

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”

CÂMPUS DE ILHA SOLTEIRA

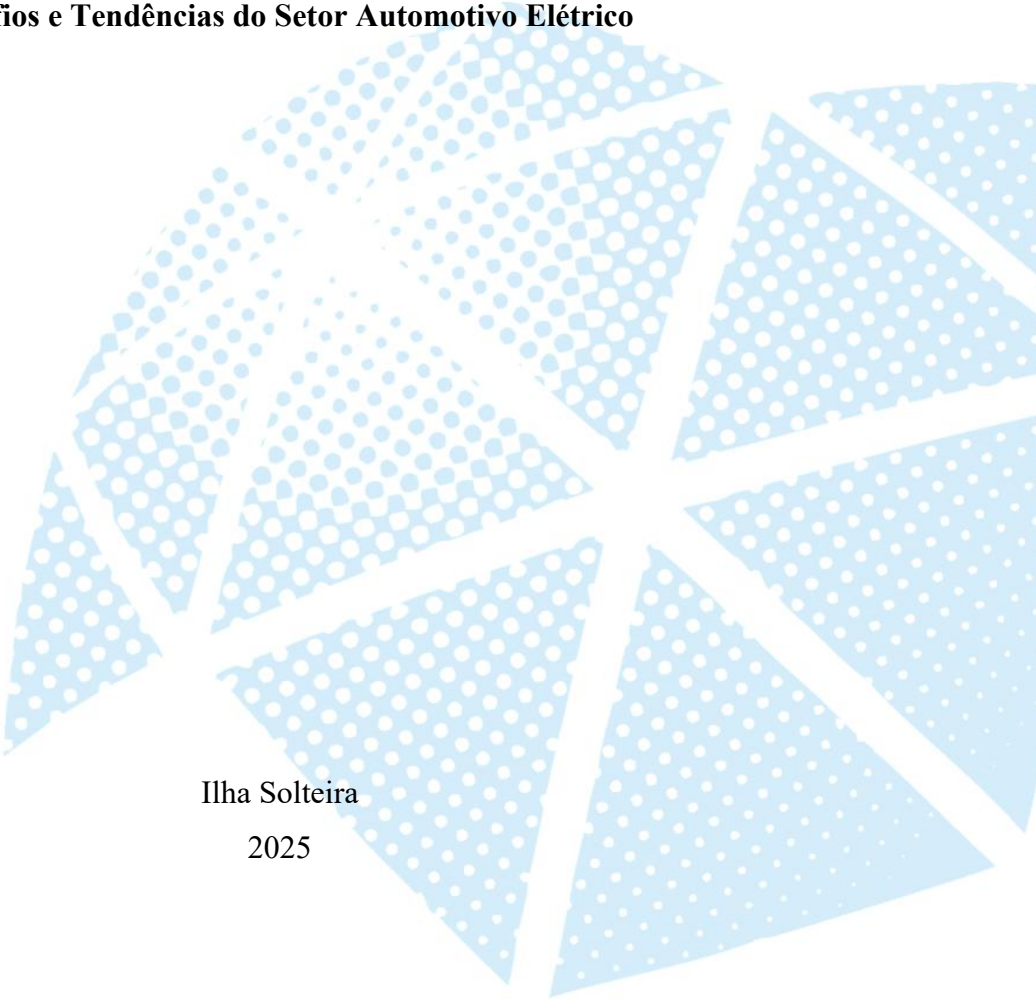
MATEUS MARCOTO SILVA

**DESENVOLVIMENTO DE VEÍCULO ELÉTRICO LEVE COM TRAÇÃO HÍBRIDA
LI-ÍON/SUPERCAPACITORES**

Desafios e Tendências do Setor Automotivo Elétrico

Ilha Solteira

2025



PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MATEUS MARCOTO SILVA

**DESENVOLVIMENTO DE VEÍCULO ELÉTRICO LEVE COM TRAÇÃO HÍBRIDA
LI-ÍON/SUPERCAPACITORES**

Desafios e Tendências do Setor Automotivo Elétrico

Dissertação apresentada à Universidade
Estadual Paulista (UNESP), Faculdade de
Engenharia, Ilha Solteira, para
obtenção do título de Grau acadêmico
Mestre em Engenharia Elétrica.
Orientador: Prof. Dr. Falcondes José Mendes
de Seixas

Ilha Solteira
2025

FICHA CATALOGRÁFICA
Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

S586d Silva, Mateus Marcoto.
Desenvolvimento de veículo elétrico leve com tração híbrida Li-íon/supercapacitores: desafios e tendências do setor automotivo elétrico / Mateus Marcoto Silva. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2025
206 f. : il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2025

Orientador: Falcondes José Mendes de Seixas

Inclui bibliografia

1. Veículos elétricos. 2. Bateria de Li-Ion. 3. Supercapacitores. 4. Conversor Cc-Cc bidirecional. 5. Máquina síncrona de fluxo axial.

IMPACTO POTENCIAL DESTA PESQUISA

Este trabalho, apresentado no congresso internacional ROPEC, integra uma série de estudos do LEP sobre veículos elétricos. O projeto propõe um conversor bidirecional com supercapacitores, voltado à tração automotiva, unindo eficiência, segurança e inovação na eletromobilidade.

POTENTIAL IMPACT OF THIS RESEARCH

This work, presented at the international ROPEC conference, is part of an ongoing series of EV studies developed by LEP. It proposes a bidirectional converter with supercapacitors for automotive traction, combining efficiency, safety, and innovation in electric mobility.

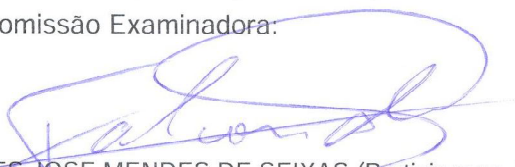
CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO: DESENVOLVIMENTO DE VEÍCULO ELÉTRICO LEVE COM TRAÇÃO HÍBRIDA LI-ÍON / SUPERCAPACITORES: DESEAFIOS E TENDÊNCIAS DO SETOR AUTOMOTIVO ELÉTRICO

AUTOR: MATEUS MARCOTO SILVA

ORIENTADOR: FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS

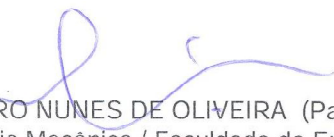
Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, área: Automação pela Comissão Examinadora:



Prof. Dr. FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS (Participação Presencial)
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira - UNESP



Prof. Dr. GUILHERME DE AZEVEDO E MELO (Participação Presencial)
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira - UNESP



Dr. RODRIGO ALESSANDRO NUNES DE OLIVEIRA (Participação Presencial)
Departamento de Engenharia Mecânica / Faculdade de Engenharia - UNESP

Ilha Solteira, 05 de maio de 2025

RESUMO

Este trabalho se propõe ao desenvolvimento de tecnologia de armazenamento e fluxo de potência focado em VE veículo elétrico (VE) leve com foco no sistema de tração híbrido que combina baterias de íon de lítio e supercapacitores. Explorando tecnologias de ponta, o estudo visa implementar desempenho, eficiência e autonomia em um kart elétrico experimental com potencial tecnológico de implementação a trabalhos futuros em um veículo de passeio. A pesquisa envolve uma revisão abrangente do setor automotivo de veículos elétricos: tecnologias de baterias e supercapacitores em diferentes configurações, máquinas elétricas, técnicas de controle e alguns padrões já estabelecidos no mercado automotivo. O trabalho se concentra no fluxo de potência necessário para operar uma máquina elétrica EMRAX 188, uma máquina síncrona de fluxo axial, exigindo compatibilidade elétrica entre os dispositivos de armazenamento, conversor bidirecional e o inversor.

Palavras-chave: veículos elétricos; bateria de li-ion; supercapacitores; conversor CC-CC bidirecional; máquina síncrona de fluxo axial.

ABSTRACT

This work proposes the development of energy storage and power flow technology focused on a light electric vehicle (EV), with emphasis on a hybrid traction system combining lithium-ion batteries and supercapacitors. By exploring state-of-the-art technologies, the study aims to enhance performance, efficiency, and driving range in an experimental electric go-kart, with technological potential for future implementation in a passenger vehicle. The research includes a comprehensive review of the electric vehicle sector: battery and supercapacitor technologies in various configurations, electric machines, control strategies, and established standards in the automotive market. The work focuses on the power flow required to operate an EMRAX 188 electric machine, an axial flux synchronous motor, requiring electrical compatibility among the storage devices, bidirectional converter, and inverter.

Keywords: electric vehicles; li-ion battery; supercapacitors; bidirectional DC-DC converter; axial flux synchronous machine.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, gostaria de expressar meu profundo amor e gratidão à minha mãe, pelo apoio incondicional em todos os momentos da minha vida em tudo que me engrandece.

Ao meu orientador, pelos ensinamentos, orientação técnica e incentivo contínuo ao longo do desenvolvimento deste trabalho. Agradeço também a todas as pessoas que, de alguma forma, contribuíram para a realização deste projeto: professores, técnicos, amigos, colegas, administrativo e bibliotecárias.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES) – Código de Financiamento 001.

Registro também meus agradecimentos à FEPISA pelo apoio financeiro concedido por meio da bolsa de estudos, que viabilizou a dedicação à pesquisa e ao desenvolvimento deste trabalho bem como a participação de um congresso internacional.

E em especial ao Prof. Dr. Guilherme de Azevedo e Melo, um Mestre nas Artes da Eletrônica de Potência por tudo que pude aprender com toda sua sabedoria, seja ela técnica ou de outras áreas do saber. Irá sempre me acompanhar como um holograma do mestre Yoda. Em você, muito me espelho e como homem e como profissional. Uma honra poder ser seu amigo. Oss.

E a Unesp por ter me proporcionado todas as experiências e conhecimento adquiridos me faz sentir orgulho ter podido fazer parte.

A vida é um projeto em versão
beta. Atualizo-me a cada erro, compilo-me
a cada conquista.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Capacidade de carga (tamanho efetivo populacional). K0- Ancestral do cavalo, K- Cavalo selvagem, Kd- Cavalo domesticado.	22
Figura 2 – Pegada de carbono VCI vs VE.....	24
Figura 3 – Tipos de veículo com tração elétrica.....	30
Figura 4 – Topologias de associações de ME e transmissão mecânica.....	31
Figura 5 – Módulo ME, transmissão e eletrônica, Audi e-tron GT.....	31
Figura 6 – Tipos de conectores automotivos.....	33
Figura 7 – Forças atuantes sobre um automóvel.	34
Figura 8 – Envelope de desempenho do veículo.	35
Figura 9 – Bateria de Bagdá	36
Figura 10 – Pilha voltaica.....	37
Figura 11 – Ilustração esquemática da primeira bateria Li-Ion.....	38
Figura 12 – Temporização dos ciclos de uma bateria.	43
Figura 13 – Degradação por ciclagem em diferentes valores de DoD e Middle-SoC.....	49
Figura 14 – Tipos de bateria e suas características.....	51
Figura 15 – Esquemático da bateria de Li-Ion proposta por John Goodenough.	56
Figura 16 – Modelos eletricos equivalentes da bateria Li-ion.....	62
Figura 17 – Esquemático de um sistema BMS.....	63
Figura 18 – Densidade de energia vs densidade de potência, dispositivos armazenadores.	64
Figura 19 – Comparativo entre tipos de capacitores.	64
Figura 20: Disposição eletrônica: capacitor vs supercapacitor.	65

Figura 21 – Modelos elétricos equivalentes para modelos de SC: a) modelo RC simples, b) Modelo de múltiplos ramos e c) modelo dinâmico, abaixo modelo de maior fidelidade.	67
Figura 22 – Configuração passiva.	68
Figura 23 – Configuração Série Semiativa (a).	69
Figura 24 – Configuração Paralela Semiativa do SC	70
Figura 25 – Configuração Semiativa Paralela da Bateria.....	70
Figura 26 – Configurações Semiativas Otimizadas I.	71
Figura 27 – Configurações Semiativas Otimizadas II.	71
Figura 28 – Configurações Semiativas Otimizadas III.....	72
Figura 29 – Configurações Semiativas Otimizadas IV.	72
Figura 30 – Configurações Bateria/SC Série Ativa.....	73
Figura 31 – Configurações SC/Bateria Série Ativa.....	73
Figura 32 – Configurações Bateria/SC Paralela Ativa.	74
Figura 33 – Configuração ativa de múltiplas entradas.	74
Figura 34 – Máquinas elétricas utilizadas em tração veicular.....	77
Figura 35 – Variações de IM.	78
Figura 36 – Representação em corte do rotor e estator.	80
Figura 37 – Disposição interior do estator com ímãs permanentes.....	81
Figura 38 – Variações de SM.	83
Figura 39 – Característica de conjugado vs ângulo.....	85
Figura 40 – Modelo Máquina síncrona: composição da reatância síncrona e tensão de entreferro destacada.....	86

Figura 41 – Máquina síncrona em termos das componentes $dq0$	90
Figura 42 – Circuitos equivalente do eixo direto e em quadratura.....	91
Figura 43 – Estratégias de controle de ME para EV.	93
Figura 44 – Diagrama de controle de campo orientado.....	95
Figura 45 – Inversor trifásico.	98
Figura 46 – Geração de sinal de gate em modulação PWM.....	100
Figura 47 – Topologias CC-CC Bidirecionais Clássicas.	101
Figura 48 – Buck-boost bidirecional.	103
Figura 49 – Buck/Boost Bidirecional.....	104
Figura 50 – Conversor Buck/Boost a 3 níveis.....	105
Figura 51 – Formas de onda do conversor nos modos buck $D>0.5$ e boost $D<0.5$	107
Figura 52 – Etapa 1, buck $D>0.5$	108
Figura 53 – Etapa 2, buck $D>0.5$	110
Figura 54 – Etapa 3, buck $D>0.5$	111
Figura 55 – Etapa 4, buck $D>0.5$	111
Figura 56 – Formas de onda do conversor nos modos buck $D<0,5$ e boost $D>0,5$	113
Figura 57 – Etapa 1, buck $D<0.5$	114
Figura 58 – Etapa 2, buck $D<0.5$	115
Figura 59 – Etapa 3, buck $D<0.5$	116
Figura 60 – Etapa 4, buck $D<0.5$	117
Figura 61 – Ripple de corrente no indutor.....	118

Figura 62 – Formas de onda do capacitor flutuante.	119
Figura 63 – Buck/Boost 2L modo Buck.	122
Figura 64 – Buck/Boost 2L modo Boost.	123
Figura 65 – Ganho Estático Real dos Conversores Buck/Boost 2N e 3N no modo buck, comparativo MOSFET SiC e IGBT.	125
Figura 66 – Ganho Estático Real dos Conversores Buck/Boost 2N e 3N no modo boost, comparativo MOSFET SiC e IGBT.	125
Figura 67 – Perdas no Buck/Boost Bidirecional 2N e 3N a 20 kHz.	128
Figura 68 – Perdas Totais vs Frequência de Comutação entre os Conversores Buck/Boost 2N e 3N.	128
Figura 70 – Potência, Energia SC e Velocidade do Veículo.	131
Figura 71 – Modelo 3D do kart.	132
Figura 72 – Torque de Roda, Torque da ME e RPM da ME.....	133
Figura 73 – Rendimento do modo Boost do conversor projetado.....	138
Figura 74 – Rendimento do modo Boost do conversor projetado.....	139
Figura 75 – Rendimento vs Duty vs Potência útil do modo boost.	139
Figura 76 – Rendimento vs Duty vs Potência útil do modo buck.	140
Figura 77 – Entrelaçamento de 2 fases $D=50\%$, $\phi=180$	143
Figura 78 – Ripple normalizado resultante de 2 fases entrelaçadas.	144
Figura 79 – Entrelaçamento de 2 fases $D=50\%$, $\phi=180$	145
Figura 80 – Ripple normalizado resultante de 4 fases entrelaçadas.	145
Figura 81 – Rendimento vs duty do boost e o ripple normalizado da corrente de saída resultante do entrelaçamento de 4 fases.	146

