitor e máquina elétrica. Para isso deve-se controlar a corrente que transita pelo indutor L_a . A Figura 34 mostra o circuito junto com a malha de controle. Assim como nas seções anteriores, o objetivo é encontrar a função de transferência que relaciona a corrente no indutor e variação da razão cíclica a pequenos sinais, assim

como a equação que representa a razão cíclica do transistor T_4 .

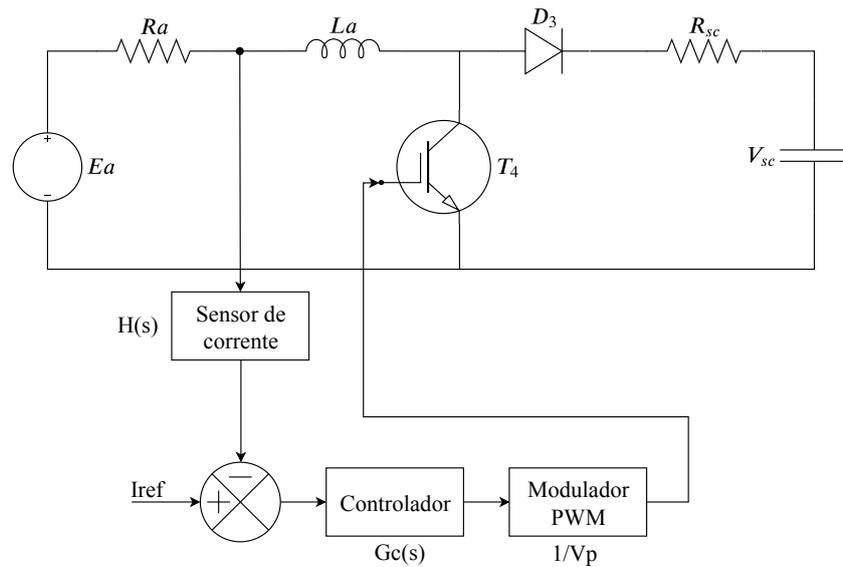


Figura 34: Circuito conversor bidirecional 2 operando em modo *Boost* junto com malha de controle.

Fonte: Autoria própria.

Aplicando o método da chave PWM para análise em corrente contínua, tem-se o circuito da Figura 35.

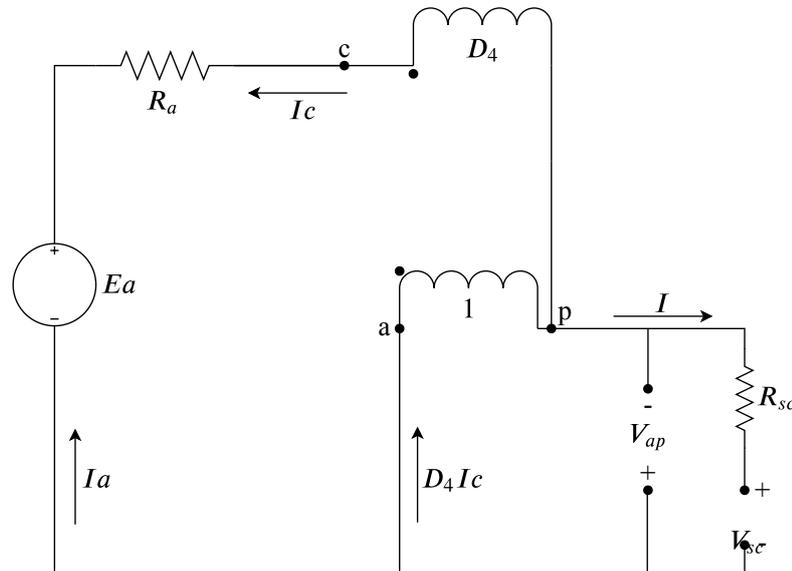


Figura 35: Análise CC utilizando o método da chave PWM para conversor bidirecional 2 em modo *Boost*.

Fonte: Autoria própria.

Através da análise nodal em p e da tensão V_{ap} obtém-se as seguintes equações:

$$I = I_a(1 - D_4) \quad (34)$$

e

$$V_{ap} = -V_{sc} - R_{sc}I. \quad (35)$$

Terminada a etapa de análise CC, pode-se utilizar o método da chave PWM para realizar a análise a pequenos sinais. O circuito para análise é apresentado a seguir:

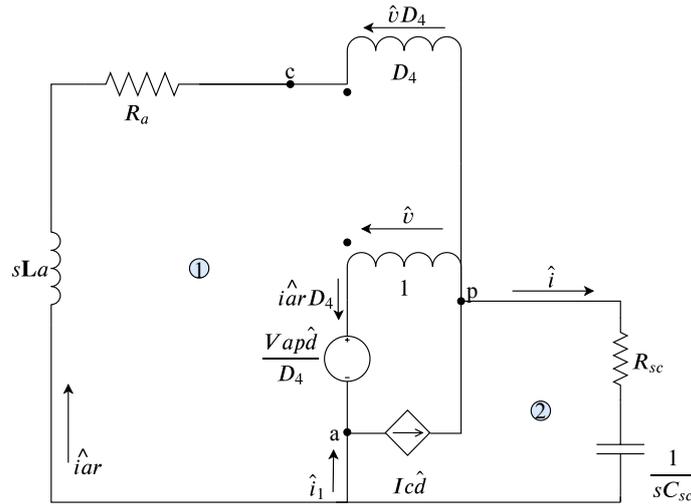


Figura 36: Análise a pequenos sinais utilizando o método da chave PWM para conversor bidirecional 2 em modo *Boost*.
Fonte: Autoria própria.

O objetivo é obter a função de transferência que relaciona $\frac{\hat{i}_{ar}(s)}{\hat{d}(s)}$, assim como a equação da razão cíclica pertencente ao transistor T_4 . Como o circuito obtido é idêntico ao da seção 3.2.1.1, as mesmas análises são realizadas e obtidas as relações que seguem.

Da análise nodal em a :

$$\hat{i} = \hat{i}_{ar}(1 - D_4) + I_c \hat{d}. \quad (36)$$

Utilizando análise de malhas, da malha 1, tem-se:

$$-(sL_a + R_a)\hat{i}_{ar} + \hat{v}(1 - D_4) - \frac{V_{ap}\hat{d}}{D_4} = 0. \quad (37)$$

Da malha 2, pode-se escrever:

$$\hat{v} = \frac{V_{ap}\hat{d}}{D_4} - \frac{(R_{sc}C_{sc}s + 1)\hat{i}}{sC_{sc}}. \quad (38)$$

Portanto, realizando as manipulações algébricas necessárias, é possível obter a seguinte função de transferência:

$$G_{id_4}(s) = \frac{\hat{i}_{ar}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{s\{R_{sc}C_{sc}(1 - D_4) + C_{sc}[V_{sc} + R_{sc}I_a(1 - D_4)]\} + (1 - D_4)I_a}{s^2L_aC_{sc} + sC_{sc}[R_a + (1 - D_4)R_{sc}] + (1 - D_4)^2}. \quad (39)$$

Observando o circuito da Figura 35, nota-se que $V_{ap} = -V_{bsc}$, sendo V_{bsc} a tensão em cima do banco de supercapacitores. Utilizando então a relação de tensão sobre os enrolamentos, tem-se então:

$$E_a - R_a I_a + V_{bsc} D_4 - V_{bsc} = 0. \quad (40)$$

Portanto, isolando D_4 :

$$D_4 = 1 - \frac{E_a - R_a I_a}{V_{bsc}}. \quad (41)$$

Da mesma maneira que citado anteriormente, as equações 39 e 41 são utilizadas neste caso para realizar o projeto do controlador que atua no transistor T_4 . Este é responsável por atuar nos momentos em que a frenagem do veículo é realizada, com a finalidade de realizar a regeneração de energia para o banco de supercapacitores.

3.3 LÓGICAS DE CONTROLE

Nesta seção são apresentadas as estratégias de controle utilizadas no sistema de acionamento do veículo elétrico. O objetivo é realizar o acionamento dos transistores conforme o comportamento do veículo através de sinais PWM gerados com auxílio dos controladores, conforme Figura 37. Os sinais PWM que são aplicados aos terminais *gate* de cada transistor são dados através da comparação do sinal V_c oriundo dos controladores com ondas dente de serra com amplitude igual a 1V e frequência de 2kHz.

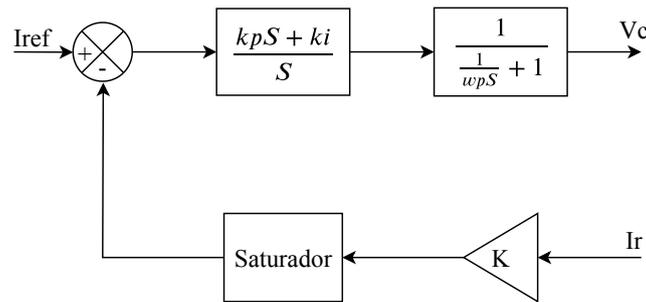


Figura 37: Arranjo dos controladores.
Fonte: Autoria própria.

São propostas duas lógicas de controle, uma para cada conversor bidirecional. Cada lógica de controle possui dois subsistemas, sendo cada subsistema responsável por um transistor. Um diagrama geral é apresentado na Figura 38 mostrando como as lógicas de controle atuam no circuito de potência e suas respectivas variáveis. Nesta figura pode-se observar os sinais V_{c1} , V_{c2} , V_{c3} e V_{c4} , que se referem aos sinais de controle para cada transistor. Ainda, são apresentados os sinais de entrada das lógicas de controle V_{bat} , I_{bat} , V_{sc} , $Acel$, W_n , I_a e os respectivos pedais do acelerador e freio, utilizados como sinais de referência ou comando do sistema de controle.

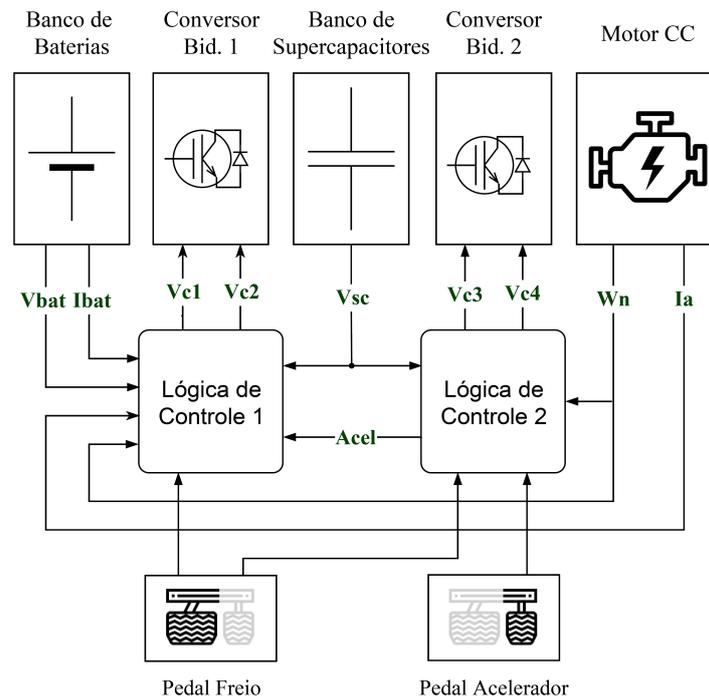


Figura 38: Diagrama geral do circuito de acionamento do veículo elétrico e o respectivo sistema de controle proposto.
Fonte: Autoria própria.

Cada arranjo dos controladores possui os sinais I_{ref} , V_c e I_r , além de um controlador PI, uma função de transferência, um ganho K e um bloco com função de controle de saturação. Os dois últimos blocos se fazem necessários devido às correntes com valores negativos oriundas dos momentos em que o sistema estiver realizando a frenagem regenerativa. Nesse momento, tanto o transistor T_1 , quanto o resistor T_4 irão receber valores negativos de corrente, sendo necessário que o ganho K , para estes casos, seja igual a -1, além de que o bloco de controle de saturação possui o seu limite inferior sendo igual a zero, garantido assim que o controle em malha fechada ocorra.

Durante a operação dos controladores, os sinais I_{ref} e V_c irão receber índices conforme os respectivos transistores, por exemplo, I_{ref_4} e V_{c_4} remetem ao transistor T_4 , além de que o sinal I_r representa os sinais provenientes dos sensores de corrente, sendo eles I_a e I_b , provenientes das correntes da máquina elétrica e do banco de baterias respectivamente.

3.3.1 LÓGICA DE CONTROLE 1

O fluxograma da Figura 39 apresenta, de forma sucinta, a lógica de controle responsável por realizar o acionamento dos transistores T_1 e T_2 do conversor bidirecional entre o banco de baterias e o supercapacitor. A seguir são detalhadas as funções e o princípio de funcionamento de cada subsistema existente.

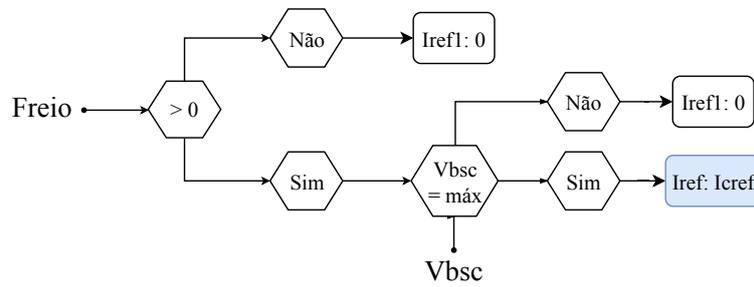
3.3.1.1 SUBSISTEMA 1 - CONTROLE DE CARGA DO BANCO DE BATERIAS

A função do subsistema 1 é realizar a carga do banco de baterias quando ocorrer a frenagem regenerativa, porém esta situação só irá ocorrer quando a tensão no banco de supercapacitores estiver em seu valor máximo ($V_{bsc} = V_{bscmax}$). Essa situação é pouco provável, afinal uma vez que os supercapacitores são responsáveis por realizar a aceleração do veículo elétrico, este fato estará sempre exigindo sua descarga. Todavia, caso a frenagem esteja ocorrendo, e o nível de tensão dos supercapacitores esteja no limite máximo, é gerada uma corrente de carga chamada I_{cref} , que é responsável por realizar a carga do banco de baterias.

A equação que representa I_{cref} é obtida através do diagrama apresentado na Figura 40.

Lógica de Controle 1

Subsistema 1 (Conversor 1 - Buck)



Subsistema 2 (Conversor 1 - Boost)

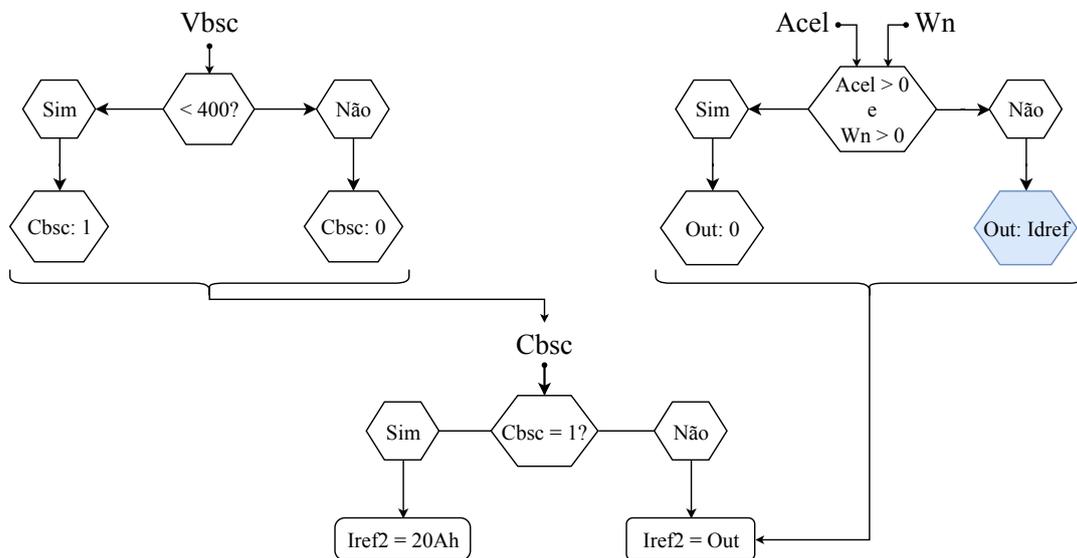


Figura 39: Fluxograma do resumo das operações da lógica de controle 1.

Fonte: Autoria própria.

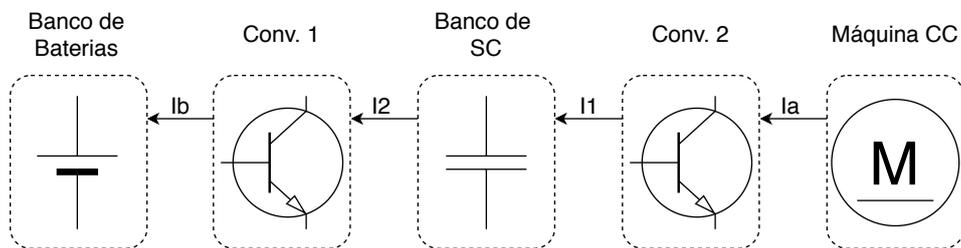


Figura 40: Diagrama para cálculo de Iref e Idref.

Fonte: Autoria própria.

Durante o processo de frenagem da máquina, ambas as correntes médias de saída I_1 e I_2 são dadas através das Equações 42 e 43.

$$I_1 = (1 - D_4)I_a \quad (42)$$

$$I_2 = D_1 I_b \quad (43)$$

Como se deseja manter a tensão do banco de supercapacitores constante, tanto I_1 quanto I_2 devem ser iguais. Igualando ambas as correntes, temos:

$$I_{cref} = I_b = \frac{(1 - D_4)I_a}{D_1}. \quad (44)$$

Utilizando as Equações 41 e 28, tem-se:

$$I_{cref} = \frac{V_T I_a}{V_{bb}} = \frac{(K_m \omega_m - R_a I_a) I_a}{V_{bb}}. \quad (45)$$

3.3.1.2 SUBSISTEMA 2 - CONTROLE DE CARGA DO SUPERCAPACITOR

O subsistema seguinte atua em T_2 e tem como objetivo realizar duas funções: a primeira é de fornecer energia para a máquina elétrica durante a sua operação como motor e a segunda é de realizar a manutenção do barramento CC, quando necessário.

A manutenção do barramento CC neste caso ocorre quando, em momentos de aceleração, sua tensão ficar menor que a mínima, ou seja ($V_{bsc} < V_{bscmin}$). Nesta situação, tem-se o auxílio do banco de bateria através de um baixo valor de corrente, fazendo com que, de preferência, a tensão do banco de supercapacitores seja mantida sempre acima da tensão de terminal da máquina elétrica.

Já para a função de auxiliar na condução do veículo, duas variáveis importantes do sistema são monitoradas, uma é a aceleração do sistema, obtida através da comparação de um valor base com a derivada da velocidade da máquina elétrica, que pode ser observado no primeiro subsistema da Figura 41, e a outra é a própria velocidade. Assim, uma relação lógica AND é estabelecida entre velocidade e aceleração e a partir do momento em que alguma delas não é satisfeita, um sinal denominado de *Out*

passa a receber I_{dref} .

I_{dref} é a corrente de descarga de referência para o controlador de T_2 e é obtida da mesma forma que I_{cref} foi obtida, apenas considerando o sentido das correntes da Figura 40 no sentido contrário. Portanto temos:

$$I_2 = (1 - D_2)I_b \quad (46)$$

e

$$I_1 = D_3I_a. \quad (47)$$

Igualando as Equações 46 e 47 e obtendo D_2 e D_3 a partir das Equações 26 e 22 obtêm-se a equação que representa I_{dref} .

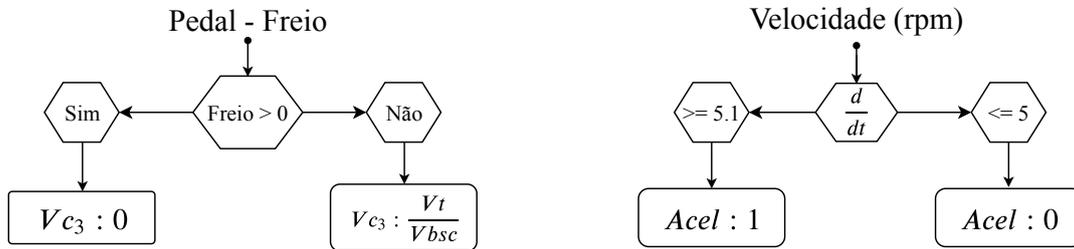
$$I_{dref} = I_b = \frac{(K_m W_m + R_a I_a) I_a}{V_{bb}} \quad (48)$$

3.3.2 LÓGICA DE CONTROLE 2

A Figura 41 representa, de forma resumida, a lógica de controle que atua sobre os transistores T_3 e T_4 do segundo conversor bidirecional, este localizado entre o supercapacitor e a máquina elétrica.

Lógica de Controle 2

Subsistema 1 (Conversor 2 - Buck)



Subsistema 2 (Conversor 2 - Boost)

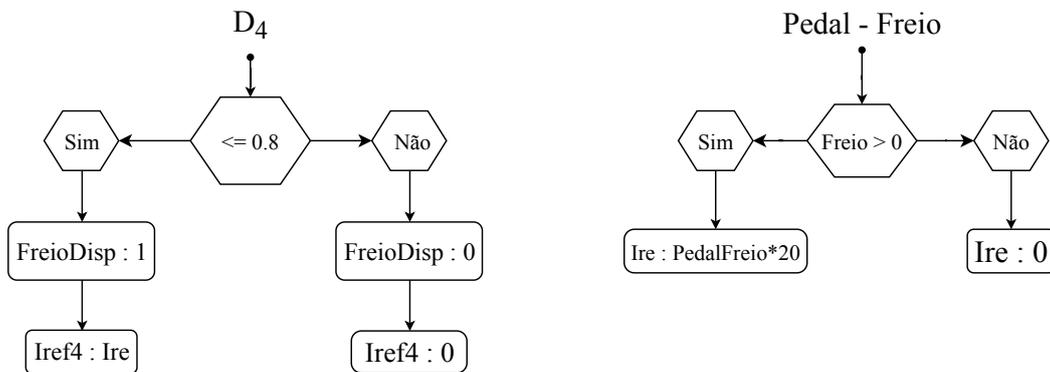


Figura 41: Fluxograma do resumo das operações da lógica de controle 2.
Fonte: Autoria própria.

3.3.2.1 SUBSISTEMA 1 - CONTROLE DE ACELERAÇÃO

A primeira etapa do subsistema 1 é realizar a aceleração da máquina elétrica através do método da variação da tensão de terminal, conforme explicado na seção 2.2.2. A equação $\frac{V_T}{V_{bsc}}$ presente no fluxograma é obtida se igualando as seguintes equações:

$$V_T = D_3 V_{bsc} \quad (49)$$

e

$$D_3 = \frac{V_c}{V_p}. \quad (50)$$

A Equação 49 representa a variação da razão cíclica D_3 entre a tensão de terminal do motor e a fonte de energia do mesmo, que neste caso vem do banco de supercapacitores. Já a Equação 50 representa a aquisição da razão cíclica D_3 , que é dada através da comparação de uma onda triangular de amplitude $V_p = 1V$ e da tensão de controle V_{c_3} . Uma vez que a tensão de terminal nominal da máquina elétrica utilizada é 460V, o mesmo valor é especificado para V_T , de forma que a tensão nos terminais da máquina elétrica esteja sempre dentro do seu valor nominal.

Outro detalhe importante é que V_{c_3} é anulado caso o pedal de freio seja acionado. Essa medida tem como objetivo prevenir que aceleração e frenagem ocorram ao mesmo tempo, evitando assim que os transistores T_3 e T_4 operem simultaneamente.

3.3.2.2 SUBSISTEMA 2 - CONTROLE DE FRENAGEM

O controle de frenagem se inicia pelo cálculo da razão cíclica D_4 , conforme a Equação 41. Um detalhe importante neste momento é garantir que o valor de D_4 sempre estará abaixo de 0,8, pois conforme a frenagem ocorre, a velocidade angular da máquina irá reduzir, fazendo com que a tensão nos seus terminais também diminua e que D_4 atinga valores que podem provocar curto-circuito na armadura. Portanto, um sinal denominado "FreioDisp" habilitará toda vez que D_4 for menor e igual a 0,8, fazendo com que a corrente de referência I_{ref_4} receba o valor proveniente do sinal do pedal de freio, multiplicado pelo valor constante de 20.

Este valor foi escolhido com o intuito de limitar a corrente drenada da armadura da máquina no momento da frenagem, sendo assim, quando o pedal de freio estiver totalmente pressionado, tem-se os 5V provenientes do pedal, multiplicados pelo valor de 20, totalizando os 100A, valor próximo ao nominal suportado pela máquina.

Outro aspecto importante na frenagem do veículo é que, caso ambos os armazenadores estejam na sua capacidade máxima e o pedal de freio continue acionado, a frenagem do veículo dependerá apenas do sistema mecânico implementado, seja por sistema hidráulico, freios a disco ou a tambor por exemplo.

3.4 PROJETO DOS CONTROLADORES

Por fim, para que toda a lógica de controle e os modos de operação de ambos os conversores bidirecionais funcionem de forma satisfatória, é necessário estabelecer os valores dos ganhos do controlador PI e da função de transferência FT_j presentes no controlador, conforme Figura 25.

Utilizando diagramas de Bode, pode-se então analisar o ganho de malha fechada do controlador. Considerando que tanto o ganho do sensor de corrente quanto a tensão do modulador PWM são unitários e realizando o equacionamento dos blocos do sistema de controle, tem-se a equação que segue .

$$T_j(s) = Gc_j(s)Gp_j(s) \quad (51)$$

Em 51, $Gp_j(s)$ são as funções de transferência dos respectivos conversores e seus modos de operação e $Gc_j(s)$ podem ser obtidos pela multiplicação do respectivo controlador PI com a função de transferência FT_j , conforme apresentado na Figura 37. Desta forma, obtém-se (FERREIRA *et al.*, 2014):

$$Gc_j(s) = \frac{kp_j s + ki_j}{s} \frac{1}{\frac{1}{wp_j} s + 1}, \quad (52)$$

sendo:

$$kp_j = 10^{\frac{Ga_j}{20}}, \quad (53)$$

$$ki_j = 2\pi fl_j kp_j \quad (54)$$

e

$$wp_j = 2\pi fp_j. \quad (55)$$

Como a função de transferência $Gc_j(s)$ possui um polo na origem, o controlador garante erro de regime permanente nulo e decaimento de -20dB/dec, além de possuir ganho constante determinado pela Equação 53 entre as frequências angulares do zero e polo. Para ajustar o controlador de forma a garantir estabilidade, deveremos escolher o valor de ganho da Equação 53 a fim de selecionar a frequência de cruzamento

e selecionar também os valores das frequências angulares de zero e polo para realizar a correção necessária na margem de fase (FERREIRA *et al.*, 2014).

Para o projeto dos controladores, é utilizado um circuito no software de simulação computacional PSIM[®]. O circuito, apresentado na Figura 42, é utilizado primeiramente para gerar os diagramas de bode das plantas, ou seja, das respectivas funções de transferência obtidas na seção 3.2, para cada transistor a ser controlado. Após obtidos os diagramas, são aplicadas as equações apresentadas anteriormente a fim de obter os ganhos proporcional e integral do controlador. Para fim, é realizada a multiplicação das plantas e dos controladores obtidos, de modo que se pode observar o comportamento da atuação de cada controlador e verificar se o mesmos se comportam de modo estável.

3.4.1 CONVERSOR BIDIRECIONAL 1 - *BUCK*

Para obter os diagramas de bode do conversor bidirecional 1 operando no modo buck e boost, foram utilizados valores que representassem o ponto médio de operação dos sistemas armazenadores, sendo eles 530V para o banco de supercapacitor, 200V para o banco de baterias e, conseqüentemente, I_b possui o valor de 20A para este caso. Sendo assim, o diagrama de bode obtido para o conversor 1 operando no modo Buck é mostrado na Figura 43

Para iniciar o ajuste, deve-se primeiramente selecionar uma frequência de cruzamento. Neste caso utiliza-se 300Hz, valor este que se encontra na faixa entre 10 e 25% da frequência de comutação que é comumente utilizada em conversores chaveados. Para esse valor adotado, obtém-se no gráfico de ganho de magnitude o valor de 15,6dB, ponto esse que corresponde ao módulo da função de transferência para a respectiva frequência de chaveamento. Para obter a mesma, basta reduzir o ganho em -16,5dB, fazendo com que o valor de kp_1 seja 0,15.

Por fim, escolhe-se uma faixa de frequência a fim de garantir margem de fase sempre superior a 45 graus. Ao observar o gráfico, pode-se perceber que a faixa entre 100Hz e 1kHz satisfaz a condição estabelecida. Aplicando os valores obtidos nas equações anteriores, obtém-se então o comportamento do controlador através do gráfico de bode, que pode ser visualizado na Figura 44.