Figura 82 – Rendimento vs duty do boost e o ripple normalizado da corrente de entrada resultante do entrelaçamento de 4 fases.	146
Figura 83 – Traçado de interlagos, F1.	150
Figura 84 – Velocidade vs tempo/deslocamento.	151
Figura 85 – Mapa de velocidade sobre o kartódromo de Interlagos.	151
Figura 86 – Velocidade desenvolvida ao longo do traçado, simulado.	153
Figura 87 – aquecimento SC.	154
Figura 88 – Resfriamento 60 graus.	155
Figura 89 – dinâmica térmica prova completa.	156
Figura 90 – Modelagem térmica para dissipação.	158
Figura 91 – Características do dissipador escolhido.	159
Figura 92 – Conversor clássico, 1 interruptor por etapa.	159
Figura 93 – Topologia entrelaçada.	160
Figura 94 – Topologia entrelaçada e paralelizada.	161
Figura 95 – núcleo magnético tipo E e linhas de campo.	162
Figura 96 – Circuito Magnético equivalente.	163
Figura 97 – Circuito magnético equivalente.	163
Figura 98 – Área da janela.	165
Figura 99 – Imagem descrevendo diversas disposições de fator de forma.	166
Figura 100 – Análise geométrica para o fator de preenchimento de condutores circulares. ...	166
Figura 101 – Curva B x H do núcleo IP12R e permeabilidade x temperatura.	172
Figura 102 – Ensaio CC do indutor.	175

Figura 103 – Ensaio CA do indutor.....	175
Figura 104 – Toróide disponível.	177
Figura 105 – Dados de indutância do núcleo toróide.	177
Figura 106 – Dados magnéticos do núcleo.....	178
Figura 107 – Gráfico do fabricante de permeabilidade magnética versus Força de magnetização.	178
Figura 108 – Variação do Ripple em detrimento da mudança de indutância.....	179
Figura 109 – Perdas no núcleo.	180
Figura 110 – Esquemático de circuitos do conversor.....	182
Figura 111 – mIGBT.	183
Figura 112 – Módulo IGBT - SEMiX202GB12E4s.....	183
Figura 113 – Driver utilizado e seu esquemático.	184
Figura 114 – Termistor NTC do módulo IGBT.	185
Figura 115 – Placa de condicionamento de sinais, frente a esquerda e verso a direita.	185
Figura 116 – Circuitos de condicionamento de temperatura e corrente na carga.....	186
Figura 117 – Fonte de corrente do termistor.	187
Figura 118 – Corrente no termistor.	187
Figura 119 – Placa de leitura de tensão das saídas, mVBb.	188
Figura 120 – Placa principal(mainboard).	189
Figura 122 – Interface error.....	190
Figura 121 – Interface MCU-Driver.....	190
Figura 123 – Renderização do conversor completo.	191

Figura 124 – Boost $V_{in}=136V$ e $V_o=184V$, com capacitor eletrolítico 4700uF.	192
Figura 125 – Grandes derivadas de tensão no supercapacitor Boost $V_{in}=136V$ e $V_o=184V$	193
Figura 126 – Boost $V_{in}=168V$ e $V_o=180V$ com capacitor eletrolítico.....	194
Figura 127 – Boost $V_{in}=168V$ e $V_o=211V$ com capacitor eletrolítico.....	195

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Cinco maiores montadoras de veículos elétricos por região em 2021.....	25
Tabela 2 – Veículos elétricos, infraestrutura e expectativas de mercado.....	25
Tabela 3 – Comparativo entre ME e motor de CI.	28
Tabela 4 – Principais característica dos VE modernos.....	29
Tabela 5 – Valores típicos do coeficiente Kr.	34
Tabela 6 – Densidade de energia e custos da bateria de Li-Ion ao longo do tempo.....	39
Tabela 7 – Comparação entre as principais tecnologias de baterias primárias	46
Tabela 8 – Comparativo entre as tecnologias de baterias secundárias.	47
Tabela 9 – Características das principais tecnologias de baterias de aplicação automotiva. ...	54
Tabela 10 – Tipos de Baterias de Li-íon em EVs.....	57
Tabela 11 – Comparação entre Tecnologias de Armazenamento Veicular.....	59
Tabela 12 – Comparação entre os métodos de carregamento de bateria, A = Alta, M = Média, B = Baixa.....	60
Tabela 13 – Tipos de controle de máquina.....	99
Tabela 14 – Parâmetros dos semicondutores ativos.	124
Tabela 15 – Comparativo de rendimentos entre os conversores bidirecionais Buck/Boost 2L e 3L.....	129
Tabela 16 – Fontes armazenadoras.....	129
Tabela 17 – Parâmetros dos modelos Emrax 188.	135
Tabela 18 – Parâmetros do IGBT e condições de contorno.	158
Tabela 19 – Tabela de condutores e capacidade de condução de corrente.....	168

Tabela 20 – Dimensões do núcleo escolhido.	171
Tabela 21 – Pinagem selecionada para operação do MCU.	190

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ACT	ADMINISTRAÇÃO CIENTÍFICA DO TRABALHO
AIT	ASSOCIAÇÃO INTERNACIONAL DO TRABALHO
CAPES	COORDENAÇÃO DE APERFEIÇOAMENTO DE PESSOAL DE NÍVEL SUPERIOR
IES	INSTITUIÇÃO DE ENSINO SUPERIOR
MEC	MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
OMS	ORGANIZAÇÃO MUNDIAL DA SAÚDE
BEV	BATTERY ELECTRIC VEHICLE
EV	ELECTRIC VEHICLE
HEV	HYBRID ELECTRIC VEHICLE
IC	INTERNAL COMBUSTION
IPMSM	INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE
PHEV	PLUG-IN HYBRID ELECTRIC VEHICLE
PMSM	PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE
SPMSM	SURFACE PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE
LMP	LITHIUM-METAL POLYMER
BMS	BATTERY MANAGEMENT SYSTEM
SOC	STATE OF CHARGE
DOD	DEPTH OF DISCHARGE
SC	SUPERCAPACITOR
DC	DIRECT CURRENT
AC	ALTERNATING CURRENT
RMS	ROOT MEAN SQUARE
VE	VEÍCULO ELÉTRICO
MCI	MOTOR DE COMBUSTÃO INTERNA
ME	MÁQUINA ELÉTRICA
VCI	VEÍCULO COM MOTOR DE COMBUSTÃO INTERNA
MCU	MICRONCONTROLADOR

SUMÁRIO

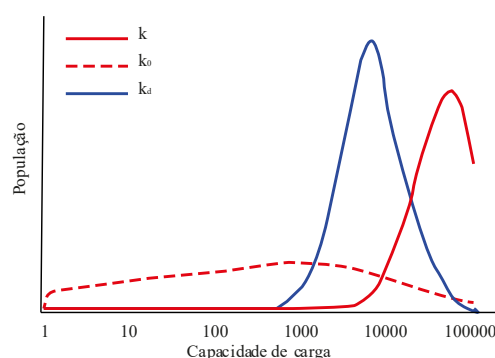
1	INTRODUÇÃO	21
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	27
2.1	Visão geral de Automóveis a Tração Elétrica	27
2.1.1	Configurações Veiculares Elétricas e Híbridas.....	27
2.1.2	Conectores	31
2.1.3	Dinâmicas Veiculares	33
2.2	Sistemas de Armazenamento	36
2.2.1	A História da Bateria.....	36
2.2.2	Conceitos Gerais	38
2.2.3	Tipos de Baterias.....	45
2.2.4	Fatores que Comprometem a Saúde da Bateria	48
2.2.5	Tecnologias de Bateria	51
2.2.6	Diferença entre as Tensões Carregada e Nominal da Bateria	52
2.2.7	Cenário Automobilístico	53
2.2.8	Baterias Li-Ion	54
2.2.9	Estado da Arte de Tecnologias de Baterias- 2025.....	58
2.2.10	Métodos de Carregamento e Modelos Elétricos da Bateria.....	60
2.2.11	Revisão BMS	62
2.2.12	Supercapacitores.....	63
2.3	Configurações de Arranjos de Baterias, Supercapacitores e Máquinas Elétricas	67
2.3.1	Configuração Passiva	68
2.3.2	Configurações Semiativas	69
2.3.3	Configurações Ativas.....	72
2.3.4	Conclusões Gerais	75
2.3.5	Máquinas Elétricas	75
2.4	Dispositivos de Potência do Sistema de Tração Elétrico.....	95
2.4.1	Conversores CC-CC	95
2.4.2	Conversores CC-CA, Inversores	98
3	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA E SIMULAÇÕES	101
3.1	Revisão Conversores Bidirecionais Clássicos	101
3.1.1	Buck-Boost	102
3.1.2	Buck/boost	103
3.2	Conversor Buck/Boost a 3 Níveis.....	105

3.2.1	Modo Buck $D > 0,5$ e Boost $D < 0,5$	106
3.2.2	Modo Buck $D < 0,5$ e Boost $D > 0,5$	112
3.2.3	Cálculo dos Componentes Passivos do Conversor.....	117
3.2.4	Ganho Estático	120
3.3	Buck/Boost 2N.....	121
3.3.1	Modo Buck.....	121
3.3.2	Modo Boost.....	122
3.3.3	Ganho Estático	123
3.4	Análise Comparativa	123
3.4.1	Ganho Estático	124
3.4.2	Rendimento	126
3.5	Modelagem Mecânica.....	129
4	DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL	134
4.1	O Projeto: Conversor Buck/Boost 2N e Fontes Armazenadoras	134
4.1.1	Entrelaçamento	142
4.1.2	Indutor acoplado.....	147
4.1.3	Dinâmicas de Pista	149
4.1.4	Projeto Ideal.....	157
4.2	Análise Térmica.....	158
4.2.1	Topologia Clássica	159
4.2.2	Topologia Entrelaçada	160
4.2.3	Topologia Entrelaçada e Paralelizada	161
4.3	Protótipo de Pequena Escala 1 – Alta tensão e baixa potência.....	161
4.3.1	Projeto Indutor	162
4.4	Protótipo de Pequena Escala – Máxima capacidade de 1 célula	176
4.4.1	Dimensionamento de snubber RC por deslocamento de frequência	180
4.5	Circuitos Construídos	181
4.6	Validação Experimental.....	191
5	CONCLUSÃO.....	197
	REFERÊNCIAS	199
	APÊNDICE A – NOX ELEMENTOS	205
	APÊNDICE B – FATORES PARA SELEÇÃO DE BATERIA.....	206

1 INTRODUÇÃO

Mobilidade é a capacidade e a facilidade de se locomover. Dentro de um contexto social trata-se meramente da significância de transporte, de mover algo ou alguém de um ponto ao outro. Mas também de sua função como potencializadora das capacidades humanas na busca pelas soluções intrínsecas que cada indivíduo carrega em si ao longo de sua busca de propósito: comércio, exploração, educação, lazer e logística. A mobilidade, portanto, extrapola o direito universal de ir e vir, servindo não somente ao indivíduo, mas dentro do coletivo humanidade. Isso implica também em sua relação com o meio, como quando o *homo sapiens* domesticou outros animais, tais como cavalos e camelos, quase como uma relação simbiótica e definindo um marco tecnológico com impactos bélicos e geopolíticos, reorganizando a estrutura social global em nível evolutivo e que trouxeram consequências por toda sua trajetória. Estima-se que o homem tenha domesticado ancestrais dos cavalos em torno de 6000 anos atrás onde hoje está situada a Ucrânia e o Cazaquistão (Warmuth, *et al.*, 2012). Com impacto imediato na velocidade de deslocamento, também houve um impacto em sua capacidade de carga e sua significativa relação logística imediata, modificando as características biológicas desses animais ao longo do tempo, Figura 1. Nessa imagem é possível observar como as características de capacidade de carga de um ancestral do cavalo (k_0) se diferenciaram ao longo do tempo do cavalo e do cavalo doméstico. A comparação desses dois expressa como o homem é capaz de acelerar e intensificar processos evolutivos para características desejadas por meio de seleção artificial. Interessante notar como algo que ocorreu a tanto tempo ainda traz consequências: a cavalaria ainda carrega esse título dentro das forças armadas, mesmo depois de sua motorização com o uso de blindados móveis em campo de batalha, pela primeira vez na 1ª Grande Guerra, 1914-1918. Assim como predomina nas forças armadas russas, com origens étnicas comuns aos ucranianos, o uso de forças militares em torno do uso de veículos blindados, cavalaria moderna.

Figura 1 – Capacidade de carga (tamanho efetivo populacional). K0- Ancestral do cavalo, K- Cavalo selvagem, Kd- Cavalo domesticado.



Fonte: (Warmuth, *et al.*, 2012).

Não é difícil compreender o impacto da mobilidade na humanidade e como os consequentes avanços modificam toda a relação do homem consigo mesmo e com o meio em que vive. Outro marco na humanidade decorreu das grandes navegações, onde o homem europeu rompeu o medo do desconhecido em busca de novas terras e produtos mais baratos, em jornadas que poderiam durar alguns anos e mesmo assim superariam o comércio terrestre, modificando a relação do homem em nível regional para mundial em um período de grande domínio imperialista europeu e que, a longo prazo, distribuiu riquezas que uniram cada vez mais os povos em um mundo então globalizado, porém totalmente interdependente. Dessa forma estima-se que um dos próximos grandes marcos será alcançado com a exploração espacial.

A história da mobilidade automobilística começa por meio de veículo elétrico (VE) com alguns projetos em pequena escala na Hungria, Holanda e EUA (1828-1835), mas só obtém alguma maturidade em 1832, como uma versão elétrica da carroça/carruagem. Todavia, só em 1899 o primeiro veículo, mais do que uma simples carroça eletrificada, chega ao mercado americano, alcançando seu auge entre os anos de 1900-1912, o que representou quase um terço dos veículos em circulação na época. No entanto, a grande autonomia proporcionada pelos veículos a combustão mudou esse cenário, visto que os carros elétricos ficavam restritos ao perímetro urbano, e entre 1908-1912 os FORD modelo T obtiveram grande popularidade, principalmente depois do advento da partida elétrica, permitindo uma fácil operação, antes dificultada pela partida a manivela (Departamento de Energia dos EUA, s.d.). O baixo valor do combustível permitiu a ascensão dos veículos a combustão interna (VCI), os quais só em 1973 sofreram controle de mercado, que ficou conhecido como “1ª Crise do Petróleo”, tendo

se estabelecido como forma de embargo pela OPEP (Organização dos Países Exportadores de Petróleo), quadruplicando o valor do barril de petróleo. Essa organização era constituída à época por países árabes e a Venezuela, detentores das maiores reservas dessa matéria-prima. A ação estabelecida pela OPEP foi motivada por uma suposta retaliação aos EUA, Japão e aliados europeus, que consumiam mais da metade da produção da época, após terem dado apoio à Israel durante a Guerra do Yom Kippur, Israel vs. Países árabes. O que mais tarde convergiu em mais uma grande crise, se aprofundando e dando origem à Guerra Irã-Iraque (1980-1988) (Kettell, Steven, 2020).

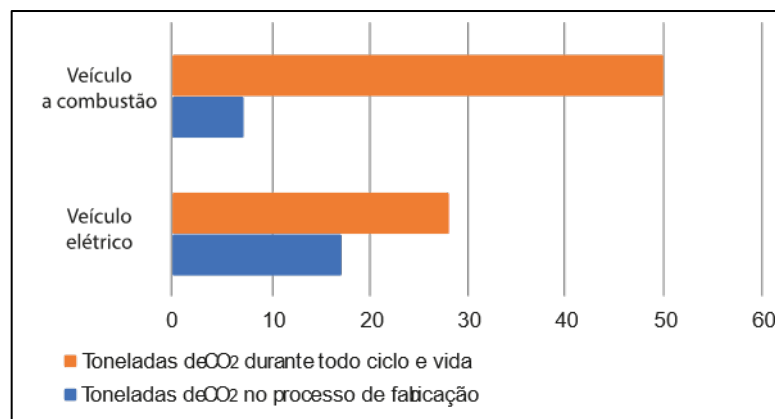
Além do ponto de vista econômico e geopolítico, em 1985 foram realizados experimentos de deposição de CO_2 pela leitura de tubos de gelo retirados das calotas polares. Tais análises, obtidas pela comparação da deposição de CO_2 ali contida e formada em períodos anteriores primordiais, levaram à compreensão do aumento da concentração dos chamados gases estufa, mais tarde correlacionados como responsáveis pelo fenômeno de aquecimento global, acelerando o processo de degelo polar e aumentando o nível dos oceanos, o que pode resultar em incontáveis consequências. Esse tema alcançou o grande público a partir da Convenção de Viena em 1987, causando grande preocupação.

Em detrimento de uma maior preocupação global com as supostas consequências climáticas advindas de ações humanas, tem havido esforços de governos e instituições para procurar maneiras alternativas para gerar um menor impacto ambiental em todos os setores, mesmo que por pura retórica. Segundo dados de 2019 da Agência Americana de Proteção Ambiental (“United States Environmental Protection Agency”) (EPA, 2019), o setor de transportes corresponde a 29% das emissões, representada principalmente por veículos pessoais para transporte, caminhões, navios e aviões, onde mais de 90% a propulsão é advinda da combustão de combustíveis fósseis, principalmente da gasolina e o diesel. Embora a energia elétrica para carregar esses veículos muitas vezes também seja gerada por meio de usinas termoelétricas com queima de combustíveis fósseis.

Independentemente do propósito a que veio, o fator ambiental é mais um fator de pressão que contribui para que haja um conjunto de esforços multilaterais por um bem comum: alcançar a viabilidade econômica em larga escala de veículos elétricos, o que exige necessariamente romper a barreira dos limites tecnológicos que isso implica, foco dessa discussão. Limites esses que são compartilhados por outros setores, tal como a aviação e a robótica: principalmente a densidade e densidade específica de energia fontes de

armazenamento. Estabelecendo movimentos de grandes setores, academia e governos para uma tecnologia com significativa menor emissão de CO_2 conforme Figura 2.

Figura 2 – Pegada de carbono VCI vs VE.



Fonte: (Wagh & Dhattrak, 2021)

O governo dos EUA anunciou o compromisso de alcançar, até 2030, um percentual de 50% de veículos elétricos, sendo esses amparados com a instalação de meio milhão de pontos de recarga (White House: Briefing Room, 2021). Da mesma forma, a Comissão Europeia definiu, como padrão, que novos veículos devam ser emissão zero (zero definido sob os critérios particulares da comissão) a partir de 2035 (European Commission, 2019), questão polêmica e até contraditória dada a origem da energia motriz e a simplicidade com que o problema é tratado, desconsiderando inúmeros outros fatores como: infraestrutura de geração, transmissão e distribuição, bem como de postos de carregamento, não só a quantidade de distribuição, como o modelo de negócio.

Esse movimento ganhou força com o híbrido Toyota Prius em 2000, facilitando o processo de transição do VCI para VE. Todas essas mudanças fazem com que o mundo preveja um novo cenário para os VE, agora como protagonistas, representando uma oportunidade acadêmica singular para novas pesquisas que proponham maiores rendimentos em tipos de máquinas elétricas (ME), conversores, sistemas embarcados, tecnologia de materiais, navegação autônoma, algoritmos de Inteligência Artificial (IA) e muito mais. Tais pretensões podem se originar do desenvolvimento de componentes com melhores características, baterias com maior densidade e densidade específica energética, maior capacidade de carga/descarga e maior vida útil e, claro, menores preços.

Essa oportunidade se reflete principalmente no mundo financeiro, que vê o mercado de VE como o mercado do futuro com potencial de maiores investimentos. A China tem sido

dominante nesse mercado, como pode ser visto na Tabela 1, ao qual triplicou o número de vendas em relação ao ano anterior (Paoli & Gül, 2022) e passou a possuir quase metade da frota mundial. Em 2015, a expectativa do mercado era bastante otimista, como mostra a Tabela 2, com números realmente grandes para um futuro próximo e que expressam o grande interesse e coordenação para o crescimento da indústria.

Tabela 1 – Cinco maiores montadoras de veículos elétricos por região em 2021.

OEM	Mundo	Europa	China	USA	Outros
Tesla	29,26%	18,16%	34,29%	37,61%	9,94%
Grupo VW	23,85%	71,95%	20,18%	5,77%	2,10%
BYD	18,69%	0,17%	99,50%	0,00%	0,33%
GM	16,16%	0,00%	94,00%	4,84%	1,16%
Stellantis	12,04%	84,16%	3,64%	10,91%	1,30%
Total	100,00%	32,64%	49,08%	14,47%	3,81%

Fonte: IEA website, 2023.

Tabela 2 – Veículos elétricos, infraestrutura e expectativas de mercado.

País	VE em estoque	Postos de Carga	Mercado Nacional de VE
Estados Unidos	71.174	15.192	1000000 em 2015
Japão	44.727	5.009	20% do total de veículos vendidos em 2020
França	20.000	2.100	2.000.000 em 2020
China	11.573	8.107	500.000 em 2015
Reino Unido	8.183	2.866	1.500.000 em 2020
Holanda	6.750	3.674	1.000.000 em 2025
Alemanha	5.555	2.821	1.000.000 em 2020
Portugal	1.862	1.350	750.000 em 2020
Índia	1.428	999	6.000.000-7.000.000 em 2020
Dinamarca	1.388	3.978	200.000 em 2020
Suécia	1.285	1.215	6.000 em 2015
Espanha	787	705	250.000 em 2014
Finlândia	271	2	80.000 em 2020

Fonte: (Yong, Ramachandaramurthy, Tan, & Mithulananthan, 2015)

O VE permite a implementação de outras tecnologias, tal como a do veículo autônomo, com maior facilidade. Em 2004, aconteceu o *DARPA Grand Challenge*, um desafio lançado com o objetivo de dar os primeiros passos em direção ao veículo autônomo. Mesmo não havendo um vencedor nessa edição, o entusiasmo trouxe 5 competidores a vencer a prova no ano seguinte. E em 2007, o desafio veio para o ambiente urbano já com 6 equipes conseguindo concluir a prova. Esses resultados atraíram muitos olhares para a direção autônoma e

consequentemente para os veículos elétricos, pois permite maior controle sobre todos os elementos do veículo, cada vez mais eletrificados, devido ao maior controle e parametrização dos seus componentes.

Nesse sentido a Tesla teve um papel fundamental, aproveitando de sua característica de startup, lançou veículos à venda sem a pressão que uma grande montadora teria por manter sua credibilidade em um produto tão inovador; um carro elétrico com sistema de auto pilotagem, e com a capacidade de ser atualizado constantemente via internet como um smartphone. Possui um sistema de empacotamento de baterias inovador, respondendo seus investidores sobre sua capacidade de produção em série. Elon Musk, CEO da Tesla, acreditou no seguimento da mobilidade e energia renovável. Sob seu controle, também consta a empresa SolarCity para sistemas de energia solar residencial, podendo incluir dispositivos de UPS (Uninterruptible Power Supply) que se utilizam das tecnologias compartilhadas com a tesla. O que chega a ser colocado em questionamento se a Tesla é uma empresa restritamente do ramo automobilístico, pois uma vez que essas baterias estão conectadas a rede elétrica, a energia armazenada na frota de veículos híbridos e elétricos pode fazer parte de um sistema interconectado de compartilhamento de energia elétrica, conhecido academicamente como “*Smartgrid*”.

Fica claro o grande impacto que o VE tem na indústria e no modo de vida da humanidade. Por mais que ainda se trate de um produto focado no público mais abastado, trata-se de uma tecnologia disruptiva acompanhada de várias outras tecnologias colaterais que não devem ser ignoradas. Ainda existem muitas questões que não possuem respostas claras ou até são contraditórias, tais como: a emissão de CO₂ é realmente zero? As atuais tecnologias de armazenamento energético são suficientes? Recursos naturais não renováveis deixaram de ser explorados? A atual capacidade de gerar energia elétrica e infraestrutura é suficiente para a substituição dos VCI pelos VE? O mercado popular tem condições de financeiras de adquirir um VE? No entanto, são respostas que só serão dadas no devido tempo e que não geram a dúvida se o VE irá dominar o mercado, mas quando.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo são apresentados os principais conceitos e tecnologias associados à eletrificação veicular, com ênfase nos sistemas de tração elétrica aplicados a veículos leves. Inicialmente, discute-se a evolução das configurações veiculares e, em seguida, os dispositivos envolvidos no fluxo de potência, como baterias, supercapacitores, inversores e conversores bidirecionais.

2.1 Visão geral de Automóveis a Tração Elétrica

Esse trabalho teve como propósito não só o desenvolvimento do conjunto de dispositivos de potência para o sistema de tração de um kart elétrico, mas a compreensão do cenário atual automotivo e suas principais tecnologias em uso e emergentes. Trazendo conhecimentos das topologias de sistemas de tração, dinâmicas veiculares, sistemas de armazenamento, técnicas de estimação e carga, máquinas elétricas, controle de máquinas elétricas e conversores CC-CC e CC-CA bidirecionais, incluindo outros tópicos pertinentes.

O objeto central do trabalho começa a ser discutido a partir do Capítulo 2.4, onde depois de toda contextualização serão abordados os dispositivos potência, especificamente os conversores.

2.1.1 Configurações Veiculares Elétricas e Híbridas

Conforme pode ser sumarizado por (Shao, 2020) cada fabricante decidiu por uma configuração diferente de ME (Máquina Elétrica) a depender de classe do veículo e público-alvo. Além disso, o setor está em fase de transição, aproveitando elementos de configurações de veículos à combustão em veículos elétricos híbridos (VEH) e totalmente elétricos. Os veículos híbridos têm como principais vantagens a autonomia de um motor a combustão interna (MCI) associada à estabelecida rede de postos de combustível, a combinação de torque dos motores elétrico/combustão e a capacidade regenerativa de uma máquina elétrica. Já o veículo totalmente elétrico pode ser carregado em qualquer lugar com custo de R\$/km abaixo do proporcionado pelo combustível, e.g. Gasolina, embora para um carregamento rápido exija dispositivos de alta potência e uma infraestrutura especializada. A densidade de energia que uma ME proporciona, também é muito maior, conforme pode ser visto Tabela 3, resultando na miniaturização de motores mais potentes e muito mais eficientes se comparado a sistemas de CI (Combustão Interna). O torque instantâneo confere um comportamento mais agressivo em

acelerações e favorece uma velocidade final maior com a combinação de motores. Em veículos esportivos, isso fica mais evidente como no Porsche 918 Spider e seu sistema *Launch Control* de arrancada. Como se trata de um dispositivo totalmente eletrificado, pode ser constantemente melhorado apenas por meio de melhorias via software e com uma manutenção mecânica muito mais simplificada.

Tabela 3 – Comparativo entre ME e motor de CI.

Parâmetros	Motor a Combustão	Motor Elétrico
Densidade específica de potência	1~4 kW/kg	4~10 kW/kg
Densidade de Potência	0.5 kW/L	13.5kW/L
Rendimento	5~30%	93~96%
Manutenção	muita	Bem pouca

Fonte: Adaptado de Wagh & Dhattrak (2021).

O motor elétrico na configuração híbrida, para um mercado mais acessível, aproveita o sistema de transmissão mecânico de projetos de MCI, podendo ter tração dianteira (*FWD*, *Front-wheel-drive*) ou traseira (*RWD*, *Rear-wheel-drive*). Também existem modelos topo de linha com tração integral (*AWD*, *All-wheel-drive*). Ainda não existe um consenso na escolha do tipo de motor, mas existe alguma predominância, como pode ser observado na Tabela 4.