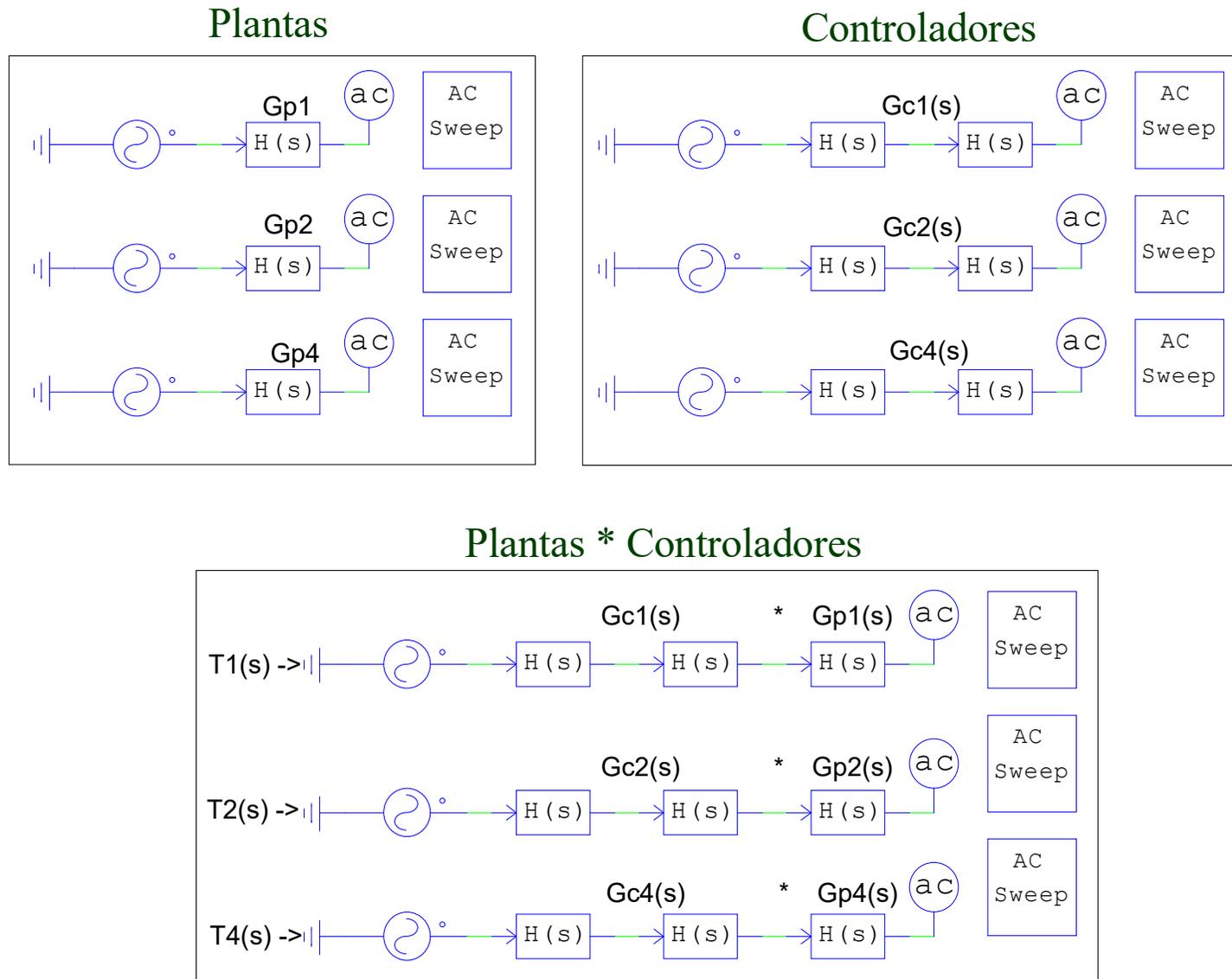


Figura 42: Circuito utilizado no software PSIM[®] para geração dos diagramas de bode.
 Fonte: Autoria própria.

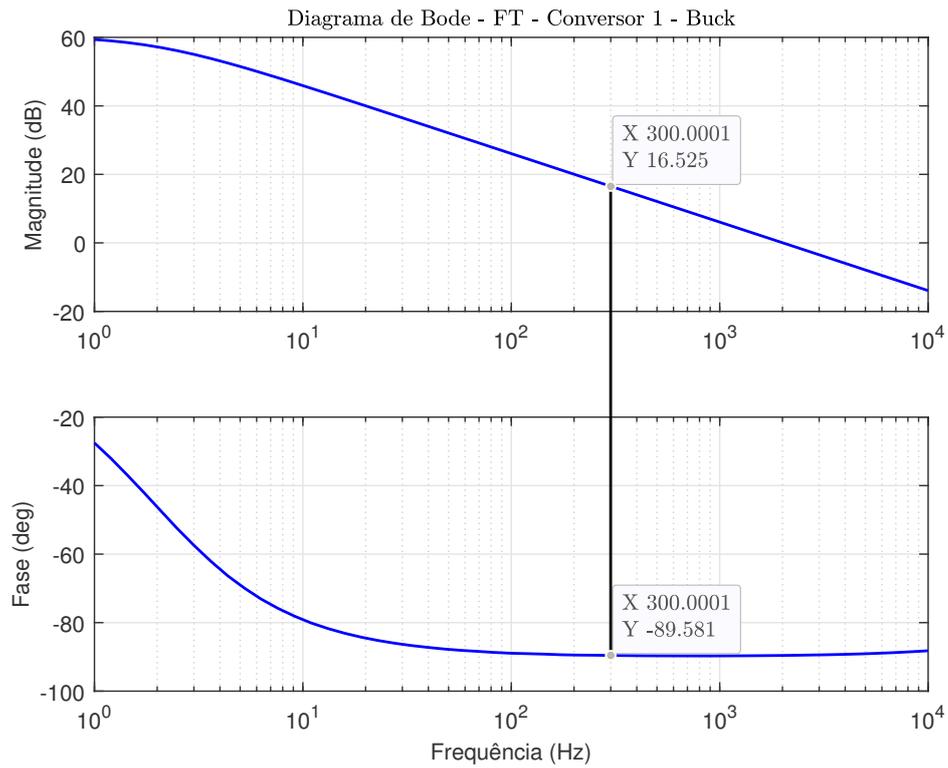


Figura 43: Diagrama de Bode da planta $Gp_1(s)$.
Fonte: Autoria própria.

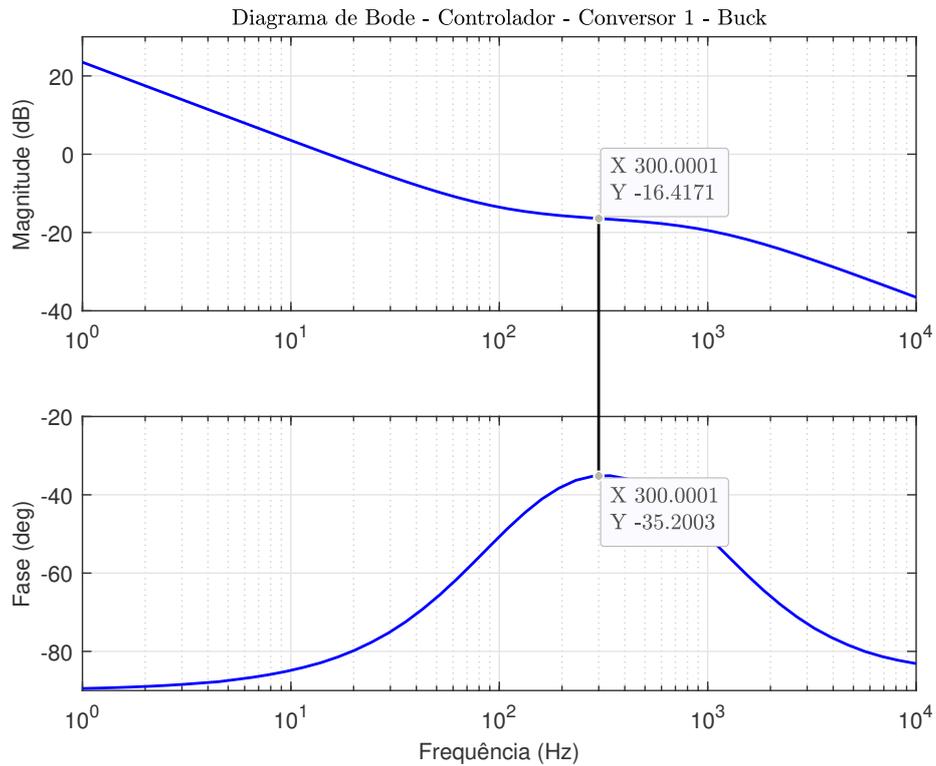


Figura 44: Diagrama de Bode da planta $Gc_1(s)$.
Fonte: Autoria própria.

Percebe-se que na frequência de cruzamento escolhida tem-se um ganho de -16,4dB e fase de -35,2 graus. Realizando a aplicação do controlador junto à planta, obtém-se então $T_1(s)$, tendo seu respectivo diagrama de bode apresentado na Figura 45. Percebe-se que, na frequência de cruzamento tem-se ganho aproximadamente nulo e margem de fase de -124,7 graus. Conforme esperado, a margem de fase obtida é resultado da soma da margem de fase de $Gp_1(s) + Gc_1(s)$, ou seja, -89,5 graus - 35,2 graus. Sendo assim, pode-se concluir que o sistema de malha fechada é estável (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

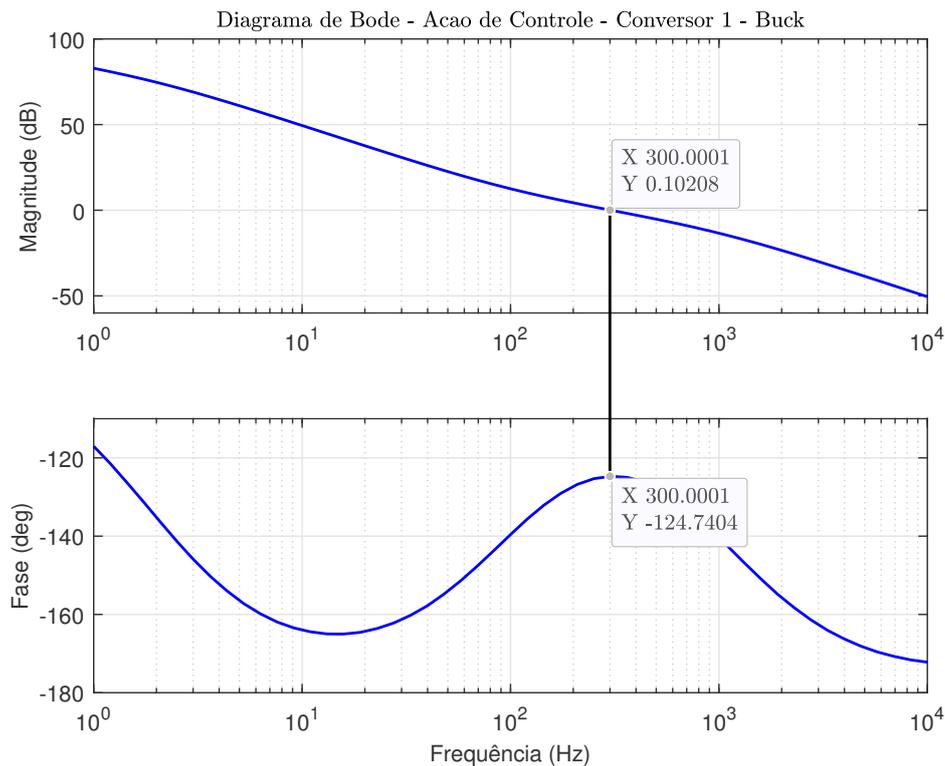


Figura 45: Diagrama de Bode da planta $T_1(s)$.
Fonte: Autoria própria.

3.4.2 CONVERSOR BIDIRECIONAL 1 - BOOST

Da mesma forma como foi realizada a análise na seção anterior, iremos realizar também para o conversor bidirecional 1 operando em modo boost. Primeiramente é obtido o diagrama de bode da planta $Gp_2(s)$ mostrado na Figura 46.

Como podemos observar, a resposta em frequência para essa planta é bas-

tante parecida com a planta da seção anterior, como é de se esperar, afinal se trata do mesmo conversor bidirecional, apenas operando o sentido do fluxo de energia em sentidos contrários, sendo assim, os gráficos de bode adquiridos serão diretamente apresentados.

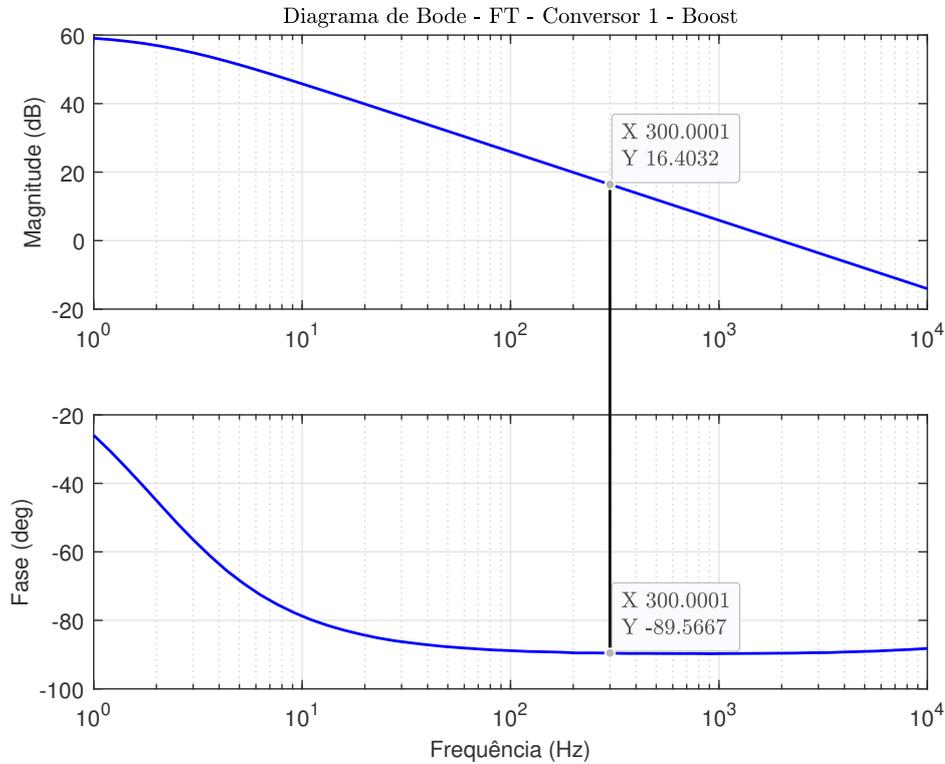


Figura 46: Diagrama de Bode da planta $Gp_2(s)$.