Dentro da variação de configurações de VE e VEH, o motor elétrico vem para acrescentar vantagens a cada classe de veículo. Na Figura 3, está apresentada uma sequência de variações de tipos de configuração na propulsão dos veículos, dentro do espectro de veículos que possuem uma ME. Os acrônimos serão mantidos em inglês pois são termos mundialmente difundidos dentro da temática automobilística especializada. São dois os principais grupos: híbridos (combinação entre uma ME e um motor de CI, VEH) e os puro elétricos (VEP).

a) A configuração híbrida leve (*Mild-hybrid*) faz uso da associação de um motor elétrico para auxiliar a tração do MCI, possuindo um conjunto de baterias de pequena capacidade. Não possui um sistema de carregamento externo, utilizando apenas o sistema de carregamento regenerativo. Portanto, é desenhado para uma maior eficiência dentro do perímetro urbano onde acelerações e frenagens sucessivas são realizadas.

b) Veículos híbridos completos (Full-HEV) é semelhante ao híbrido leve, porém possui maior autonomia da bateria e seus motores elétricos podem assumir totalmente a tração do veículo. Suas variações referem-se em como o ME é associada a um MCI. A configuração em série possui o ICE alimentando diretamente o conjunto de baterias que fornece energia para a ME responsável pela tração do veículo, que nessa configuração tem a função exclusiva de um gerador. Alguns exemplos destes são: Toyota Corolla Hybrid, Hyundai Elantra Hybrid

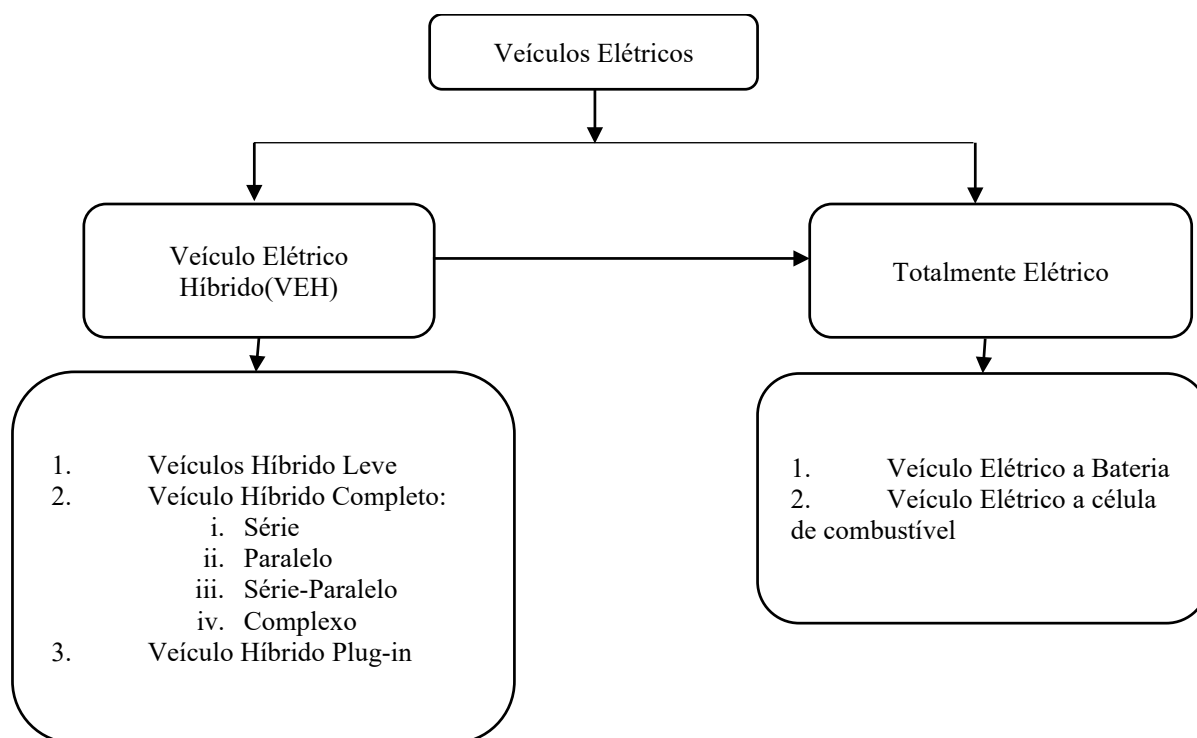
ePeugeot 308 Hybrid. Na configuração em paralelo, o MCI e a ME possuem função tratora acoplados por um conjunto de transmissão. São exemplos destes: Toyota Prius, Citroen C5 Aircross Hybrid e Volkswagen Golf GTE. Portanto, é intuitivo pensar na configuração série paralela, ser a combinação das duas configurações anteriores citadas: tanto o MCI e a ME possuem função tratora por um acoplamento mecânico, além de o MCI ser capaz de carregar o conjunto de baterias como um gerador. São exemplos destes: Toyota Highlander Hybrid, Ford Escape Hybrid e Chevrolet Equinox Premier Hybrid. Por fim, na configuração complexa, estão diversas configurações que tendem a otimizar o uso de cada elemento, por exemplo: uma ME para arrancada, uma ME para alta velocidade, um MCI gerador e trator; e todos com diferentes tipos de acoplamentos, variando de acordo com o projeto proposto. Seus exemplos são: Lexus RX 450h F Sport Performance, BMW X5 xDrive45e e Mercedes-Benz GLE 450e 4MATIC, evidentemente modelos para um público mais abastado.

Tabela 4 – Principais característica dos VE modernos.

Modelos EV	Motor tipo	Potência máx (W)	Torque máx	Velocidade máx (km/h)	Tração	Ano
Tata Nexon	PM	85	200	120	FWD	2020
Porsche Taycan Cross Turismo	-	440	900	250	AWD	2020
Honda e advance	PM	113	315	145	RWD	2020
Volkswagen id.3	PM	100	275	160	RWD	2020
Kia e-Soul	PM	100	395	167	FWD	2020
Volkswagen e-golf	PM	100	290	150	FWD	2019
BYD S3	PM	100	180	150	FWD	2019
BJEV EX3	PM	100	180	150	FWD	2019
JAC EVS4	PM	110	270	150	FWD	2019
Smart EQ fortwo	PM	60	160	130	RWD	2019
Mercedes EQC	IM+IM	300	760	180	AWD	2019
Kia e-Niro	PM	150	395	167	FWD	2019
Roewe Marvel X	3 PM	222	665	170	AWD	2019
Hyundai Kona Elétrico	PM	150	395	167	FWD	2019
Audi Q8 e-tron	IM+IM	125+140	347+314	200	AWD	2018
Jaguar I-PACE	IM+PM	147+147	348+348	200	AWD	2018
Tesla Model 3	PM	147+211	639	261	RWD	2018
Renault ZOE	PM	100	225	135	FWD	2018
JAC iEV7S	PM	50	215	130	FWD	2018
BJEV EC180	PM	30	140	100	FWD	2018
Gooly Emgrand EV	IM+IM	160	240	140	FWD	2018
Tesla Model S	PM	165+350	931	250	AWD	2016
BMW i3	PM	125	250	160	RWD	2016
Chery eQ	PM	41.8	150	100	FWD	2016
Fiat 500e	PM	83	200	140	FWD	2015
Roewe E50	PM	52	155	130	FWD	2015
Mercedes SLS	PM	552	1000	250	RWD	2014
Nissan Leaf	PM	80	280	144	FWD	2013
BYD e6 EV	PM	75	450	140	FWD	2012
Tesla Roadster	PM	185	200	200	RWD	2008

Fonte: (Shao, 2020).

Figura 3 – Tipos de veículo com tração elétrica.



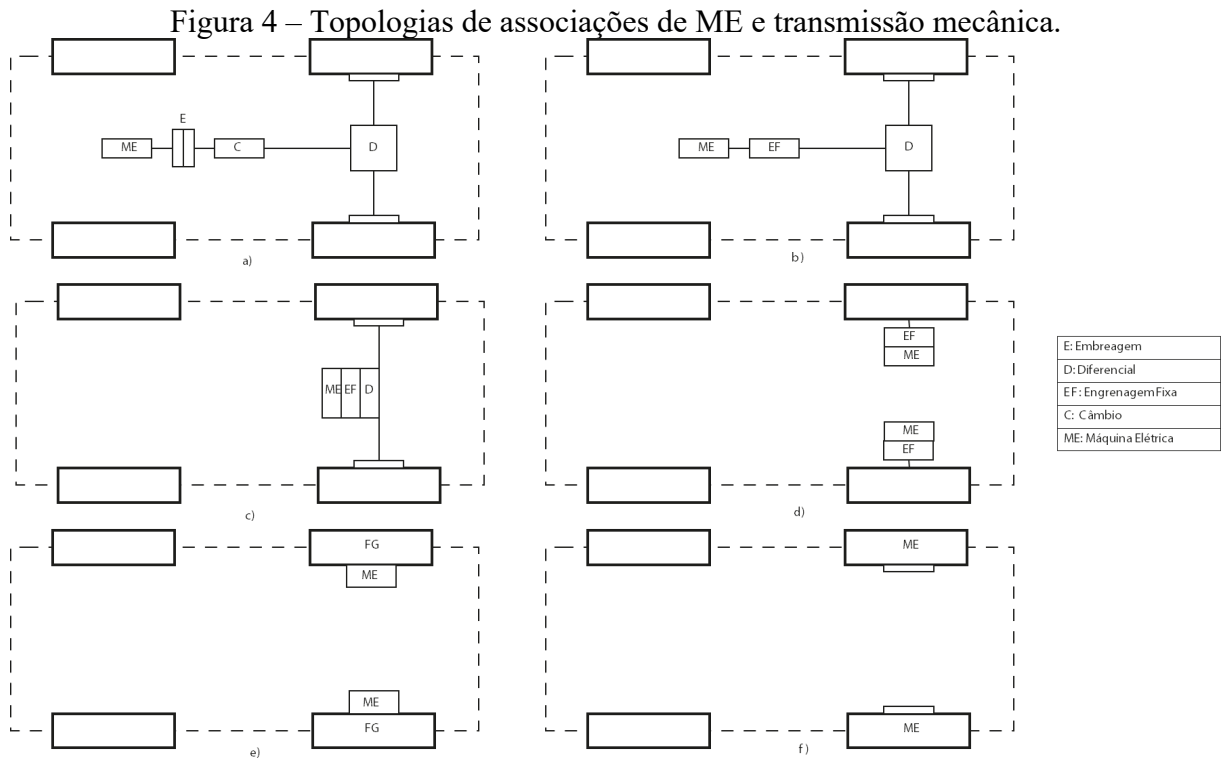
Fonte: (Das, Rahman, Li, & Tan, 2020)

c) Os veículos elétricos Plug-in tem a principal diferença de poderem ser carregados externamente por meio de uma tomada especial, pois não depende exclusivamente de um MCI para carregar seu conjunto de baterias. Portanto, é capaz de se locomover utilizando somente as ME, possuindo capacidades de carga significativamente maiores que as outras configurações. Alguns exemplos são: modelo internacional do Toyota Corolla Cross Hybrid, Toyota Prius Prime e Honda Accord Hybrid.

d) Já na categoria dos elétricos puros, as ME são a única fonte tratora. Quando fazem somente uso de baterias eletroquímicas são chamados de BEV (*Battery Electric Vehicle*) e se possuem armazenamento em células de hidrogênio são chamados de FCEV (*Fuel Cell Electric Vehicle*).

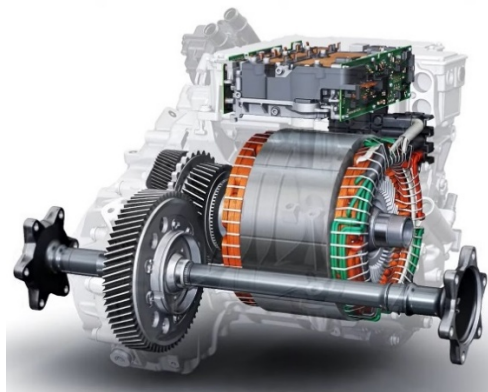
Embora, sejam tratados todos esses modelos durante a revisão bibliográfica, pois possuem uma ME, o trabalho está focado nos BEV. Dito isso, uma maneira de se reduzir o custo de projeto é aproveitar componentes tipicamente de veículos VCI, como é o caso da transmissão e diferencial mecânico (dispositivo para correção de deslocamento entre as rodas internas e externas a uma curva), como pode ser visto no primeiro exemplo da Figura 4.

No entanto, pode ser visto que topologias modulares também podem ser implementadas, entretanto requerem um projeto especializado. Pode ser citado o Audi e-tron GT, ilustrado na Figura 5 que possui ME, eletrônica de potência e transmissão todos acoplados num único módulo.



Fonte: Adaptado de Karki, Phuyal, Tuladhar, Basnet, & Shrestha (2020).

Figura 5 – Módulo ME, transmissão e eletrônica, Audi e-tron GT



Fonte: (KondorCars, s.d.)

2.1.2 Conectores

Os componentes para carregamento de veículos elétricos (EV) como tomadas de energia, conectores, cabos e plugues, desempenham um papel fundamental. Os carregadores de

EV variam em configuração, potência e padronizações (normas), como pode ser verificado na Figura 6.

No entanto, órgãos reguladores e fabricantes estão trabalhando para garantir a compatibilidade, desenvolvendo padrões internacionais, protocolos e conectores para sistemas de carregamento lento e rápido, a fim de se evitar que haja incompatibilidades.

Os carregadores de corrente alternada (CA) são considerados carregadores lentos e levam de 6 a 8 horas para carregar completamente um veículo elétrico. Os carregadores de corrente contínua (CC) são usados para carregamento rápido com uma faixa de potência mais alta, chegando a 400 kW. Os conectores variados podem ser categorizados em três grupos de acordo com os padrões IEC 62196-2. Os conectores Tipo 1 são amplamente usados no Japão e nos EUA para carregamento monofásico de AC e seguem os padrões SAE J1772. Eles têm capacidade de carregamento de baixa potência (capacidade máxima de 19,2 kW) com tensão de 120 V ou 240 V e corrente máxima de 80 A. Os conectores Tipo 2 são considerados o tipo padrão em todos os países que suportam carregamento monofásico e trifásico, seguindo os padrões IEC 61851-1. Os conectores Tipo 3 são usados na França e na Itália e permitem carregamento monofásico e trifásico com dispositivos de proteção.

Os carregadores de corrente contínua (CC) ou supercarregadores oferecem a taxa de carregamento mais rápido, seguindo os padrões de corrente combinada (CCS) e IEC 62196. Existem quatro tipos de configurações de acoplamento para carregadores rápidos de CC: os conectores CHAdeMO, GB/T, CCS-Combo 1 e CCS-Combo 2.

A Tesla também oferece conectores para carregamento de corrente alternada (CA) e corrente contínua (CC) em várias potências, incluindo supercarregadores que podem fornecer até 250 kW de energia elétrica. Além disso, os padrões australianos para plugues e conectores de carregamento de EV incentivam a adoção tanto dos padrões de conectores dos Estados Unidos quanto da Europa, em vez de impor um único padrão para sistemas de carregamento de EV.

Figura 6 – Tipos de conectores automotivos.

Especificações	Japão	USA	Europa		China		Todos os Mercados	
	Nível 1	Nível 2	Modo 1	Modo 2-3	Modo 2	Modo 3	Conexão Móvel	Conexão na parede
	Tipo 2 (SAE J1772)		Tipo 2 (Mennekes)		Tipo 2 (GB/T)		Tesla	
Carregador								
Capacidade Máxima	1.9 kW	19.2 kW	4 kW	22 kW	7 kW	27.7 kW	7.7 kW	11.5 kW
Tensão de Alimentação	120V monofásico	240V bifásico	250V mono	480V trifásico	250V mono	400V trifásico	120/240V monofásico	208/250V monofásico
Corrente	16 A	80 A	16 A	32 A	16 A	32 A	16/32 A	48 A
Padrões	SAE J1772-2017 IEC 62196-2, IEC 61851-22/23		IEC 62196-2 IEC 61851-22/23		GB/T 20234-2 IEC 62196-2		IEC 62196-2	

Fonte: (S. S. G. Acharige, 2023)

2.1.3 Dinâmicas Veiculares

Será apresentado nesta seção uma análise sobre os esforços mecânicos existentes para toda a dinâmica veicular: romper a inércia (ou entrar em movimento), acelerar, manter uma velocidade de cruzeiro, frear (e consequentemente regenerar) e parar. Toda essa dinâmica pode se suceder de diferentes maneiras, mas um projeto adequado proporciona comportamentos dinâmicos equilibrados dentro e entre essas etapas.

Além do desempenho de acelerações e frenagens, o projeto deve contemplar autonomia coerente capaz de proporcionar tempo de funcionamento suficiente ao que lhe foi proposto. Isso implica tanto no dimensionamento de fontes armazenadores, como no rendimento dos elementos que processam as potências requeridas, considerando a frenagem regenerativa.

Análise Teórica Um automóvel pode ser modelado de maneira simplificada levando-se em consideração as principais forças envolvidas resultando na força total resistiva, conforme equação (1) e representado na Figura 7, que será a referência para o projeto de desempenho do motor.

$$F_T = F_R + F_W + F_G + F_A \quad (1)$$

Sendo F_R a força de resistência ao rolamento, conforme (2).

$$F_R = K_R \times W \times \cos(\theta) \quad (2)$$

Sendo constituída pela força normal(W) do veículo, a reação da força peso do veículo no solo. O que de maneira intuitiva nos leva a pensar que essa força pode ser alterada pelo ângulo de inclinação da pista ao qual o veículo se desloca. Bem como um coeficiente (K_R) associado as características do pavimento: método de construção e material, com valores típicos apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Valores típicos do coeficiente K_R .