Fonte: Autoria própria.

Considerando uma redução de -16,4dB, o que resulta em $kp_2 = 0,15$ e faixa de frequência também entre 100Hz e 1kHz, é obtido os valores para $Gc_2(s)$ tendo o diagrama de bode apresentado na Figura 47.

Mais uma vez, aplicando o controlador à planta, obtemos $T_2(s)$, tendo o diagrama de bode apresentado na Figura 48. E da mesma forma como na seção 3.4.2, percebe-se que $T_2(s)$ possui magnitude de ganho aproximadamente nula e margem de fase representando a soma das margens de fase de $Gp_2(s)$ e $Gc_2(s)$, o que resulta em um sistema estável (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

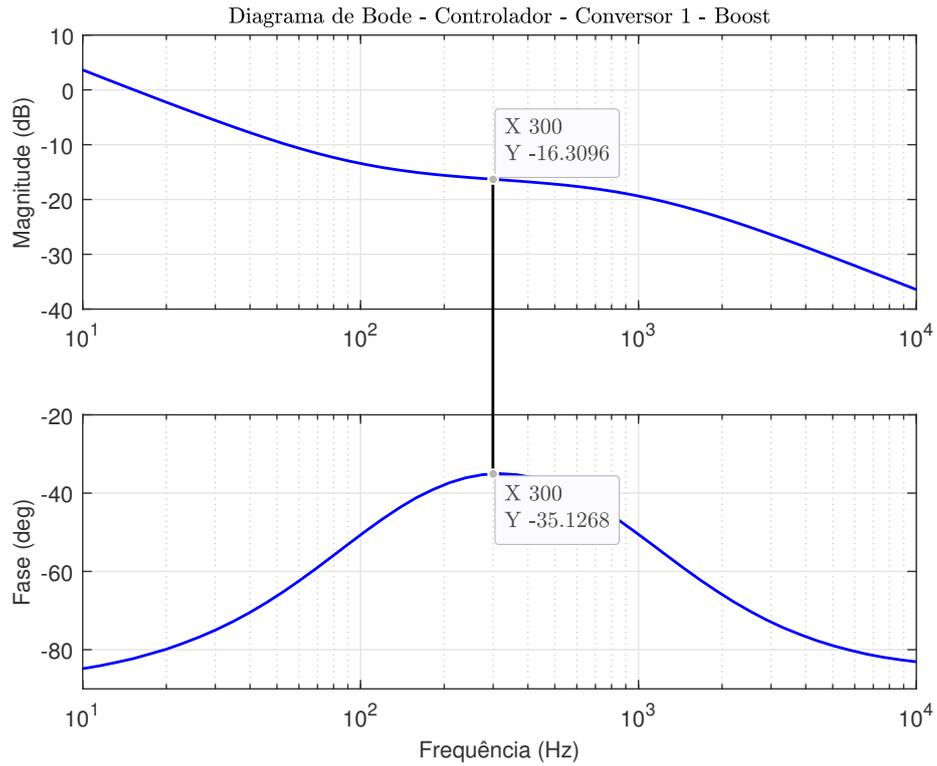


Figura 47: Diagrama de Bode da planta $Gc_2(s)$.
Fonte: Autoria própria.

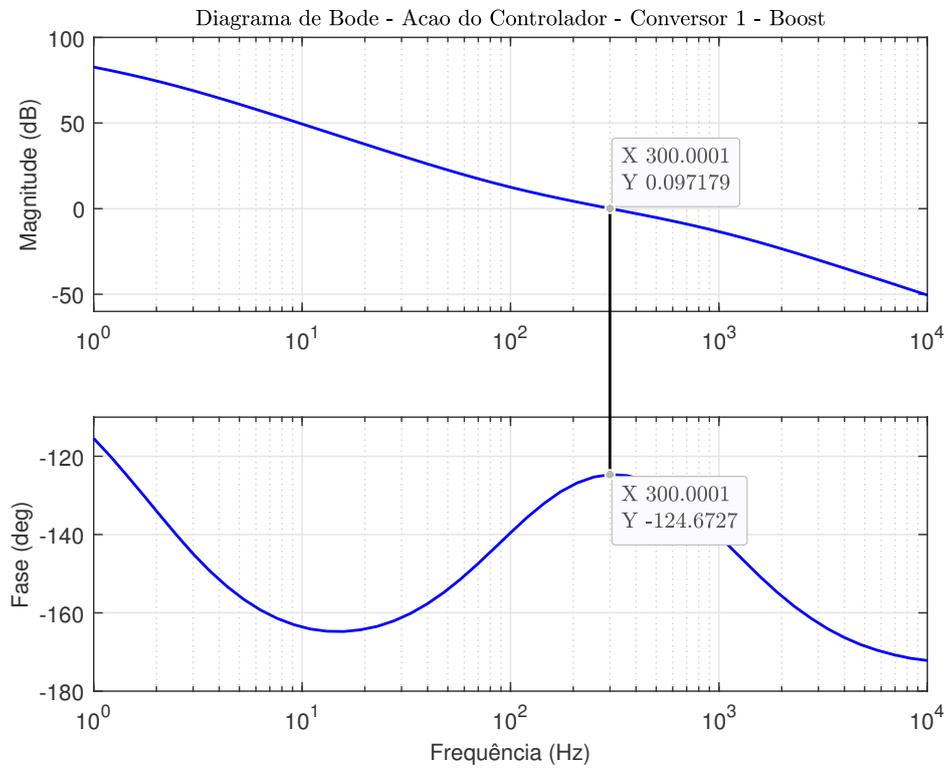


Figura 48: Diagrama de Bode da planta $T_2(s)$.
Fonte: Autoria própria.

3.4.3 CONVERSOR BIDIRECIONAL 2 - BOOST

Para análise do segundo conversor, foram utilizados os mesmos valores dos componentes usados anteriormente. O diagrama de bode de $Gp_4(s)$ é obtido e apresentado na Figura 49.:

Percebe-se agora que, para a frequência de cruzamento escolhida, tem-se uma magnitude de ganho de 44,23dB, ou seja, aplicando na Equação 53, obtêm-se $kp_4 = 0,006$. Mantendo os mesmos valores de 100Hz e 1kHz utilizados anteriormente, é possível obter o diagrama de bode de $Gc_4(s)$, conforme apresentado na Figura 50.

Aplicando o controlador à planta, obtêm-se então $T_4(s)$ e o seu respectivo diagrama, apresentado na Figura 51. Observando o diagrama, percebe-se, mais uma vez, que a margem de fase é a soma das marges de fase $Gp_4(s)$ e Gc_4 , além de magnitude de ganho aproximadamente zero, o que torna o sistema de malha fechada estável (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

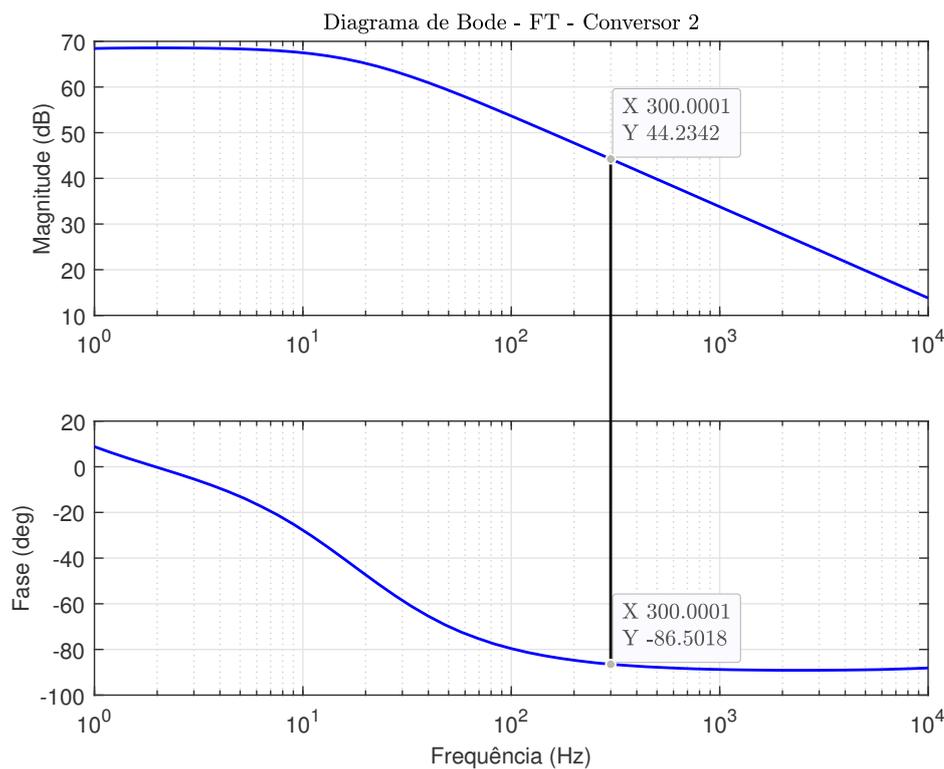


Figura 49: Diagrama de Bode da planta $Gp_4(s)$.

Fonte: Autoria própria.

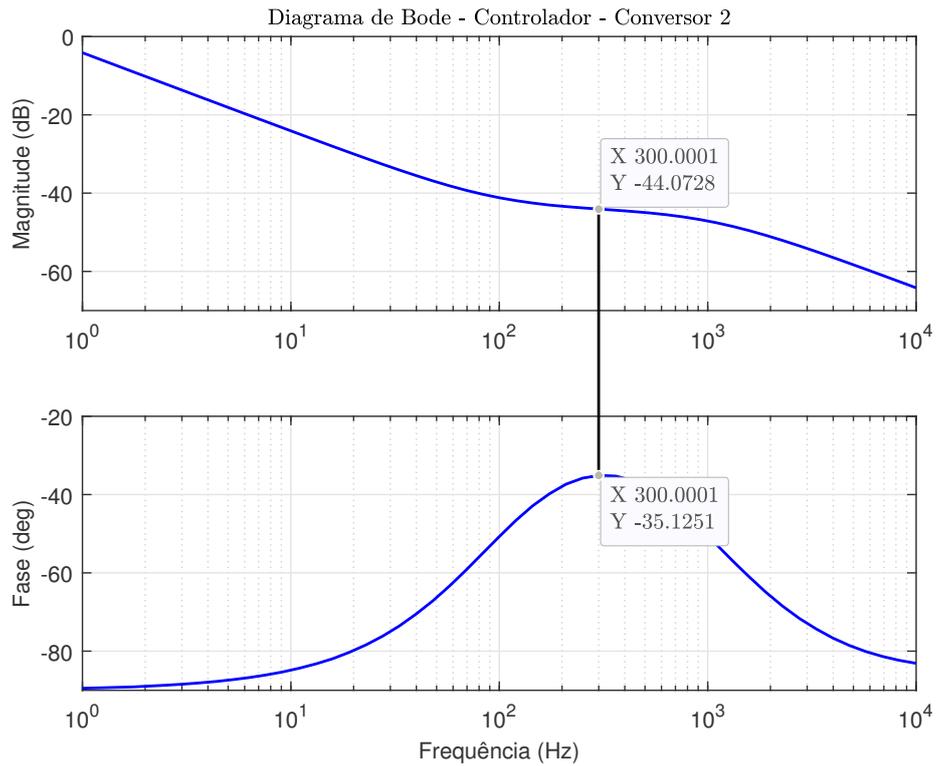


Figura 50: Diagrama de Bode da planta $Gc_4(s)$.
Fonte: Autoria própria.

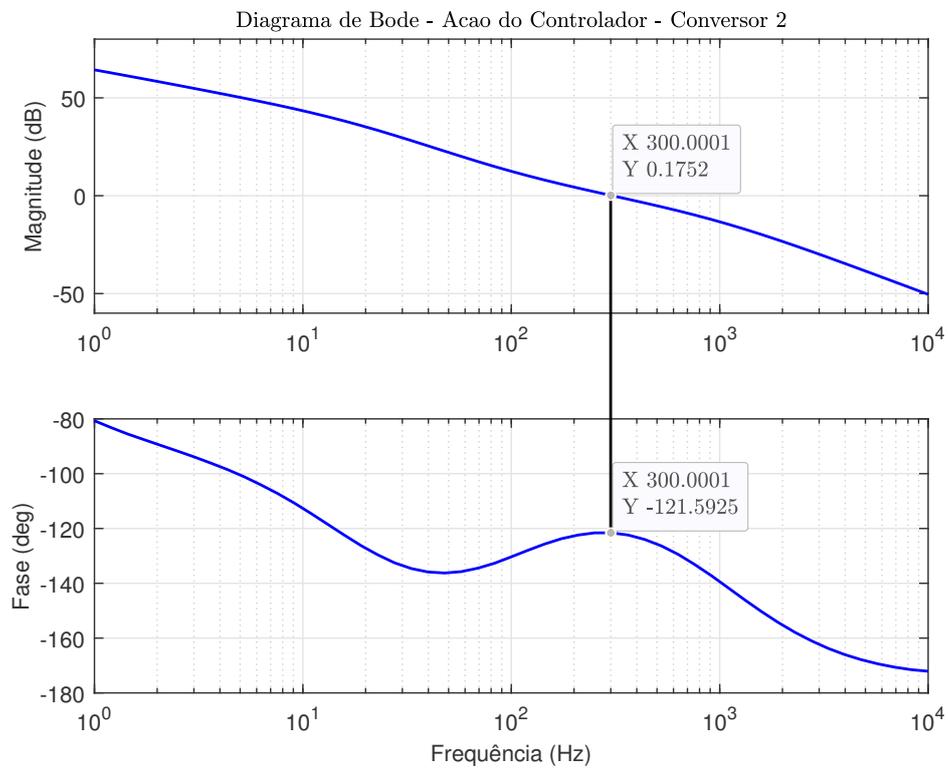


Figura 51: Diagrama de Bode da planta $T_4(s)$.
Fonte: Autoria própria.

Todos os parâmetros obtidos, de ambos os controladores são mostrados resumidamente na Tabela 5. Estes valores são necessários para poder desenvolver os circuitos dos controladores no software computacional. Vale ressaltar que, devido ao método utilizado para realizar a aceleração da máquina elétrica, conforme discutido na seção 2.2, não foi necessário determinar os valores dos ganhos para o terceiro controlador.

Tabela 5: Parâmetros dos controladores

Parâmetro	Controlador 1	Controlador 2	Controlador 4
Ga_j	-16,52dB	-16,40dB	-44,23dB
Kp_j	0,15	0,15	0,006
Ki_j	93,8	95,1	3,9
Fl_j	100Hz	100Hz	100Hz
Fp_j	1kHz	1kHz	1kHz

Fonte: Autoria própria.