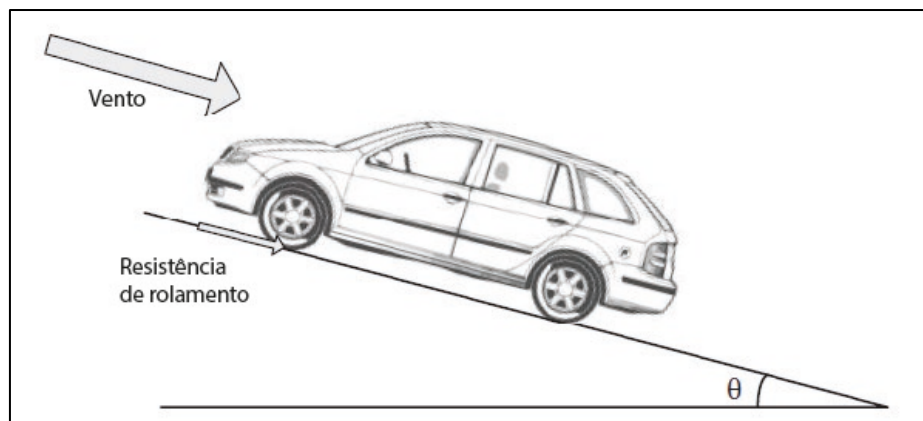
K_R	Condição do pavimento
0.01	Boa
0.015	Mediana
0.02~0.025	Terra batida ou Cascalho
0.1~0.15	Areia

Fonte: Adaptado de Sun & Zhu (2015)

A força F_W é a resistência do ar, correspondendo a força de maior crescimento dentro da dinâmica veicular por ser proporcional ao coeficiente de atrito do vento, a área frontal equivalente do veículo e ao quadrado da velocidade, conforme (3). Motivo pelo qual existe tanto interesse em aerodinâmica em veículos de competição, vide o grande impacto na potência e na autonomia.

$$F_W = K_W \times A \times V^2 \quad (3)$$

Figura 7 – Forças atuantes sobre um automóvel.



Fonte: (Sun & Zhu, Design and Control of Automotive Propulsion Systems, 2015)

A força F_G , conforme (4) é resistiva de inclinação, agora isolado, trata-se somente da variação da reação da força peso do veículo em relação ao solo. É bem percebido ao dirigir um veículo e para se manter uma velocidade constante durante um aclive o motor demanda maior atuação do pedal de aceleração, conseqüentemente maior potência é exigida frente a esse esforço.

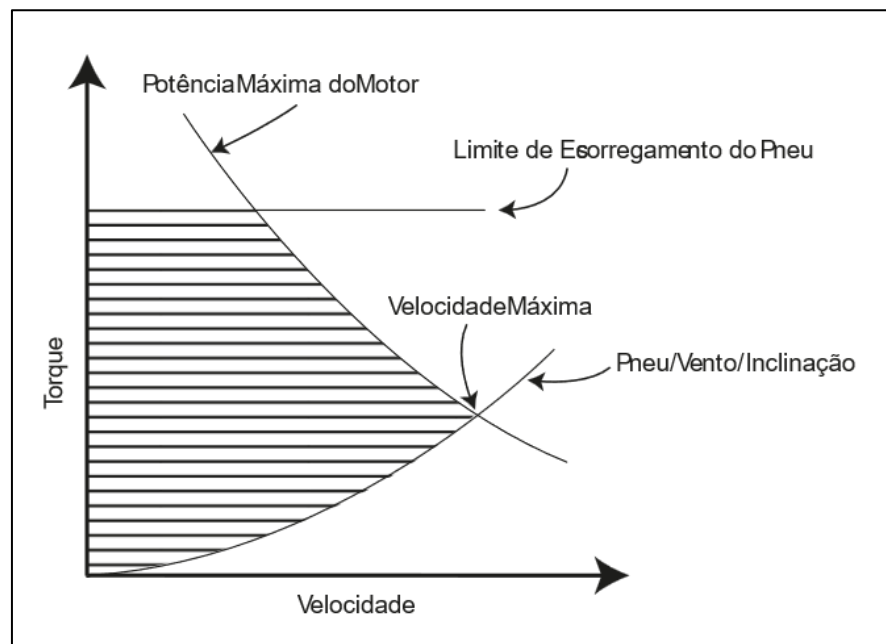
$$F_G = W \times \sin(\theta) \quad (4)$$

E, por fim, à força resistiva a aceleração F_A , (5), como a representação direta da Primeira lei de Newton: um objeto em repouso ou em movimento retilíneo uniforme tende a permanecer nesse estado se a força resultante sobre ele é nula.

$$F_A = \frac{W}{g} \times a \quad (5)$$

Descrita as forças atuantes em um veículo, suas capacidades de velocidade e torque podem ser descritas por meio de um envelope de desempenho, conforme Figura 8. Essa representação gráfica exprime as condições de contorno de um veículo, facilitando ajustes e dimensionamentos para que as características de um veículo convirjam para as especificações de projeto, bem como servem de referência de escopo para novos projetos.

Figura 8 – Envelope de desempenho do veículo.



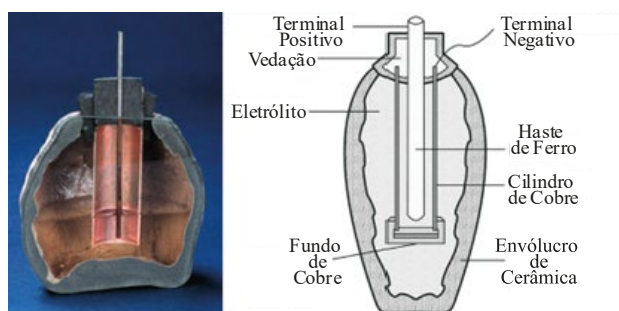
Fonte: (Sun & Zhu, Design and Control of Automotive Propulsion Systems, 2014)

2.2 Sistemas de Armazenamento

2.2.1 A História da Bateria

Durante a construção de uma ferrovia, em 1936, nas proximidades de Bagda, Capital do Iraque, em uma vila chamada Khu jut Rabu, foram descobertos vasos cerâmicos datados de mais de 2000 anos. Esses vasos eram selados e tinham uma haste de ferro envolta por um cilindro de cobre entre o longitudinalmente de dentro para fora. Cientistas acreditam que possivelmente havia vinho ou vinagre fazendo o papel do eletrólito entre os eletrodos metálicos. Essa descoberta ficou conhecida como Baterias de Bagdá, ou Vasos de Parthian, Figura 9, mesmo datando anterior ao império de Parthian. Esse tipo de bateria era capaz de gerar uma tensão entre 1.1 e 2V. Sua atribuição como primeira bateria é controversa pois é acreditado que seu uso não era para o armazenamento de energia, mesmo se tratando de um dispositivo eletroquímico com os mesmos elementos das baterias modernas (BU-101: When Was the Battery Invented?, 2022) (History of Batteries, s.d.). Seu uso é atribuído termo galvanoplastica metálica: processo ao qual se deposita uma fina camada metálica em um substrato atribuindo novas características a ele. Dentre as vantagens estão: resistência a corrosão, decorativo, aprimoramento da dureza, redução da fricção e o favorecimento a adesão de tintas (What is Metal plating? A Look at the Metal Plating Process and Techniques, s.d.).

Figura 9 – Bateria de Bagdá



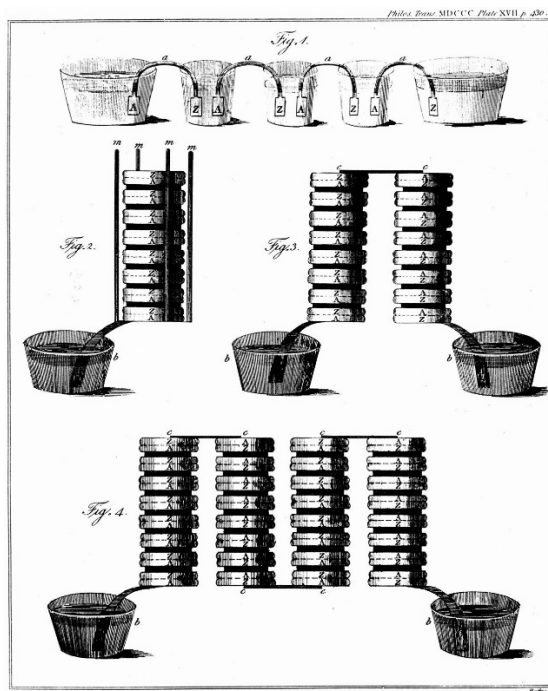
Fonte: (BU-101: When Was the Battery Invented?, 2022)

No entanto, a primeira documentação que se tem do uso de baterias veio por Luigi Galvani em 1780. Ele e sua esposa ao manipular sapos mortos notaram que as pernas contraíam quando tocam neles com instrumentos de dois tipos de metais diferentes. Eles achavam ainda que se tratava de um mecanismo do sapo e não uma reação química entre os metais, batizando o fenômeno de “eletricidade animal”. Mais tarde Alessandro volta, um amigo de Luigi, físico e químico, suspeitava de que não se tratava de um fenômeno vindo do sapo realizando uma série de estudos que confirmaram sua hipótese só em 1791. Ele criou mais tarde a verdadeira pilha

que mais tarde foi chamado de pilha voltaica, ao empilhar sucessivos discos de cobre e zinco alternados, separados por uma manta embebida em salmoura, o eletrólito, daí portanto a origem do nome utilizado até hoje, influenciando até mesmo a programação dando nome a estrutura de programação sequencial: pilha (A brief history of the battery, 2022), Figura 10. Fazendo várias constatações importantes a relação entre os metais e a tensão associada a eles pra cada composição realizada.

O que ficou mais próximo das baterias comuns de hoje só foi inventado por Georges Leclanché em 1868 conhecido como célula de Leclanché. Infelizmente era composto por uma solução de cloreto de amônio que transbordava o dispositivo. E então foi aprimorado por Carl Gassner em 1886 na então bateria seca, não mais possuindo risco de transbordar pois agora o cloreto de amônio era diluído numa solução de gesso. Foram aprimoradas as técnicas de fabricação das baterias tendo diferentes composições ao longo do tempo: NiCd (Níquel-cadmio), NiFe (Níquel-ferro), Chumbo-ácido, NiMH (Níquel-hidreto metálico) e as de lítio. Sendo a de chumbo ácido a primeira bateria com capacidade de recarregar, ao injetar elétrons no sentido inverso, revertendo a reação química, somente em 1859 por Gaston Planté.

Figura 10 – Pilha voltaica.

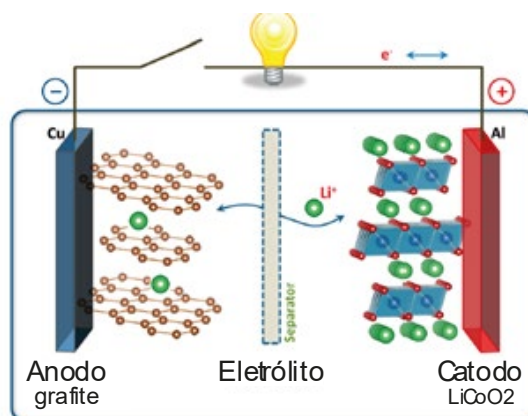


Fonte: (Brooke Schumm, 2021)

2.2.2 Conceitos Gerais

Uma bateria é um dispositivo formado por dois eletrodos: um chamado catodo (+), oxidante, e outro chamado anodo (-), redutor, separados por um eletrólito. Por meio de uma reação química transfere componentes iônicos de dentro da célula para componentes eletrônicos por meio de um caminho externo, conforme a Figura 11. Dentro do conceito de oxidação existe um elemento oxidante que doa elétrons e um redutor que recebe elétrons. E devido a diferença de potencial da reação é construído uma bateria. Ao qual elétrons livres dessa reação circulam por uma carga quando os terminais da bateria estão fechados por meio de um circuito (Gilbert P. Haight, 2001) Os materiais com maiores capacidades de oxidação possuem maior eletropositividade (elementos mais para baixo e a esquerda da tabela periódica) enquanto os materiais com maiores capacidades de redução possuem maior eletronegatividade (elementos mais para cima e a direita na tabela periódica). (Interactive Periodic Table of Elements, 2020). O potencial desses materiais é, portanto, chamada de força eletromotriz (fem), renomeada assim devido ao contexto de termodinâmica, conforme orienta a IUPAC (União Internacional de Química Pura e Aplicada). A fem é estabelecida referenciada em relação ao hidrogênio, convencionado como $E^\theta = 0V$, que permitiu a construção da tabela no Apêndice A. Para aplicação veicular é fundamental que possua características adequadas a aplicação: a reação de oxirredução deve ser reversível, seja segura, tenha alta densidade de energia, alta capacidade de carga e descarga, capacidade de reter carga por longo período ocioso, saúde (grande número de ciclos e retenção de carga ao longo dos ciclos) e custo de fabricação, (Goodenough & Park, 2013).

Figura 11 – Ilustração esquemática da primeira bateria Li-Ion.



Fonte: (Goodenough & Park, 2013)

A bateria é um componente essencial de um EV e uma das fontes dos veículos HEV e PHEV, a principal de um BEV, foi o fator limitante e decisivo em sua implementação no início do século XIX se comparando com a tecnologia de IC, a autonomia. Mas que todo movimento em favor dos EV tem modificado todo esse cenário tecnológico em todas suas frentes. A bateria de Li-Ion, mais utilizada no setor atualmente tem tido grandes evoluções refletindo em sua densidade energética e preço, conforme a Tabela 6.

Tabela 6 – Densidade de energia e custos da bateria de Li-Ion ao longo do tempo.

Ano	Densidade de Energia [Wh/kg]	Preço da Célula por kWh
2011	80	US\$ 800
2015	140	US\$ 275
2018	220	US\$ 140
2020	310	US\$ 110

Fonte: Adaptado de Wagh & Dhatrak (2021).

O eletrólito pode ser líquido, sólido ou gasoso. Em sistemas com eletrodos sólidos, evita-se o uso de eletrólitos também sólidos devido às dificuldades nas interfaces sólido-sólido, que geralmente apresentam alta resistência de contato. No entanto, essa limitação pode ser contornada se os eletrólitos forem polímeros ou filmes finos, permitindo maior área de contato e melhor adesão. Além da composição dos eletrodos, a forma de montagem da célula também influencia significativamente o desempenho da bateria. Exemplos relevantes utilizados na indústria serão apresentados a seguir.

Para a compreensão e devida comparação entre diferentes tecnologias de baterias, é importante esclarecer suas principais características. A tensão nominal V_{nom} é o valor de tensão quando a bateria está totalmente carregada, seu valor está diretamente associado a combinação eletroquímica dos elementos que a constituem, cada célula de Li-Ion, por exemplo, possui valor nominal de 3.6V, enquanto as de chumbo ácido são de 2V por célula.

No modelo de bateria de Rint, modelo elétrico mais simples de uma bateria, apenas composto por uma fonte de tensão CC constante e uma resistência é levado em consideração só os perda da característica de reversibilidade da bateria. Uma resistência interna R_{bat} aumenta ao decorrer dos ciclos diminuindo a tensão em circuito aberto V_{oc} resultante da queda de tensão ela quando descarregada $\eta = R_{bat} \cdot I_{desc}$. E uma sobretensão quando carregada., conforme as equações (6), (7):

$$V_{disc} = V_{oc} - \eta(q, I_{disc}) \quad (6)$$

$$V_{car} = V_{oc} + \eta(q, I_{car}) \quad (7)$$

Sendo q o estado de carga elétrica da bateria como função de η .

E a capacidade de carga é pode ser expresso como a soma das intensidades de corrente ao longo do tempo, ou seja, quanto de corrente é capaz de carregar ou descarregar dentro de um período (8).

$$C = \int_0^{\Delta t} I. dt = \int_0^Q q. dq \quad (8)$$

Isso se deve a formação de uma película em um processo corrosivo no eletrodo (eletrolito-eletrodo), chamado passivação. Essa película é chamada de interface solido-eletrolito (SEI, *solid-electrolyte interphase*) e é um processo irreversível da capacidade de carga e descarga da bateria, naturalmente ocorrendo ao longo do número de ciclos da bateria.

Sua eficiência na capacidade de carga e descarga pode ser expressa percentualmente, também chamada de eficiência coulombica ou farádica, conforme a equação (9):

$$\xi = 100 \times \frac{\int_0^{Q_{disc}} V_{disc}(q). dq}{\int_0^{Q_{car}} V_{car}(q). dq} = 100 \times \frac{C_{disc}}{C_{car}} \quad (9)$$

A carga total Q é importante, pois se trata da capacidade(Ah)(quantidade de energia que pode ser recuperada do armazenador). Essa capacidade pode ser comprometida ao longo da vida da bateria, podendo ela ser medida de duas formas: idade (*ageing ou calendar life*), tempo decorrido de vida; e ciclagem, número de ciclos completos realizados, carga e descarga completa. É dito que seu ciclo de vida corresponde ao número de ciclos até que a bateria tenha capacidade de armazenar 80% de seu valor nominal.

Para que seja possível comparar diferentes tipos de tecnologias armazenadoras, é comum referir a energia armazenada por uma gravimétrica, densidade específica de energia, (em $Ah.kg^{-1}$), ou por uma relação volumétrica, densidade de energia ($Ah.L^{-1}$ ou $Ah.m^{-3}$). Pode ser descrito também a densidade específica de potência ($W.kg^{-1}$) de uma bateria, que mostra o tempo de operação que cada tipo de bateria pode fornecer energia a vários níveis de

potência, corrente de descarga e tensão instantânea. Bem como sua relação volumétrica, a densidade de potência ($W.m^{-3}$ ou $W.L^{-3}$).

Quando é realizada uma descarga elétrica de uma bateria pode-se dizer que essa carga extraída se trata da profundidade de descarga (Depth of Discharge, DoD) dessa fonte armazenadora, (10). Ou seja, se foi extraído 80% de carga de uma bateria, essa bateria tem uma profundidade de descarga de 80%. Sendo sua equação a variação da corrente no tempo sobre a capacidade total da bateria.

$$DoD = \frac{\int_0^t i_{dis}(t)dt}{C} \quad (10)$$

Da mesma forma, o estado de carga (*State of Charge, SoC*) trata-se da carga residual de uma descarga, sendo o dual da profundidade de descarga. Partindo do mesmo exemplo, para uma profundidade de descarga de 80%, o estado de descarga é de 20%, destacando a carga disponível da fonte armazenadora. A equação (11) é o complementar portanto da profundidade de carga.

$$SoC = \frac{C - \int_0^t i_{dis}(t)dt}{C} = 1 - DoD \quad (11)$$

Esses conceitos são importantes pois evidenciam características de operação do dispositivo alimentado e carregador. Algumas tecnologias de baterias podem ser danificadas se houver ciclos de carga e descarga incompletos, assim são parâmetros que, além de permitir comparar diferentes fontes armazenadoras, servem de indicadores para preservar a saúde da bateria. Principalmente em se tratando desses conceitos ao longo do tempo, se está havendo descarga muito rapidamente ou se há a necessidade de uma carga rápida.

Em se tratando da quantidade de energia que pode ser aproveitada de um armazenador a capacidade pode ser expressa como C conforme equação (8), mas nem sempre se torna a melhor maneira de exprimir as capacidades de armazenamento de uma tecnologia, como é o caso de uma usina hidroelétrica. Tornando-se mais conveniente se tratar de energia propriamente dita, da potência ou de seu fluxo de potência (12).

$$E_{sto} = \int_0^t p(t)dt \quad (12)$$

E ao invés de tratar de o armazenamento em termos de SoC torna-se se mais coerente expressar por meio de estado de energia (State of Energy, SoE), (13), a porcentagem da energia disponível em relação a total, capacidade, também referida como estado de potência.

$$SoE = \frac{E}{E_{sto}} \quad (13)$$

Um conceito fundamental em se tratando de processamento de potência e principalmente em seu armazenamento é o rendimento. Por se tratar de uma fonte de armazenamento, toda perda impacta diretamente em sua gestão energética, presente em todas suas etapas de funcionamento: carga, descarga e sua retenção de carga.

Analisando uma bateria dentro do modelo elétrico mais simples, o modelo de Rint, composto por uma resistência série e uma fonte CC a energia dissipada durante a carga e a descarga é proporcional ao quadrado da corrente circulante sobre a resistência série equivalente. No entanto, como existe uma variação dos valores de tensão durante seu funcionamento, é mais adequado dizer que suas perdas durante esse processo são proporcionais a potência ao quadrado, (14).

$$P_{ch} \approx \propto P^2 \quad (14)$$

Da mesma forma, a dissipação também depende do estado de energia da bateria, pois existe perdas por autodescarga. Assim, diferentes SoE ou SoC implicam em diferentes quantidades de dissipação, podendo ser expressa genericamente em sua função, (15).

$$P_0 = f(SoE) \quad (15)$$

A perda total, (16), portanto, é a soma dessas componentes somadas no tempo, uma integral das perdas dentro de um ciclo de carga.

$$P_{loss} \approx \propto P^2 + f(SoE) \Leftrightarrow E_{loss} = \int_0^{t_{cyc}} [\propto P^2 + f(SoE)] dt \quad (16)$$

E que pode ser incorporado na equação de SoE para uma modelagem mais completa, (17).

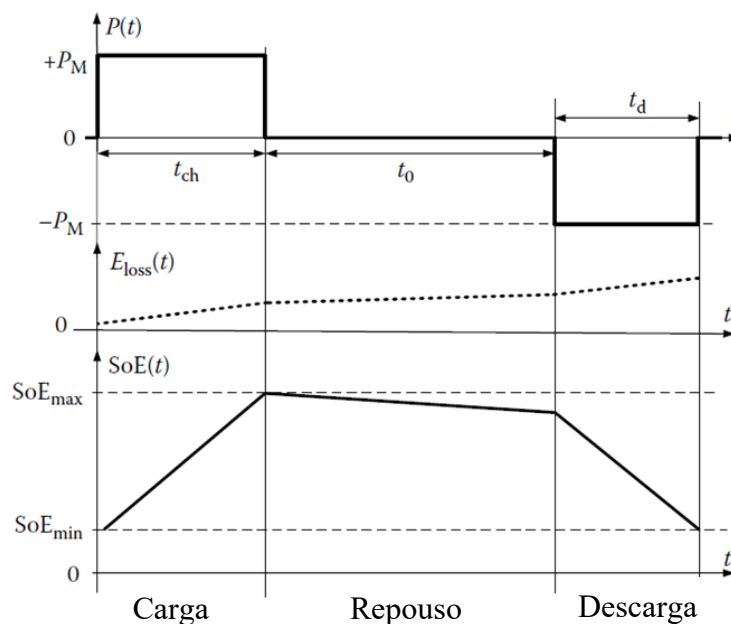
$$SoE(t) = SoE(t_0) + \frac{\int [P(t) - P_{loss}(t)] dt}{E_{sto}} \quad (17)$$

Existe também uma notação que denota a taxa de descarga de uma bateria. Está diretamente associada às baterias de sua composição e também as suas características construtivas. A taxa de descarga é denotada por C_r relacionando a taxa de descarga a capacidade C da bateria. Se uma bateria tem capacidade de 8000mAh e $C_r = 5 C$, então sua máxima corrente de descarga é $5 \times 8000\text{mAh} = 40.000\text{mAh}$. Nota-se também que superar os valores indicados implica em danos que irão reduzir a vida útil da bateria. Além disso, a bateria não irá permitir que haja uma descarga maior devido suas características eletroquímicas, reduzindo essa taxa de descarga em eventual tentativa, descarregando valores ainda menores de energia armazenada.

Dentro desses conceitos é possível caracterizar rendimento global normal, (19), sendo composto apenas pelas perdas de carga e descarga, desconsiderando perdas por autodescarga. E tratando que as perdas de carga e descarga são sob as mesmas condições de potência, conforme pode ser visto na .

Figura 12, indicado por P_M é a potência máxima admitida sem danificar a bateria. É uma definição que se tem maior relevância em sistemas de armazenamento onde existe uma frequência elevada de ciclos, portanto as perdas por autodescarga tornam-se desprezíveis. É um conceito que também depende da tecnologia empregada, havendo grande diferença na retenção de carga em baterias de diferentes composições.

Figura 12 – Temporização dos ciclos de uma bateria.



Fonte: (Rufer, 2018).

Assim, a relação do tempo de carga e descarga, (18), pode ser expressa em função do rendimento global:

$$t_d = \eta_{cnt} \cdot t_{ch} \quad (18)$$

A expressão do rendimento global real pode ser rearranjada conforme (19).

$$\eta_{cnt} = \frac{1 - \alpha P_M}{1 + \alpha P_M} - \frac{\int P_0((SoE)(t))dt}{P_M \cdot t_{ch}(1 + \alpha P_M)} \quad (19)$$

Onde também pode ser definido rendimento instantâneo de carga, tal como a relação entre a potência entregue a bateria sobre a potência total, resultando em uma relação que contém na expressão rearranjada do rendimento global (20).

$$\eta_{ch} = \frac{P_M - \alpha P_M^2}{P_M} = 1 - \alpha P_M \quad (20)$$

Da mesma forma que também pode ser definido rendimento instantâneo de descarga, (21), como sendo a relação da potência que está sendo fornecida pela bateria sobre a potência necessária da bateria para haver a potência necessária a ser fornecida sob condições de perda.

$$\eta_d = \frac{P_M}{P_M + \alpha P_M^2} = \frac{1}{1 + \alpha P_M} \quad (21)$$

Por fim, o rendimento de autodescarga (22) também pode ser expresso analogamente: a integral no tempo da potência perdida pela autodescarga sobre a energia armazenada.

$$\eta_0 = \frac{\int P_0((SoE)(t))dt}{P_M \cdot t_{ch}} \quad (22)$$

Assim, retomando a expressão rearranjada da eficiência global real, pode-se agora descrevê-la em função rendimentos dessas etapas descritas. Portanto, o rendimento global real (23) é o produto do rendimento de descarga pela diferença do rendimento da carga pela autodescarga.

$$\eta_{cnt} = \frac{1 - \alpha P_M}{1 + \alpha P_M} - \frac{\int P_0((SoE)(t))dt}{P_M \cdot t_{ch}(1 + \alpha P_M)} \Leftrightarrow \eta_{cnt} = (\eta_{ch} - \eta_0)\eta_d \quad (23)$$

A expressão evidencia a dependência do rendimento global em função dos rendimentos instantâneos e principalmente o fator de comprometimento do rendimento global por um produto do rendimento de descarga.

2.2.3 Tipos de Baterias

Existem dois tipos principais de células de bateria: as primárias e as secundárias. As primárias são tecnologias mais antigas e que foram desenvolvidas até próximo do estado da arte que essas tecnologias podem oferecer. Apresentam de maneira geral maior densidade de energia e alta densidade específica de energia em relação a baterias secundárias. Na Tabela 7 estão presentes as principais características das baterias primárias em um comparativo tecnológico.

Ter a capacidade de uma descarga plana é uma característica importante pois implica em manter a tensão constante durante o fornecimento de energia, garantindo maior compatibilidade com os circuitos alimentados e maior simplicidade em técnicas de estimativa de SoC.

A maioria das tecnologias tais como Zinco/Alcalinas/Dióxido de manganês possuem baixa capacidade de descarga, tendo sua capacidade impactada caso isso não seja respeitado. Diferentemente de baterias de lítio que já podem ser implementadas em motores de brinquedos e descargas pulsadas por permitirem maiores taxas de descarga.

Outra característica importante é a temperatura, determinante principalmente em se tratando de um fator catalisador de reações químicas. Cada tecnologia possui uma amplitude térmica de trabalho e que pode ser comprometido seu comportamento se fora dele. O que implica na robustez da aplicação, pois acaba tendo fatores que comprometem em sua capacidade de descarga em certas regiões. Por se tratar de uma característica catalisadora, as baterias perdem muito de sua característica de reter carga quando expostas a temperaturas maiores que as nominais, comprometendo em aplicações que exijam maior tempo de uso. Impactando também o tempo de vida desse equipamento, encurtando o número útil de ciclos.

É dito que são incapazes de serem recarregadas pois devido as suas características construtivas, não estão preparadas para o processo de reversão eletrônico, podendo gerar gases durante a carga. Esses gases podem romper o invólucro, causando vazamentos, explosão e riscos a equipamentos e seres vivos. Mas existem algumas tecnologias que permitem uma carga

em baixa capacidade. Bem como alguns materiais em devidas configurações que podem ter plena capacidade de recarga, tais como as de zinco, alcalinas e óxido de zinco.

Já as baterias secundárias nada mais são do que baterias com capacidade de recarga. É uma tecnologia que inicialmente tinha pouco uso devido a sua baixa densidade e densidade específica de energia e também a sua baixa retenção de carga se comparadas com as baterias primárias, sendo utilizado principalmente em brinquedos e dispositivos portáteis como rádio, lanterna, câmeras fotográficas e alguns tipos de ferramenta. Também tinha sua utilização em veículos graças as baterias de chumbo ácido na partida e ignição. E mais recentemente a demanda automotiva de veículos elétricos e híbridos intensificou esse mercado pela procura de novas alternativas que tenham maiores ciclos de vida, densidade e densidade específica de energia, capacidade de carga e descarga maiores. Motivos aos quais trouxeram a grandes investimentos nas baterias de lítio. Mas de maneira geral, especialmente as baterias a base de solvente aquoso, possuem grande capacidade de potência, perfis de descarga planos e alta performance em baixa temperatura. Na Tabela 8 pode ser visto um comparativo das principais tecnologias de baterias secundárias.