3.5 RESUMO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados a determinação das funções de transferência dos conversores e o respectivo projeto dos controladores para tais conversores. Ainda, foi discutida e detalhada a abordagem de gerenciamento para o sistema de acionamento e regeneração de energia. Desta forma foi possível determinar os parâmetros para o desenvolvimento do circuito final no software computacional PSIM[®]. O circuito desenvolvido é detalhado de forma simples no capítulo a seguir, assim como os resultados obtidos.

4 DESENVOLVIMENTO E SIMULAÇÃO EM SOFTWARE COMPUTACIONAL

4.1 INTRODUÇÃO

A validação através de simulações computacionais é uma importante etapa para análise da estratégia de gerenciamento de energia para veículos elétricos utilizando supercapacitores como elemento complementar de armazenamento de energia. A partir da análise e projeto apresentados no capítulo anterior, neste capítulo é apresentado o desenvolvimento de uma simulação utilizando a ferramenta computacional [®]

Para implementação dos conversores estáticos e dos elementos de armazenamento são utilizados componentes disponíveis na biblioteca do software. Por outro lado, para implementação da estrutura de controle são utilizados subcircuitos contendo blocos específicos de cálculos matemáticos ou blocos que suportam programação em linguagem C. O circuito segue o modelo de acordo com a Figura 24. A implementação do sistema de simulação no software PSIM[®] pode ser observada na Figura 52.

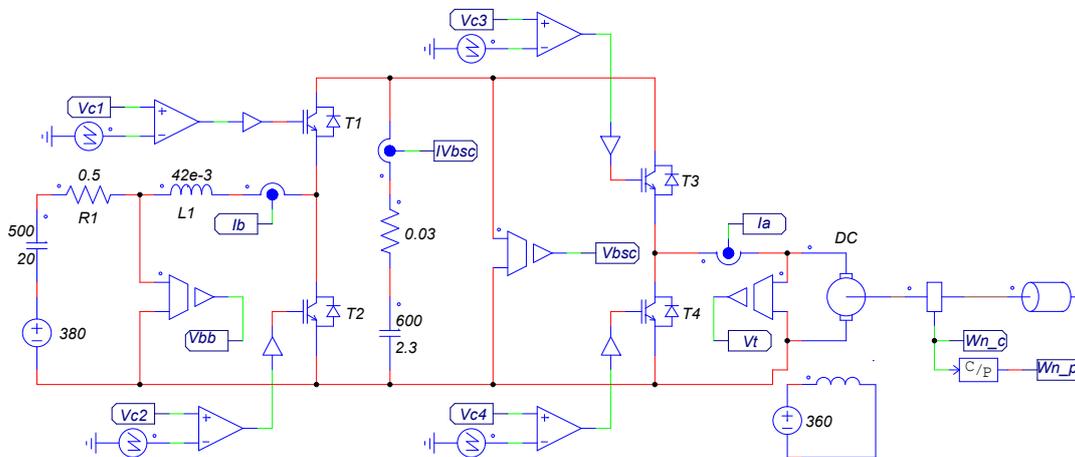


Figura 52: Circuito final de potência implementado no PSIM[®].
Fonte: Autoria própria.

Da esquerda para direita pode-se observar o circuito referente a bateria, conforme Figura 10 e logo depois o circuito do primeiro conversor bidirecional. Percebe-se que, conectado às chaves IGBT existe um circuito, responsável por gerar o sinal PWM

necessário para realizar a comutação das chaves. Entre os conversores está o circuito do supercapacitor, conforme apresentado na Figura 14. Na sequência tem-se o segundo conversor bidirecional e a máquina elétrica, responsável por tracionar a carga (veículo) conectada a mesma.

Para que o circuito de potência atue conforme desejado, foram implementadas as lógicas de controle conforme apresentadas na seção 3.3. A primeira lógica implementada se refere ao primeiro conversor bidirecional e pode ser visto na Figura 53.

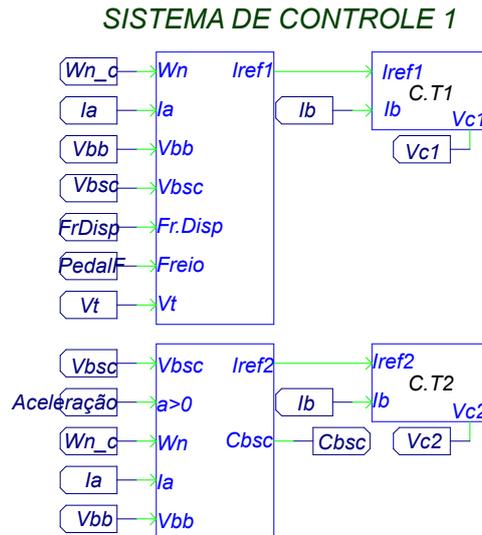


Figura 53: Circuito da primeira lógica de controle implementado no PSIM®.

Fonte: Autoria própria.

O sistema de controle é composto por dois sub-circuitos, cada um responsável por atuar no respectivo transistor. Neste caso, conforme a Figura 53, o sub-circuito superior atua no transistor T_1 , funcionando como conversor *buck* e o sub-circuito inferior em T_2 como conversor *boost*.

Assim como o sistema de controle 1 gerencia o primeiro conversor bidirecional, tem-se o segundo sistema de controle, conforme a Figura 54, responsável por gerenciar o segundo conversor bidirecional, do lado da máquina elétrica.

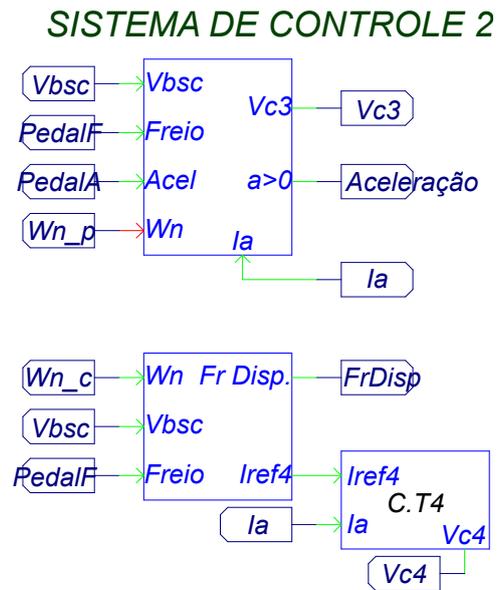


Figura 54: Circuito da segunda lógica de controle implementado no PSIM®.

Fonte: Autoria própria.

Da mesma maneira como o primeiro sistema de controle, tem-se que o sub-circuito superior é responsável por gerenciar o transistor T_3 e o sub-circuito inferior por gerenciar o transistor T_4 . Um detalhe importante para ressaltar é que o sub-circuito superior não possui o bloco referente ao controlador, pois como citado anteriormente o controle de aceleração da máquina irá ocorrer diretamente através do pedal do acelerador.

Para finalizar tem-se o bloco referente ao controlador, como pode ser visto na Figura 55 e o circuito final, conforme Figura 56, ambos implementados no PSIM®.

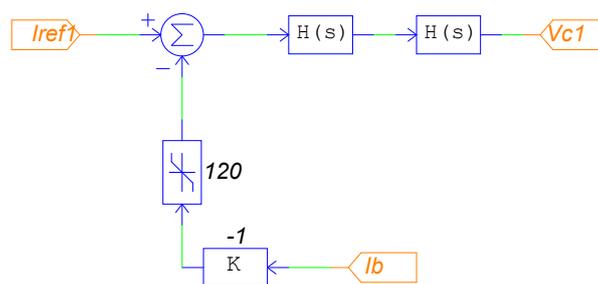


Figura 55: Circuito dos controladores implementado no PSIM®.

Fonte: Autoria própria.

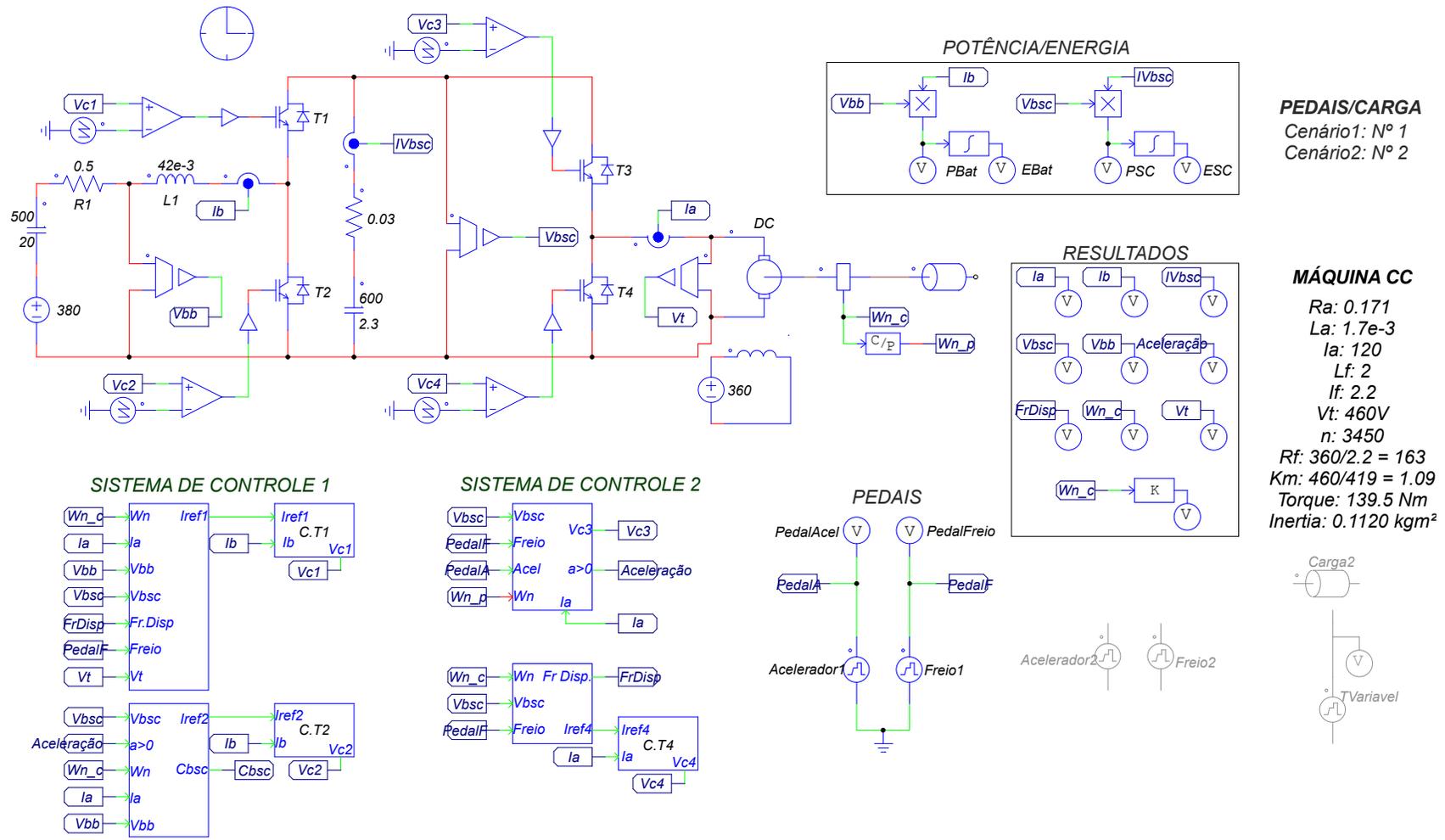


Figura 56: Circuito final desenvolvido no software PSIM®.
 Fonte: Autoria própria.

Os resultados foram obtidos a partir de dois cenários distintos. O primeiro cenário se dá através da variação da aceleração do veículo em um terreno plano, ou seja, o torque aplicado na carga mecânica é nulo durante toda a trajetória. Já o segundo cenário visa simular um terreno com subidas e descidas, sendo assim, o valor de torque aplicado sofrerá variações durante o trajeto. Os cenários serão detalhados e terão os resultados apresentados nas seções que seguem.

4.2 CENÁRIO 1

A Figura 57 apresenta o comportamento do primeiro cenário proposto.

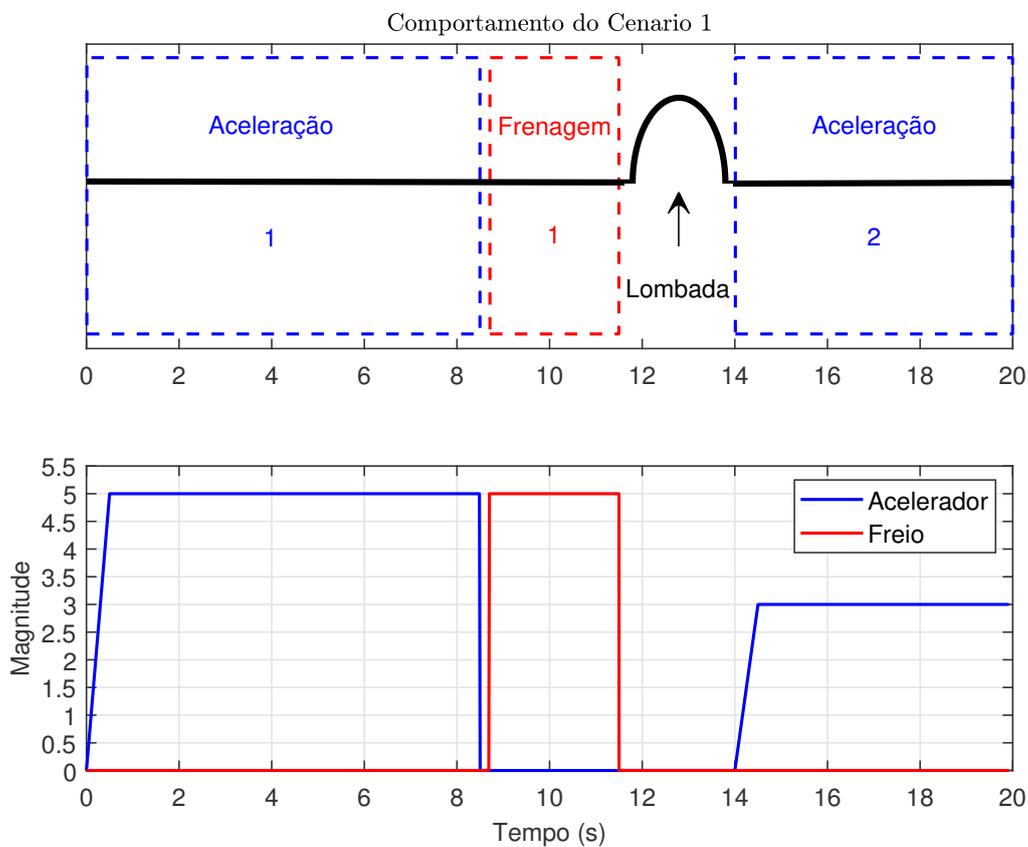


Figura 57: Primeiro cenário utilizado para simulação do veículo elétrico.
Fonte: Autoria própria.

Para iniciar a análise e compreender os resultados que serão apresentados adiante, é necessário observar o comportamento da velocidade resultante do veículo elétrico para o cenário apresentado. O resultado é apresentada na Figura 58.

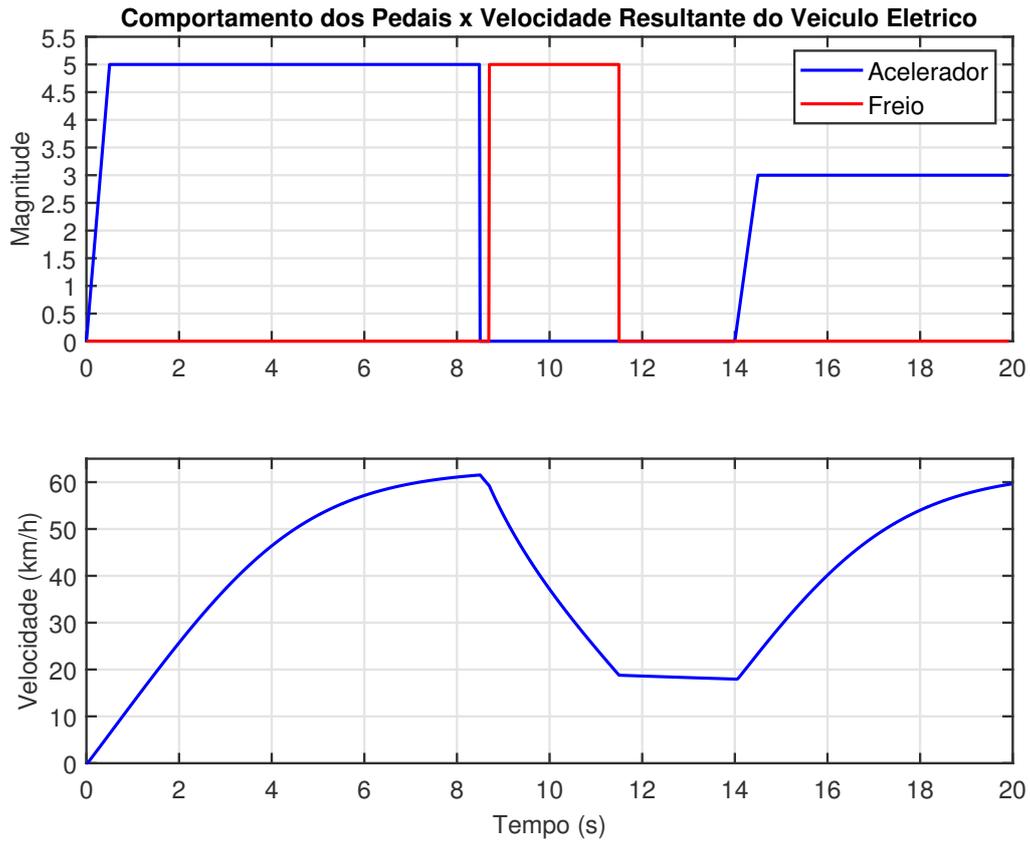


Figura 58: Primeiro cenário utilizado para simulação do veículo elétrico.
Fonte: Autoria própria.

Com base no perfil de velocidade do veículo elétrico, é interessante observar e analisar o comportamento nos armazenadores de energia na Figura 59. Para comparar os resultados, tanto o comportamento do supercapacitor quanto da bateria são apresentados em um mesmo gráfico. Ainda, estas variáveis são avaliadas juntamente com comportamento da velocidade do veículo elétrico.

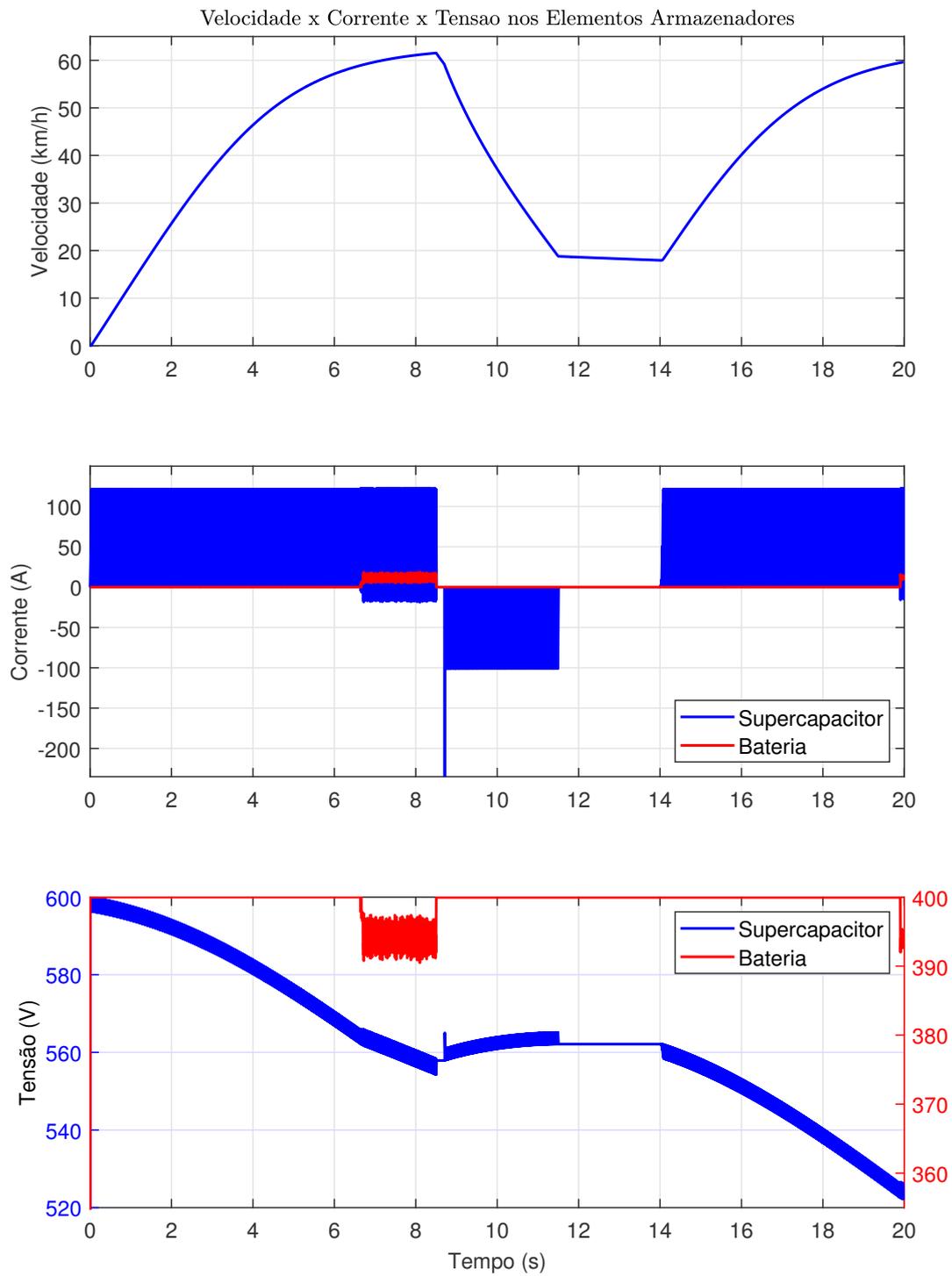


Figura 59: Grafico Velocidade x Correntes x Tensões
Fonte: Autoria própria.

Os pontos mais importantes a serem observados são durante a aceleração e frenagem do veículo elétrico. Percebe-se que, durante as acelerações, a energia provem inteiramente do supercapacitor. No instante inicial até aproximadamente 6,5 segundos, temos uma variação de aproximadamente 30V. Já durante a frenagem, entre 8,5 e 11,5 segundos aproximadamente, podemos observar uma recarga do supercapacitor, através da técnica da frenagem regenerativa. Neste caso a variação de tensão do início da frenagem até o fim, foi de aproximadamente 10V.

No caso das baterias, é importante observar o instante em que o veículo se encontra com um perfil de velocidade constante, neste caso mais especificamente entre 6,5 e 8,5 segundos. Nesse espaço de tempo percebe-se a bateria é requisitada pelo sistema a fim de manter o veículo em circulação, além de que a corrente drenada pela mesma é muito menor se comparada com a corrente exigida do banco de supercapacitores.

Para finalizar, observa-se a potência e energia em cada armazenador de energia. Neste caso, é apresentado na Figura 60 as potências no banco de supercapacitores e no banco de baterias, assim com a energia em ambos. A potência é obtida através da multiplicação entre corrente e tensão de cada armazenador e a energia provem da integralização da potência obtida.

Primeiramente o mais importante a se analisar é a energia fornecida pelos armazenadores. Tendo como referência o banco de supercapacitores, temos que levar em consideração os instantes entre 0 e 6,5 segundos aproximadamente e 14 e 20 segundos. Nestes dois momentos, temos o fornecimento de energia proveniente quase que totalmente dos supercapacitores, chegando a valores de aproximadamente 60MJ de variação no primeiro instante e 55MJ no segundo instante, chegando a aproximadamente 105MJ. Por outro lado, o banco de baterias passa a fornecer energia a partir de 6,5 segundos, sendo de aproximadamente 8MJ.

Além do fornecimento de energia de cada armazenador, outro ponto importante a se observar é a variação de energia durante a frenagem regenerativa, que é de aproximadamente 1MJ. A potência, conforme é apresentada no segundo gráfico, chega a valores de aproximadamente 55kW de potência, potência esta próxima da nominal da máquina elétrica utilizada, enquanto a bateria fornece aproximadamente 20kW.

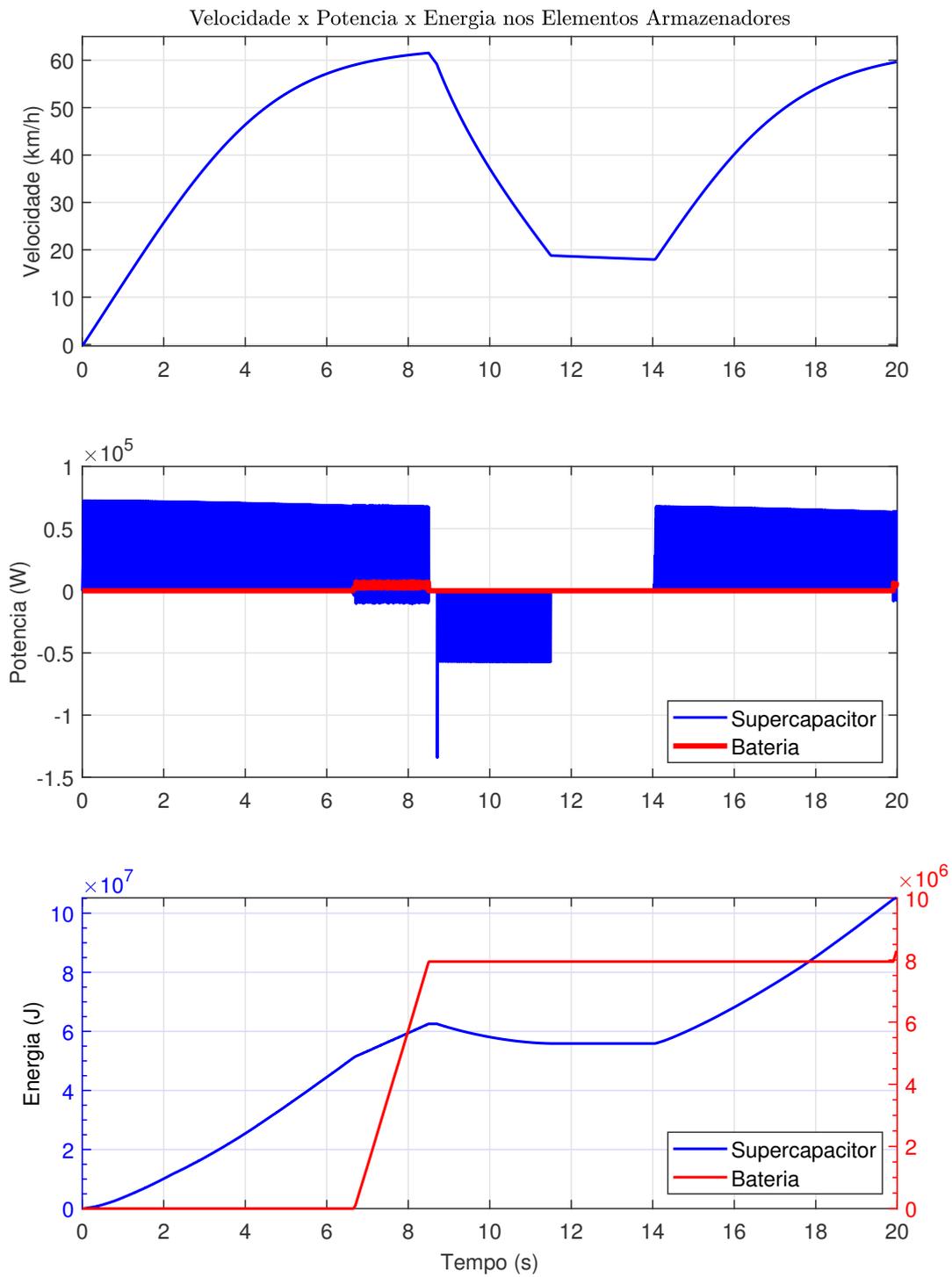


Figura 60: Potência e Energia nos elementos armazenadores.
Fonte: Autoria própria.

Por fim, outra variável importante para analisar é a corrente de armadura da máquina elétrica. O resultado é apresentado na Figura 61.