Tabela 7 – Comparação entre as principais tecnologias de baterias primárias

Sistema	Tensão	Energia	Densidade de	Perfil de	Op. Baixa	Op. Alta Temp.	Vida de	Custo
Zinco/carvão	5	4	4	4	5	6	8	1
Zinco/óxido de manganês alcalino	5	3	4	4	4	4	7	2
Magnésio/óxido de manganês	3	3	2	4	3	3	4	3
Zinco/óxido de mercúrio	5	3	2	2	5	3	5	5
Cádmio/óxido de mercúrio	6	5	2	2	5	2	3	5
Zinco/óxido de prata	5	2	2	2	4	3	6	6
Zinco/ar	5	2	3	2	5	5	—	2
Lítio/cátodo solúvel	1	1	1	1	2	2	2	6
Lítio/cátodo sólido	1	1	2	2	3	2	2	4
Lítio/eletrolito sólido	2	1	5	2	6	1	1	7

Fonte: (Linden & Reddy, 2001)

As baterias secundárias podem ser classificadas em duas grandes categorias de aplicação:

a) Dispositivos que realizam a carga e a descarga em ciclos incompletos sob demanda: veículos (carros, motos, aviões, bicicletas elétricas) sejam eles completamente

elétricos ou híbridos; e UPS (“Uninterruptible Power Systems”), dispositivos com fornecimento de energia contínua (luzes de emergência, sistemas de monitoramento, sistemas de energia auxiliar).

b) Dispositivos como os principalmente utilizados por baterias primárias, realizando ciclos completos e posteriormente feita sua recarga: controle remoto, brinquedos e até alguns tipos de aplicação que fazem uso de baterias estacionárias.

Além das baterias primárias e secundárias, também existe as baterias reversas. São baterias mais parecidas com as primárias, uso único, mas que seus reagentes, eletrólitos e eletrodos são colocados em contato imediatamente antes do uso. Isso difere das baterias que são vendidas secas e que precisam da adição de eletrólito para poderem funcionar. Esse é um tipo de estratégia utilizado pelos fabricantes para estender a vida útil da bateria.

Tabela 8 – Comparativo entre as tecnologias de baterias secundárias.

Sistema	Densidade de Energia	Densidade de Potência	Perfil de Descarga	Operação a Baixa Temperatura	Retenção de Carga	Aceitação de Carga	Eficiência	Vida Útil	Propriedades Mecânicas	Custo
Chumbo-ácido: Pasted	4	4	3	3	4	3	2	3	5	1
Chumbo-ácido: Tubular	4	5	4	3	3	3	2	2	3	2
Chumbo-ácido: Planté	5	5	4	3	3	3	2	2	4	2
Chumbo-ácido: Selada	4	3	3	2	3	3	2	3	5	2
Lítio-metal	1	3	3	2	2	1	1	1	3	2
Íon de lítio	1	2	3	2	2	1	1	1	3	2
Níquel-cádmio: Pocket	5	3	2	1	2	1	4	2	1	3
Níquel-cádmio: Sinterizado	4	1	1	1	4	1	3	2	1	3
Níquel-cádmio: Selada	4	1	2	1	4	2	3	2	2	2
Níquel-ferro	5	5	4	5	5	2	5	1	1	3
Níquel-hidreto metálico	3	2	2	2	4	2	3	3	2	3
Níquel-zinco	2	3	2	3	4	3	3	4	3	3
Prata-zinco	1	1	1	3	1	3	2	5	2	4
Prata-cádmio	2	3	1	4	1	5	1	4	3	4
Níquel-hidrogênio	3	2	3	4	5	3	5	2	3	5
Prata-hidrogênio	3	2	3	4	5	3	5	2	3	5
Dióxido de zinco-manganês	2	4	5	3	1	4	4	5	4	2

Fonte: (Linden & Reddy, 2001)

As baterias são sistemas acumuladores que podem ser classificadas pelos tipos de elementos que as compõem, as mais comuns são: eletrólito aquoso, podendo ser em meio ácido ou em meio alcalino; em meio orgânico e acumuladores quentes.

As aquosas apresentam a vantagem de alta condutividade iônica devido a ionização do hidrogênio (H^+) e da hidroxila (OH^-). No entanto, o número de elementos que compõe a massa

ativa é restrita. Além disso, a tensão por célula ser limitada aos valores de eletrólise da água, formando gases oxigênio e hidrogênio (*gassing*).

Já os eletrólitos não-aquosos surgiram com a implementação do lítio. Graças as suas características extremamente eletropositivas(-3,02V) permitiu a inserção ou até dupla inserção no eletrodo negativo. No entanto, lítio é extremamente reagente com água, exigindo a mudança para um eletrólito que não a contivesse, não-aquoso. Geralmente esses eletrólitos são sais a base de lítio dissolvidos em solventes orgânicos.

E por fim os acumuladores quentes, são dispositivos que operam em alta temperatura tal como as baterias de sódio-enxofre (NaS). Pois nessa composição é necessário que os reagentes sejam mantidos em estado líquido, ao qual possui temperatura de operação em torno de 350°C. Embora, possua essa dificuldade tecnológica de operação, além de inserir perdas térmicas pela faixa térmica de trabalho, é uma tecnologia que possui uma densidade específica de energia bastante elevada, em torno de 760Wh/kg e uma vida útil em torno de 4000~5000 ciclos.

2.2.4 Fatores que Comprometem a Saúde da Bateria

É difícil determinar características que afetam a saúde de uma célula de bateria capaz de envolver todas as tecnologias de baterias. Isso acontece, pois, cada célula é formada por combinações de diferentes elementos ou substâncias químicas que exprimem qualidades e defeitos intrínsecos e indissociáveis. Assim, a seguir serão apresentadas generalizações sobre os problemas mais comuns que afetam não necessariamente todos, mas grupos de tecnologias relevantes no mercado:

2.2.4.1 Temperatura

A bateria consiste em processos eletroquímicos onde por meio de reações há a troca de elétrons entre componentes de maiores suscetibilidades de perder elétrons para componentes com maiores suscetibilidades de receber elétrons, a reação de oxirredução. Tipicamente são reações exotérmicas sendo catalisadas com aumento de temperatura. Consequentemente acelerando vários processos de degradação química do dispositivo, reduzindo o número de ciclos e consequentemente a vida útil.

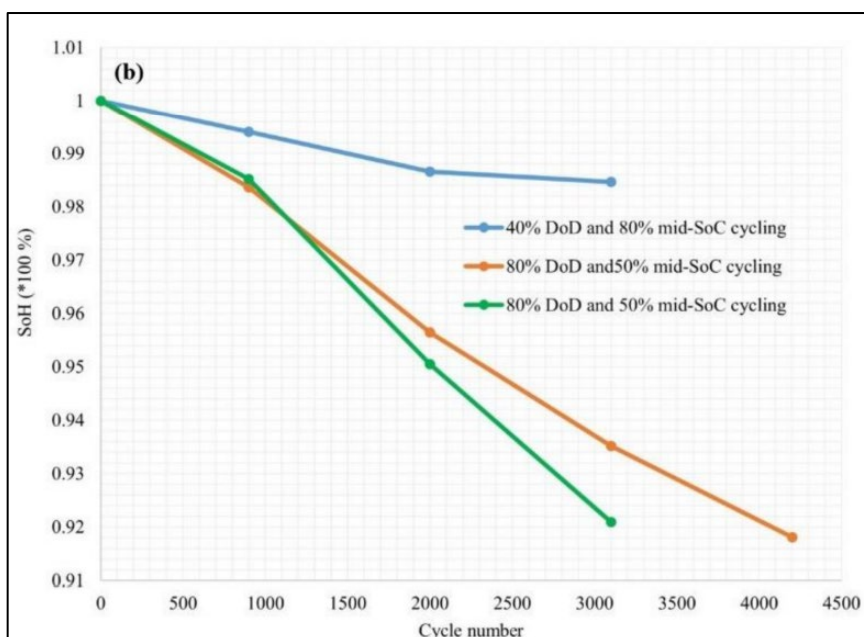
2.2.4.2 Fatores de Estresse de Desgaste por Carga e Descarga

Altos valores de corrente durante a carga e a descarga da bateria são capazes de circular elétrons em uma velocidade maior que a reação química suporta, dissipando calor e aumentando a temperatura de todo o sistema, trazendo de curto prazo tal como explosão, ao se romper o invólucro e curto-circuitar o anodo ao catodo, e também a longo prazo, impedindo o ciclo normal de funcionamento ao comprometer a massa ativa da bateria.

2.2.4.3 Profundidade de Carga

Quando uma bateria é descarregada profundamente (DoD), ou seja, quando uma grande quantidade de sua capacidade é esgotada, ocorrem vários processos que contribuem para sua degradação. Em baterias de li-ion, por exemplo, descargas profundas podem levar à formação de depósitos de lítio metálico nas camadas de grafite, causando curtos-circuitos e reduzindo a capacidade da bateria, como pode ser verificado com as diferentes condições de operação da Figura 13. Além disso, o estresse mecânico resultante da expansão e contração dos materiais da bateria durante as descargas profundas pode levar à fratura das partículas do eletrodo, diminuindo ainda mais sua vida útil. Outro termo comum dessa área é o Middle-SoC, onde a bateria é mantida a metade da capacidade de carga para proteger a saúde da bateria.

Figura 13 – Degradação por ciclagem em diferentes valores de DoD e Middle-SoC.



Fonte: (Zhang, 2021)

Em baterias de chumbo-ácido, descargas profundas frequentes podem causar sulfatação das placas de chumbo, reduzindo a capacidade da bateria e sua capacidade de manter uma carga adequada. Similarmente, em baterias de níquel-cádmio, as descargas profundas podem levar à formação de dendritos de cádmio que podem causar curtos-circuitos internos.

2.2.4.4 Fatores de Estresse de Desgaste por Ciclagem

O desgaste por ciclagem em baterias é que ocorre devido às repetidas cargas e descargas. Esse estresse é provocado pelo movimento de íons de um eletrodo que pode causar tensões mecânicas nos materiais da bateria, resultando na expansão e contração das partículas ativas. Além disso, os gradientes de concentração de lítio que se formam durante o ciclo também contribuem para o estresse, impactando na integridade das camadas de óxido e eletrólito da bateria. Esses fatores combinados levam ao desgaste gradual da capacidade de armazenamento de energia da bateria, afetando sua vida útil e desempenho.

2.2.4.5 Middle State of Charge (Mid-SoC)

Manter uma bateria de lítio em um estado intermediário de carga, tipicamente na faixa de 20% a 80% da capacidade máxima, pode reduzir o estresse sobre a bateria e contribuir para uma vida útil mais longa em comparação com manter a bateria constantemente em estados de carga alta ou baixa, diferentemente do que já foi comentado acima. O MSoC ajuda a minimizar a formação de dendritos de lítio, reduz o desgaste da camada SEI (Solid Electrolyte Interphase) e, em geral, mantém a bateria em condições mais equilibradas. É uma estratégia de gerenciamento de carga que pode ser benéfica para prolongar a vida útil de baterias de íons de lítio, oferecendo um compromisso equilibrado entre capacidade total e longevidade da bateria. É uma estratégia muito utilizada em armazenamento de bateria ociosa por tempos prolongados, minimizando a degradação da autodescarga.

2.2.4.6 Fatores de desgaste por envelhecimento

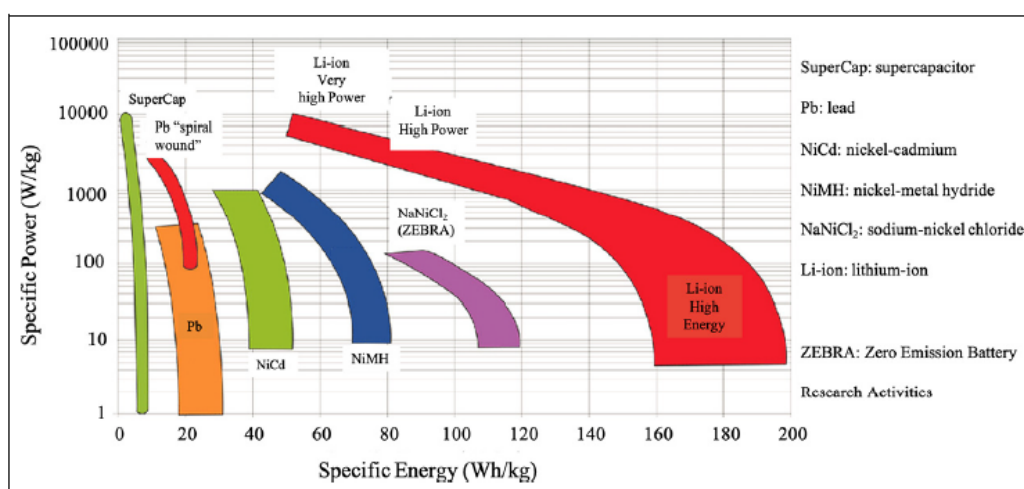
É uma característica que varia de acordo com a tecnologia, mas de maneira geral é o comprometimento da massa ativa devido a ciclagem. No caso das baterias de Li-Ion, há a formação de uma camada sólida do eletrólito (SEI, *Solid Electrolyte interface*) em torno do catodo, que gradualmente compromete a área de contato do eletrodo. Esse fenômeno ainda pode ser acelerado por efeito térmico de SoC (Redondo-Iglesias, Venetb, & Pelissiera., 2018). Ou também o revestimento do catodo por lítio metálico, devido a velocidade da reação ocorrer mais

rápido que na intercalação de carbono dentro da bateria, caracterizando uma distribuição heterogênea (Zimmerman & Quinzio, 2010)

2.2.5 Tecnologias de Bateria

Existem diversas tecnologias de baterias, sejam elas consolidadas no mercado ou experimentais. Será abordado as principais tecnologias de baterias em uso no mercado em mais detalhe, mas está disponível para um panorama geral dessas tecnologias na Figura 14.

Figura 14 – Tipos de bateria e suas características.



Fonte (Wagh & Dhattrak, 2021)

2.2.5.1 Ácido chumbo

É um dos tipos de baterias mais comuns, embora tenha sido criada em 1858 vem sendo aprimorada e hoje é uma tecnologia extremamente consolidada. Seu funcionamento já foi vastamente estudado em virtude de suas características de armazenamento e descarga, tornando-se praticamente um padrão para partida de motores automotivos, bem como fonte de armazenamento para veículos totalmente elétricos (empilhadeiras, carros de golf, plataformas elevadoras) antes da revolução automotiva elétrica recente. A matéria ativa que o compõe é barato e é de fácil montagem tendo algumas variações a depender da aplicação: selada, com gel, placas planas, placas tubulares e vidro absorvente. (Rufer, 2018)

2.2.5.2 Lítio-Metal (Li-M)

O lítio é um dos materiais mais eletropositivos da tabela periódica, sendo um excelente candidato para aplicação de baterias, no entanto a indústria só vinha utilizando eletrólitos

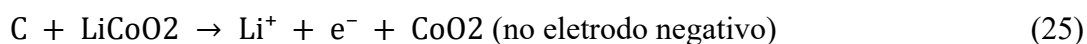
aquosos, sejam eles ácidos ou alcalinos. No entanto, Li é um metal alcalino, pertencente ao grupo 1 dos elementos, sendo extremamente reativo com água. Para isso foi utilizado eletrólito orgânico como o carbonato de propileno e o 1,2-dimetoxietano (Rufer, 2018). A bateria Li/MnO₂ foi o primeiro sistema lítio/catodo-sólido a ser utilizado comercialmente e a bateria primária mais utilizada, conforme a equação global (24). Possui alta tensão por célula (3V nominais), energia específica acima dos 230Wh/kg e densidade de energia acima de 535 Wh/L. (Linden & Reddy, 2001)



Onde x, III e IV são índices resultantes do balanceamento das equações parciais.