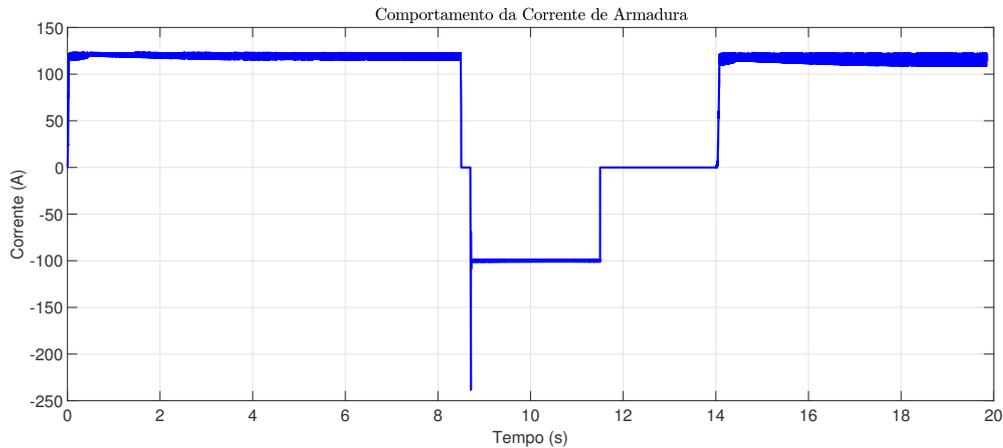


Figura 61: Corrente de armadura da máquina elétrica.
Fonte: Autoria própria.

O primeiro ponto importante para observar, é que conforme comentado no fim da seção 2.2, teríamos o problema da grande corrente de armadura que é gerada no início do acionamento das máquinas elétricas, sendo assim, foi implementado uma lógica no subsistema do transistor T_3 a fim de limitar a corrente em 120A, valor nominal da máquina elétrica. O segundo fator importante são os momentos em que o pedal do acelerador está atuando, ou seja, entre 0 e 8,5 segundos e 14 e 20 segundos, em que a corrente é positiva e tem o comportamento constante, mantendo assim a aceleração da máquina. O ultimo ponto importante é no momento em que a frenagem ocorre e a frenagem regenerativa é acionada, entre aproximadamente 9 e 11,5 segundos. A corrente nesse momento é de 100A e negativa, o que mostra a máquina atuando nesse momento como gerador, atuando assim no carregamento dos armazenadores.

4.3 CENÁRIO 2

Neste cenário, o objetivo é simular aclives e declives de um terreno. Para isso, o valor de torque aplicado à máquina elétrica será variável durante a simulação. Um resumo do cenário para melhor compreensão do leitor é apresentado na Figura 62.

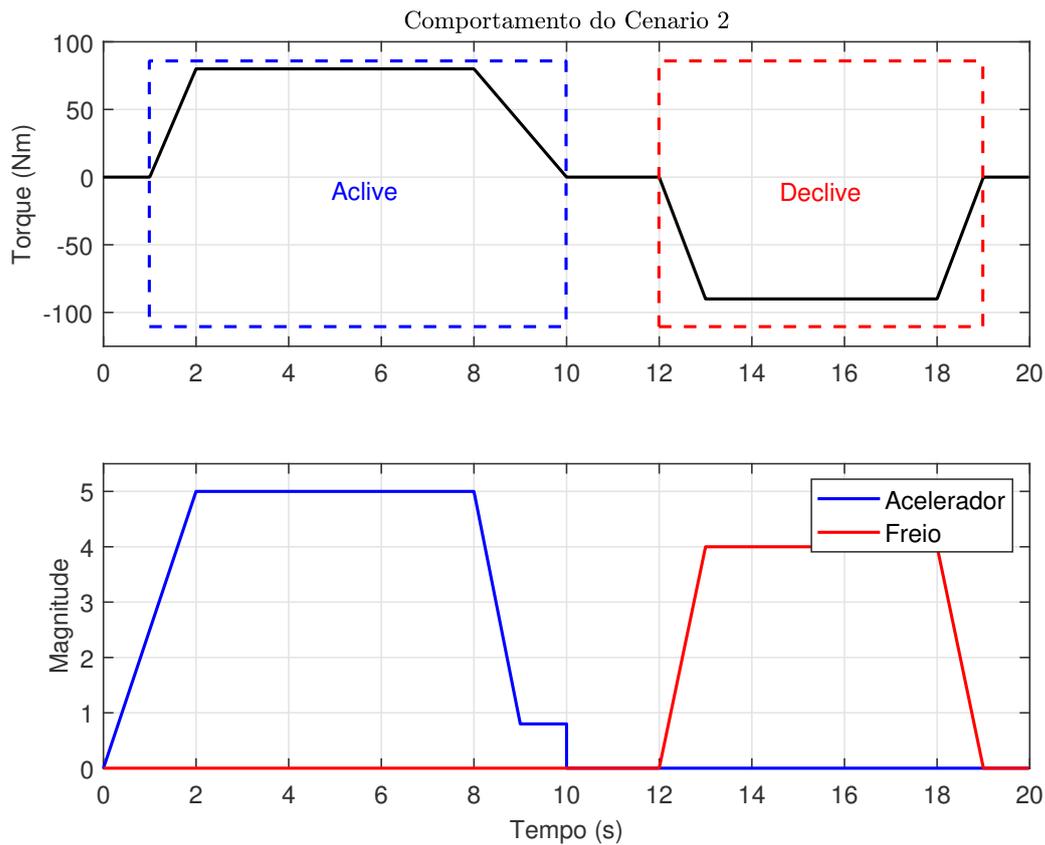


Figura 62: Segundo cenário utilizado para simulação do veículo elétrico.
Fonte: Autoria própria.

Para compreender melhor os resultados obtidos, é preciso observar a velocidade resultante do veículo elétrico para o cenário em questão, assim como foi demonstrado no cenário anterior. O resultado pode ser observado na Figura 63.

Vale atentar que entre 0 e aproximadamente 10 segundos a velocidade do veículo elétrico sofre variações conforme a variação de torque ocorre. Perceba que entre 8 e 10 segundos a inclinação da curva de velocidade do veículo elétrico aumenta, pois como observado, neste instante o torque aplicado na carga passa a diminuir até chegar a $0Nm$. Outro ponto importante é entre 12 e 19 segundos aproximadamente, pois a velocidade do veículo aumenta vagarosamente, mesmo que o freio esteja sendo pressionado. Esse comportamento ocorre devido ao torque negativo aplicado na carga nesse momento, representando assim um declive na estrada, portanto a frenagem ocorre para manter a velocidade estável ou próxima a isso, evitando que o veículo acelere demasiadamente.

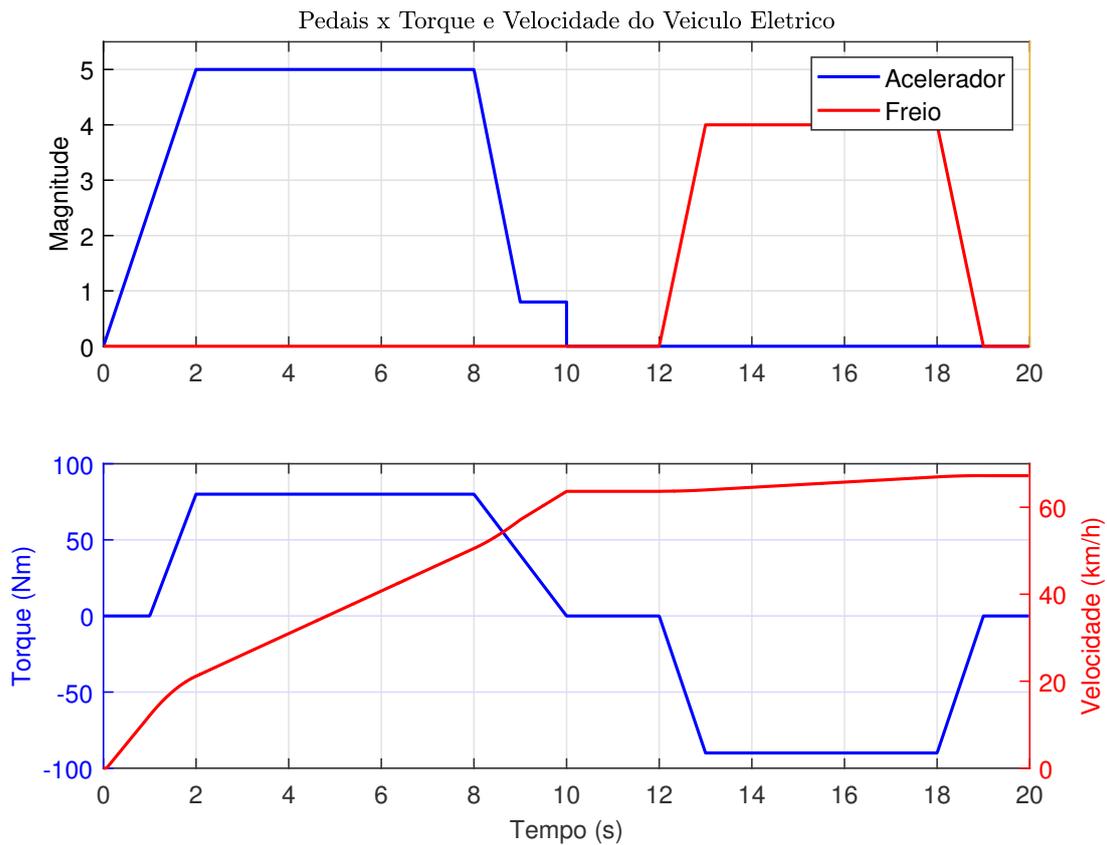


Figura 63: Variação do torque e velocidade resultante.
Fonte: Autoria própria.

A seguir serão apresentados os resultados referentes aos armazenadores de energia. A Figura 64 mostra o comportamento da corrente e tensão no banco de supercapacitores e de baterias. Antes vale ressaltar que neste cenário o banco de supercapacitores iniciou com um nível de tensão de $550V$, a fim de mostrar o banco de baterias atuando.

Podemos observar alguns pontos importantes com os resultados obtidos. O primeiro é que, devido ao aclave no início do trajeto, o veículo não consegue estabelecer velocidade de cruzeiro para que a bateria entre em ação, pois toda energia necessária para manter o veículo acelerando durante a subida vem somente do banco de supercapacitores, porém isso ocorre até o momento em que o nível de tensão do banco de supercapacitores atinge o seu limite mínimo, fazendo com que a primeira logica de controle acione a bateria para auxiliar no carregamento do banco de supercapacitores a fim de manter o barramento CC estável. Após o aclave, podemos observar que o veículo atinge velocidade

de cruzeiro entre 10 e 20 segundos aproximadamente, porém, devido ao fato do veículo estar realizando a frenagem para poder manter a velocidade constante durante o declive, temos então o carregamento através da frenagem regenerativa, regeneração essa capaz de regenerar em aproximadamente 20V.

O ponto mais importante a salientar neste trajeto, é que em nenhum momento foi necessário a utilização do banco de baterias para que o veículo elétrico pudesse superar aclives e declives, mas sim para que a tensão no barramento CC ficasse estável, isso fez a fonte principal de armazenamento do veículo ser utilizada em baixa corrente, promovendo assim vantagens como o aumento do número de ciclos para uma nova recarga e o aumento da vida útil.

Já a Figura 65 mostra a potência e energia dos armazenadores de energia. O banco de supercapacitores neste caso chega a fornecer aproximadamente $65kW$ de potência para o veículo no início do trajeto, principalmente para vencer o aclive no início do trajeto. Após aproximadamente 8,5 segundos, a bateria passa a fornecer aproximadamente $10kW$ de potência, a fim de manter o barramento CC

No gráfico inferior, aonde a variação de energia é apresentada, pode-se ver que até aproximadamente 9 segundos, tem-se uma variação grande e positiva de energia por volta de $60MJ$, sendo esta diretamente relacionada ao banco de supercapacitores. Dando continuidade, entre 9 e 12 segundos, temos a atuação do banco de baterias a fim de manter o barramento CC, e a energia fornecida pelo banco de baterias começa a subir próximo a $25MJ$. Por fim, após 12 segundos, com a frenagem regenerativa funcionando, tem-se então uma variação negativa de energia para os supercapacitores, proveniente da recarga dos mesmos, resultando em uma diferença de cerca de $20MJ$.

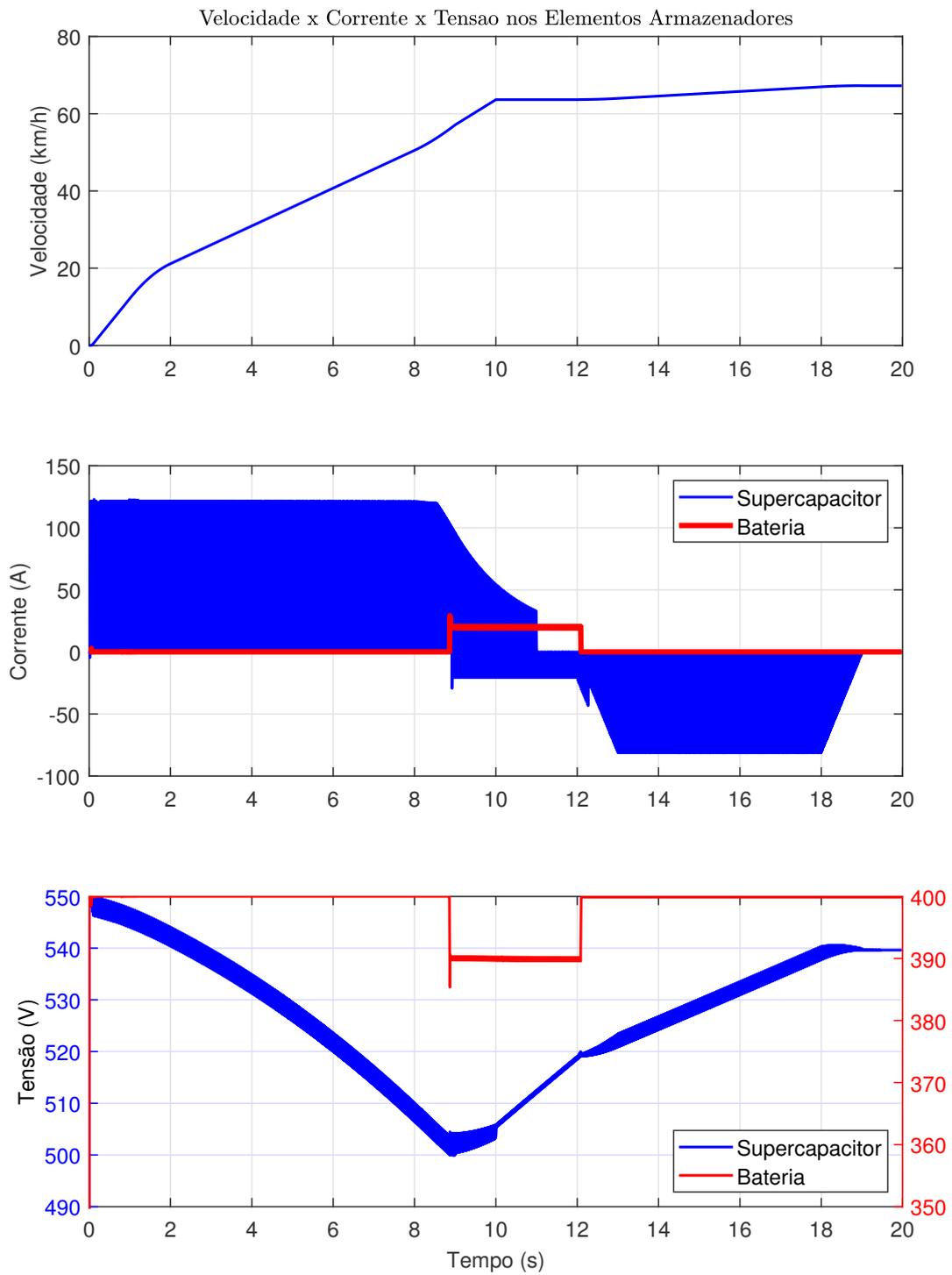


Figura 64: Corrente e tensao nos elementos armazenadores para o cenário 2.
Fonte: Autoria própria.

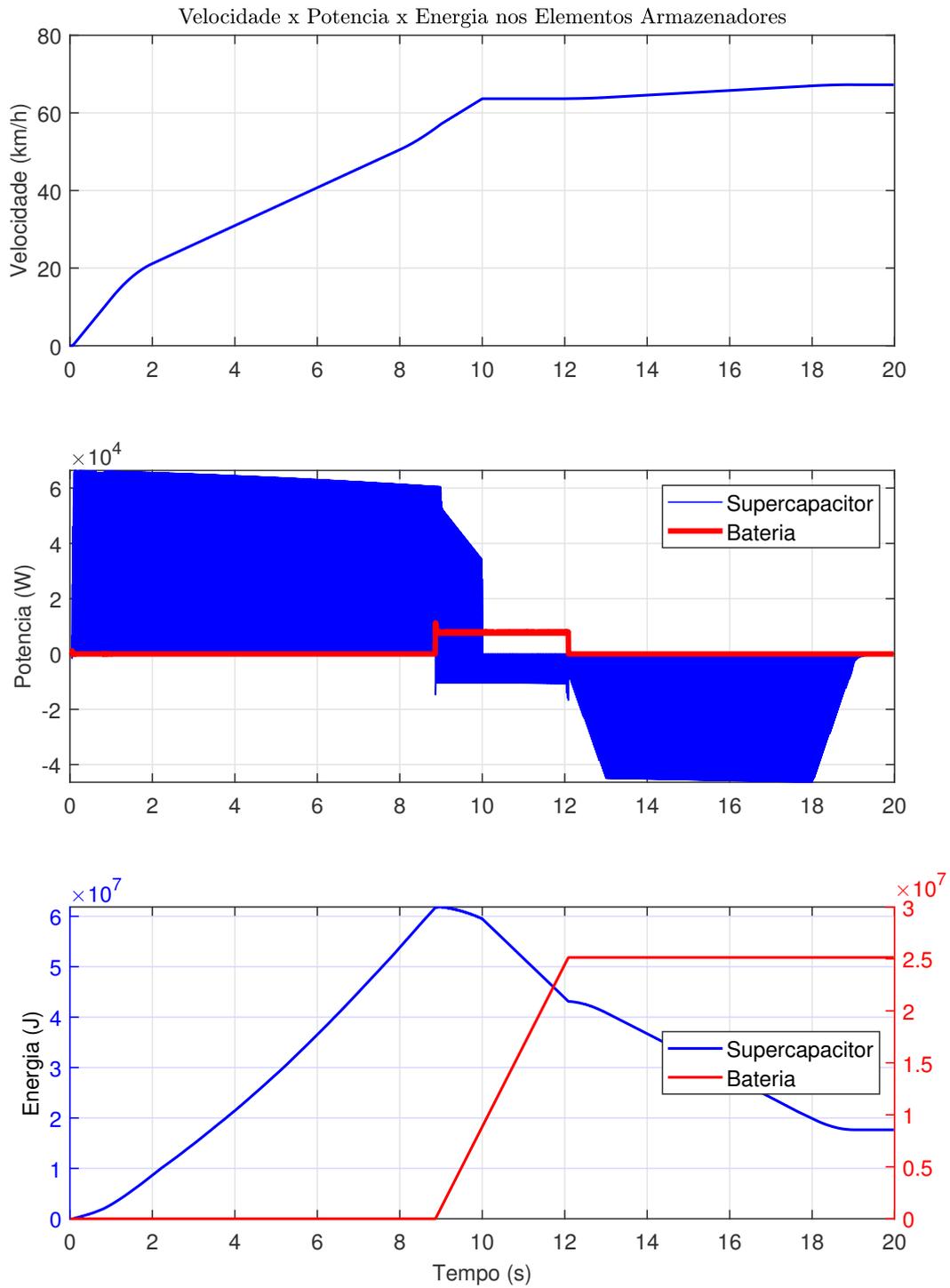


Figura 65: Potência e energia nos elementos armazenadores para o cenário 2.
 Fonte: Autoria própria.

Por fim, observa-se o comportamento da corrente de armadura da máquina elétrica. O resultado é observado na Figura 66.

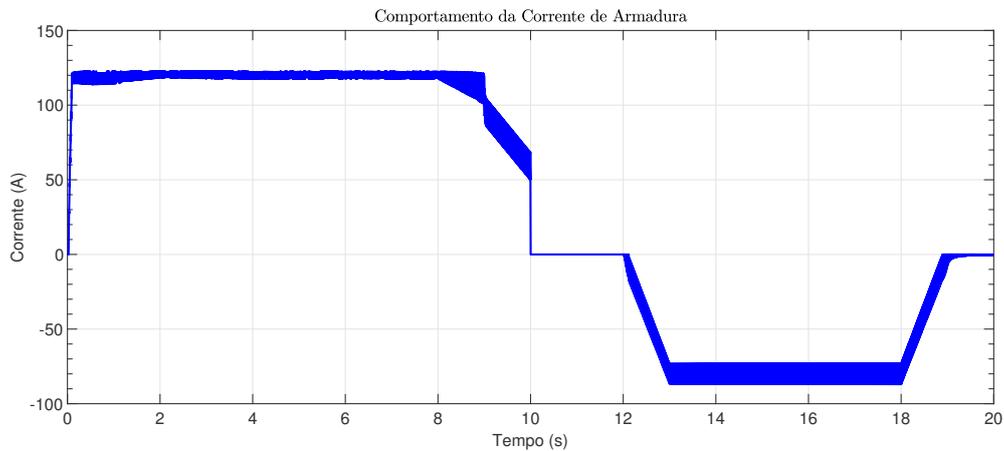


Figura 66: Corrente de armadura da máquina elétrica.
Fonte: Autoria própria.

Assim como ocorreu no primeiro cenário, a corrente de armadura em nenhum momento ultrapassa o valor nominal da máquina, garantindo assim não ocorram problemas no veículo durante a sua condução, principalmente com a máquina elétrica. Outro fator importante ocorre entre 8 e 10 segundos, aonde a corrente de armadura começa a diminuir o seu valor, devido ao comportamento do pedal do acelerador. Por fim, temos o momento em que a máquina passa a atuar como gerador durante a frenagem regenerativa, nesse instante a corrente passa a ser negativa, mostrando que a mesma está transitando da máquina para os armazenadores e com valor de aproximadamente $-80A$. Vale lembrar que o valor da corrente durante a frenagem regenerativa depende unicamente do pedal do acelerador, conforme explicado na seção 3.3.2.2.

5 CONCLUSÃO

Após o desenvolvimento de toda a monografia, do circuito de potência e lógica, assim como os resultados obtidos, é possível destacar várias questões importantes referente ao trabalho. A primeira é a grande variedade de trabalhos que estão surgindo na área de veículos de propulsão elétrica. Diferentes formas têm sido utilizadas para realizar o gerenciamento de energia entre duas fontes armazenadores distintas, o que motiva também as buscas por novas tecnologias de armazenamento.

Outro ponto importante é a funcionalidade de se utilizar um segundo armazenador de energia, como, especificamente, um banco de supercapacitores. Como foi possível observar nos resultados, pode-se obter uma melhor utilização do sistema principal de armazenamento, neste caso, o baterias de lítio de íon. Vale ressaltar que são necessários dois pontos importantes para que isso seja possível, o primeiro é um circuito de potência capaz de realizar a transferência de energia em ambos os sentidos e, segundo, uma lógica de controle adequada para que o sistema use os armazenadores de acordo com o princípio estabelecido pelo projetista.

Como observa-se no primeiro cenário analisado, durante todo o trajeto de 20 segundos o sistema exige energia da bateria durante apenas aproximadamente 2 segundos, sendo todo o resto do trajeto alimentado pelo banco de supercapacitores, além de que a corrente exigida da bateria é muito menor se comparado com a corrente exigida pelo supercapacitor, o que contribui para o aumento da vida útil de baterias de lítio íon. Observa-se comportamento parecido no segundo cenário, sendo uma diferença o fato de que o nível de tensão do banco de supercapacitores ficou abaixo de 500V, fazendo o sistema acionar a bateria a fim de contribuir para que o nível de tensão do banco de supercapacitores não fique abaixo da tensão de terminal da máquina.

Apesar de parecer bastante promissor o uso de dois ou mais armazenadores de energia em veículos elétricos, vale salientar dois fatores importantes. O primeiro é que, mesmo em ambos os cenários a energia proveniente para condução do veículo seja praticamente do banco supercapacitores, isso não significa que a bateria tenha pouca

participação na condução do veículo elétrico. Se considerar um cenário com uma extensa trajetória, como rodovias, a bateria teria a maior participação uma vez que na maior parte do trajeto o veículo se encontraria em velocidade constante. O segundo ponto importante é que a aplicabilidade na prática pode variar devido as não idealidades e interferências não consideradas nas simulações. Adicionalmente, é reduzida a literatura que aborda este método experimentalmente, principalmente quando considerados a escala real dos conversores, armazenadores e veículo.

Por fim, alguns pontos importantes para trabalhos futuros podem ser listados. O primeiro é o fato de que devido à exigência de um hardware computacional elevado para realizar a simulação, o trajeto tem um período muito curto, limitando assim a possibilidade de se testar cenários em que a bateria poderia ser exigida muito mais que o banco de supercapacitores. Ainda, pode-se avaliar cenários onde o veículo faça o trajeto até o esgotamento significativo de ambos armazenadores. Outro ponto importante é a possibilidade de se estudar as diferentes topologias de circuitos de potência e diferentes lógicas de controle. Desta forma pode-se identificar pontos de aprimoramento para atingir uma otimização do sistema de acionamento. Desta forma, surge outro objetivo deste trabalho que é motivar a comunidade e servir como base para vários outros trabalhos futuros.

REFERÊNCIAS

- BOCCHI, Nerilso; FERRACIN, Luiz Carlos; BIAGGIO, Sonia Regina. Pilhas e baterias: funcionamento e impacto ambiental. **Química Nova na Escola**, n. v. 11, n. 3, 2000.
- BURKE, Andrew. Ultracapacitors: why, how, and where is the technology. **Journal of power sources**, Elsevier, v. 91, n. 1, p. 37–50, 2000.
- BURKE, Andrew F. Batteries and ultracapacitors for electric, hybrid, and fuel cell vehicles. **Proceedings of the IEEE**, IEEE, v. 95, n. 4, p. 806–820, 2007.
- BÁEZ, Fabio Andrés Jiménez; RODRÍGUEZ, Oscar Ricardo; GÓMEZ, Sergio Andrés Amado. **Fuentes Conmutadas**. 2014. Universidad Industrial de Santander.
- CHAN, CC; WONG, YS. Electric vehicles charge forward. **IEEE Power and Energy Magazine**, IEEE, v. 2, n. 6, p. 24–33, 2004.
- CHAPMAN, Stephen J. **Fundamentos de máquinas elétricas**. [S.l.]: AMGH Editora, 2013.
- DIJK, Edwin Van; SPRUIJT, JN; O’SULLIVAN, Dermot M; KLAASSENS, J Ben. Pwm-switch modeling of dc-dc converters. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 10, n. 6, p. 659–665, 1995.
- EMADI, Ali. Transportation 2.0. **IEEE Power and Energy Magazine**, IEEE, v. 9, n. 4, p. 18–29, 2011.
- EMADI, Ali. **Advanced electric drive vehicles**. [S.l.]: CRC Press, 2014.
- ERICKSON, Robert W; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of power electronics**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.
- FERREIRA, Tarcísio José Pedrobon *et al.* Sistema de gerenciamento de energia para controle de carga/descarga entre baterias de lítio e ultracapacitores, envolvendo sistema de tração elétrica com frenagem regenerativa. Universidade Estadual Paulista (UNESP), 2014.
- GRBOVIC, Petar J. **Ultra-capacitors in Power Conversion Systems: Applications, Analysis, and Design from Theory to Practice**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013.
- HE, Hongwen; XIONG, Rui; FAN, Jinxin. Evaluation of lithium-ion battery equivalent circuit models for state of charge estimation by an experimental approach. **Energies**, Molecular Diversity Preservation International, v. 4, n. 4, p. 582–598, 2011.

HEYDINGER, Gary J; BIXEL, Ronald A; GARROTT, W Riley; PYNE, Michael; HOWE, J Gavin; GUENTHER, Dennis A. Measured vehicle inertial parameters-nhtsa's data through november 1998. **SAE transactions**, JSTOR, p. 2462–2485, 1999.

IEA. **CO2 emissions from fuel combustion**. out. 2016.

IEA. **Energy and Air Pollution**. out. 2016.

KHALIGH, Alireza; LI, Zhihao. 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**, IEEE, v. 59, n. 6, p. 2806–2814, 2010.

MERCEDES-BENZ. **Benz-Patent is Part of the World Documentary Heritage**. 2017. Disponível em: <<https://www.mercedes-benz.com/en/mercedes-benz/classic/history/benz-patent-motor-car/>>. Data de acesso: 11 set. 2017.

NASERI, Farshid; FARJAH, Ebrahim; GHANBARI, Teymoor. An efficient regenerative braking system based on battery/supercapacitor for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles with bldc motor. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, IEEE, v. 66, n. 5, p. 3724–3738, 2017.

ORGANIZATION, World Health. **7 million premature deaths annually linked to air pollution**. 2014. Disponível em: <<http://www.who.int/mediacentre/news/releases/2014/air-pollution/en/>>. Data de acesso: 12 set. 2017.

POMILIO, José Antenor. Fontes chaveadas. **publicação FEE**, 1995.

SOLBERG, Greg. **The Magic of Tesla Roadster Regenerative Braking**. 2007. Disponível em: <<https://www.tesla.com/blog/magic-tesla-roadster-regenerative-braking>>. Data de acesso: 12 set. 2017.