2.2.5.3 Polímero de lítio (LiPo)

Baterias de Polímero de Lítio (LiPo) são uma variante das baterias de íon-lítio convencionais, que usam um eletrólito líquido, que foi substituído por um polímero sólido. Elas representam uma tecnologia de armazenamento de energia amplamente utilizada devido a uma série de vantagens distintas: alta densidade de energia, leves, com uma alta taxa de descarga, vida útil estendida e design flexível. No entanto, LiPo também apresenta desvantagens críticas, sendo a segurança uma das maiores preocupações. A elevada densidade de energia pode resultar em superaquecimento e potencial inflamabilidade, especialmente se a bateria for danificada ou carregada inadequadamente. São suas equações parciais (25) e (26).



2.2.6 Diferença entre as Tensões Carregada e Nominal da Bateria

Os fabricantes projetam as baterias de modo que o valor de tensão quando carregada seja maior que a tensão nominal por célula. Desse modo que favorece uma maior aderência comercial ao fornecer mais energia que o apresentado em rótulo, que se trata de uma convenção entre os fabricantes. Até porque existem avanços no desenvolvimento tecnológico que permitem aumentar o valor de tensão por célula. A tensão da bateria de Li-Co carregada é de 4,2V/célula e tensão de corte de 3,0V/célula (com uma descarga em 0,5C), assim o valor de meia-carga seria equivalente a 3,6V/célula. Já a bateria de Li-Mn possui menor valor de impedância série, propiciando um valor de 3,7V/célula, mas ambas as baterias são vendidas

convencionalmente como baterias de Li a 3,6V de tensão nominal. Assim como na bateria de ácido chumbo que é vendida com tensão nominal de 2V, mas é comumente vendida a 2,1V/célula pois valores de tensão abaixo desse propiciam o processo de sulfatação. (BU-303: Confusion with Voltages, 2023)

2.2.7 Cenário Automobilístico

As baterias possuem papel crucial nos veículos elétricos, pois são a única fonte de propulsão e bem como para os veículos híbridos, pois é o que torna viável o armazenamento de energia elétrica para uso regenerativo. No entanto, as tecnologias de bateria atuais têm algumas limitações que afetam a adoção mais ampla de EVs. As principais preocupações incluem a baixa densidade de energia das baterias, o alto custo das baterias, a vida útil limitada e a segurança.

O desenvolvimento das baterias para EV passou por várias fases: começando com as baterias de chumbo-ácido, que eram baratas, mas tinham baixa densidade de energia. Essas baterias foram substituídas por baterias de níquel, como as baterias de níquel-cádmio (Ni-Cd) e níquel-hidreto metálico (Ni-MH), que tinham uma densidade de energia relativamente maior, mas apresentavam desvantagens, como a baixa eficiência de carga, taxas de descarga insatisfatórias e alta taxa de autodescarga. As baterias ZEBRA (sódio-cloreto de níquel) também foram introduzidas, mas enfrentaram desafios relacionados à alta temperatura operacional.

A revolução nas baterias dos EV ocorreu com a introdução das baterias de íon de lítio (Li-ion). Elas são mais leves, baratas, não-tóxicas e são capazes de altas carregamento. Elas dominam a geração mais recente de veículos elétricos, como o Nissan Leaf, o Tesla Model S e outros.

Atualmente são realizados estudos com uma série de baterias experimentais, como as baterias de lítio-enxofre (Li-S), zinco-ar (Zn-ar) e lítio-ar (Li-ar), que têm potencial para superar as limitações das baterias dos EV atuais. Por exemplo, as baterias Li-S têm alta densidade de energia, mas enfrentam desafios relacionados à vida útil e taxa de descarga. As baterias Zn-ar têm alta densidade de energia, mas baixa densidade de potência e vida útil limitada. As baterias Li-ar ainda estão em fase de preliminares, mas com valores teóricos de densidade de energia elevados, Tabela 9.

Mesmo com as novas tecnologias, o uso do lítio é base fundamental para a fabricação dos EVs, seu aumento de densidade de energia só implica em menor uso, mas ainda seu uso. Conforme pode ser isto em (Jamie Speirs, 2014) as reservas de lítio são estimadas em 34 milhões de toneladas, com extração de mais de 550 toneladas em 2021, com projeções de ultrapassar as 2000 toneladas em 2030 (Economic Commission for Latin America and the Caribbean, 2023). Em 2021, o preço do lítio já representava 21% do valor total do veículo. Nesses relatórios é possível notar que não existe um problema de reserva, mas sim de capacidade produtiva, não conseguindo acompanhar as crescentes demandas do mercado.

Além disso, estão sendo criadas políticas de reciclagem do lítio. Na Europa, novas regulamentações foram aprovadas que exigem que pelo menos 65% do lítio seja reciclado até 2025 e 70% em 2030. (Usman Saleem, 2022).

Tabela 9 – Características das principais tecnologias de baterias de aplicação automotiva.

Tipo de Bateria	V _n	Densidade de energia	Densidade volumétrica	Pesp	Ciclos	Auto.	Memória	Temp	Custo
Pb-ácido	2.0	35	100	180	1000	~5	Não	-15 a +50	60
Ni-Cd	1.2	50–80	100	200	2000	10	Sim	-20 a +50	250–300
Ni-MH	1.2	70–95	180–220	200–300	<3000	20	Raramente	-20 a +60	200–250
ZEBRA	2.6	90–120	160	155	>1200	~5	Não	+245 a +350	230–345
Li-ion	3.6	118–250	200–400	200–430	>1200	~5	Não	-20 a +60	150
LiPo	3.7	130–225	200–250	260–450	2000	~5	Não	-20 a +60	150
LiFePO ₄	3.2	120	220	2000–4500	>2000	~5	Não	-45 a +70	350
Zn-ar	1.65	460	1400	80–140	100	~5	Não	-10 a +55	90–120
Li-S	2.5	350–650	350	–	300	8–15	–	-60 a +70	100–150
Li-ar	2.9	1300–2000	1520–2000	–	100	~5	Não	-10 a +70	–

Fonte: (Yong, Ramachandramurthy, Tan, & Mithulananthan, 2015)

2.2.8 Baterias Li-Ion

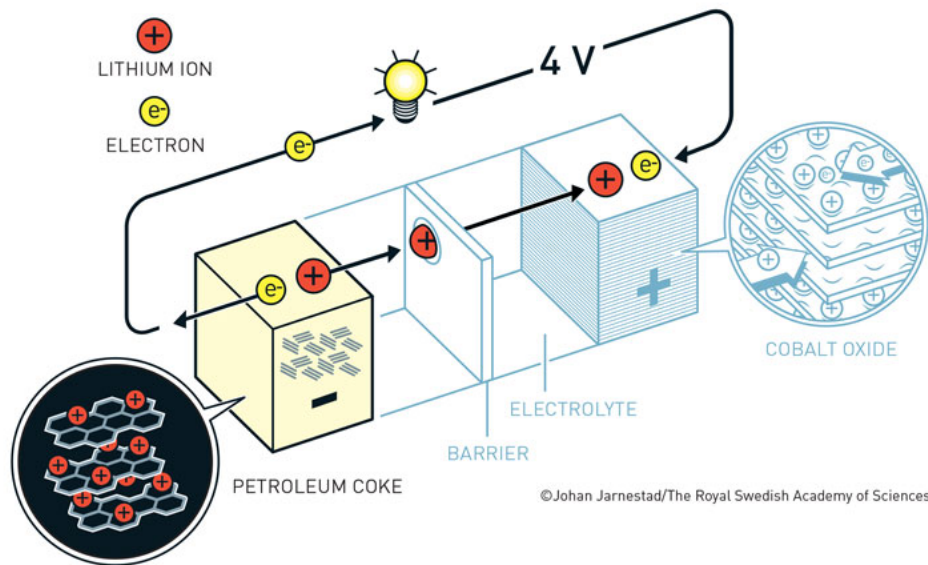
A seguir, serão abordadas em maior detalhe as baterias de chumbo-ácido e de Li-íon, pois essas serão utilizadas no projeto.

As baterias de íons de lítio, ou Li-íon, representam uma tecnologia de armazenamento de energia que tem desempenhado um papel crucial nas vidas cotidianas, revolucionando a forma como dispositivos eletrônicos são alimentados. Elas conquistaram seu lugar como fonte de armazenamento preferida par aos principais dispositivos da modernidade: smartphones, laptops, veículos elétricos e muito mais. É a tecnologia que consagrou Dr. Akira Yoshino, Dr. Stanley Whittingham and Dr. John Goodenough com o prêmio Nobel de química em 2019. (Tomoki Sawai, 2020).

Ela constituída basicamente por um ânodo (normalmente feito de grafite), um cátodo (composto predominantemente por óxidos metálicos, principalmente o oxido de cobalto) e um eletrólito (um sal de lítio dissolvido em solvente orgânico). O está presente lítio tanto no catodo quanto no anodo, adicionando e removendo elétrons por meio de seus íons. É também conhecido como bateria de vai e vem devido ao comportamento do íon Li se mover sucessivamente entre os terminais positivos e negativos da bateria durante o processo de carga e descarga. Quando a bateria é carregada, os íons de lítio migram do cátodo para o ânodo, onde são armazenados. Durante a descarga, os íons de lítio retornam ao cátodo, liberando energia que pode ser usada para alimentar dispositivos, Figura 15.

A sua maior virtude reside na densidade de energia, que é excepcionalmente alta. Isso significa que elas podem armazenar uma grande quantidade de energia em relação ao seu tamanho e peso, tornando-as ideais para dispositivos portáteis. Além disso, as Li-íon são recarregáveis, o que as torna econômicas a longo prazo, reduzindo o desperdício de baterias descartadas. Essas baterias têm uma taxa de autodescarga relativamente, baixa retendo a carga por períodos prolongados, mesmo sem uso. Uma das preocupações mais notáveis é a segurança. Embora raras, as Li-íon podem superaquecer e até mesmo pegar fogo quando danificadas ou sobrecarregadas. A vida útil dessas baterias é limitada e perdem gradualmente a capacidade de reter a carga completa. A comparação completa pode ser vista no Quadro 1.

Figura 15 – Esquemático da bateria de Li-Ion proposta por John Goodenough.



Fonte: (Tomoki Sawai, 2020)

Quadro 1 – Vantagens e desvantagens das baterias de Li-Ion.

Vantagens	Desvantagens
Células seladas; não requer manutenção	Custo inicial moderado
Longa vida útil (ciclos)	Degradação em altas temperaturas
Ampla faixa de temperatura de operação	Necessidade de circuitos de proteção
Longo tempo de prateleira (shelf life)	Perda de capacidade ou fuga térmica em caso de sobrecarga
Baixa taxa de autodescarga	Ventilação e possível fuga térmica quando esmagada
Capacidade de carga rápida	Designs cilíndricos normalmente oferecem menor densidade de potência que NiCd ou NiMH
Alta taxa e capacidade de descarga em alta potência	-
Alta eficiência coulômbica e energética	-
Alta energia específica e densidade energética	-
Sem efeito memória	-

Fonte: Adaptado de Linden & Reddy (2001)

A bateria de íon de lítio possui uma curva de descarga característica que difere das baterias de ácido chumbo e de níquel metal hidreto. Sua curva é significativamente mais plana, é capaz de manter uma tensão constante durante a maior parte do ciclo de descarga. Isso significa que a bateria de íon de lítio fornece uma tensão mais estável ao longo do tempo, o que é benéfico para dispositivos eletrônicos sensíveis que requerem uma tensão constante para funcionar corretamente.

Abaixo está presente as principais tecnologias de Baterias de Li-íon, portanto os diferentes óxidos metálicos aplicados a EVs, Tabela 10.

Tabela 10 – Tipos de Baterias de Li-íon em EVs.

Tipo de Bateria	Modelo de Veículo	Energia Específica (Wh/kg)	Densidade de Energia (Wh/L)	Ciclos de Vida	Segurança	Especificações
Óxido de Níquel Cobalto Alumínio de Lítio (NCA)	Tesla X, S, 3, Y	200-260	600	500	Boa	• Boa eficiência energética e baixo custo • Muito utilizada em eletrônicos portáteis e veículos elétricos • Química estável, materiais de baixo custo
Óxido de Níquel Manganês Cobalto de Lítio (NMC)	Nissan Leaf, Kia e-Soul, VW e-Golf, BMW i3, Peugeot e-208	150-220	580	1000-2000	Boa	• Alta densidade de energia e carga rápida • Boa performance energética e baixo custo
Óxido de Manganês de Lítio (LMO)	Chevy Volt, Escape PHEV	100-150	420	300-700	Boa	• Vida útil curta • Estável, longa vida útil e segura
Fosfato de Ferro de Lítio (LFP)	Veículos elétricos, e-bikes, e-rickshaws	90-120	330	1000-2000	Excelente	• Alta densidade de energia e baixa autodescarga • Longa vida útil e carga rápida
Titanato de Lítio (LTO)	Mitsubishi, Honda	50-80	130	3000-7000	Excelente	• Alta taxa de carga/descarga sem comprometer a segurança

Fonte: Adaptado de Acharige (2023).

As equações parciais e consequentemente a equação global que rege o comportamento de oxirredução da bateria de Li-íon estão apresentadas em (27), (28) e (29). Como trata-se de uma tecnologia que depende possui vários tipos de catodos, foi apresentada somente em sua versão genérica.



No livro *HandBook of Batteries* (Linden & Reddy, 2001) são descritos vários fatores devem ser considerados na seleção da melhor bateria para uma determinada aplicação ponderando as características de cada bateria com os requisitos do equipamento. É aconselhada

a importância que a seleção da bateria seja considerada no início do projeto do equipamento, e não no final, quando o hardware os parâmetros do hardware estão definidos. Esse processo de seleção está presente no Apêndice B.

2.2.9 Estado da Arte de Tecnologias de Baterias- 2025

A evolução dos sistemas de armazenamento de energia tem sido impulsionada não apenas por avanços científicos, mas também por pressões industriais, ambientais e regulatórias. No contexto da mobilidade elétrica, essa evolução tem levado à busca por alternativas que superem as limitações das baterias de íon-lítio convencionais — principalmente no que se refere à segurança, à densidade energética e à sustentabilidade dos materiais utilizados. Neste cenário, duas tecnologias emergem como protagonistas: as baterias de estado sólido (All-Solid-State Batteries – ASSBs) e as baterias de sódio-íon.

As ASSBs substituem o eletrólito líquido inflamável por materiais sólidos, como óxidos, sulfetos ou polímeros condutores. Essa substituição viabiliza o uso de ânodos de lítio metálico, proporcionando ganhos significativos em densidade energética e estabilidade térmica. Segundo Huang *et al.* (2025), eletrólitos sulfetados como o $\text{Li}_6\text{PS}_5\text{Cl}$ alcançam condutividades iônicas comparáveis às de eletrólitos líquidos (10^{-3} – 10^{-2} S/cm), mantendo estabilidade em temperaturas elevadas e maior resistência à formação de dendritos. Por outro lado, materiais à base de óxido, como LLZO, demonstram estabilidade eletroquímica superior, porém com condutividade mais modesta e desafios na sinterização e conformação de interfaces densas e contínuas.

A perspectiva comercial dessas tecnologias também é promissora. A revisão de Joshi *et al.* (2025) destaca que grandes players como Toyota, Samsung e QuantumScape estão avançando em linhas piloto para comercialização até 2027. A expectativa é de que essas células atinjam de forma confiável densidades energéticas superiores a 400 Wh/kg, com segurança intrínseca suficiente para permitir a remoção de módulos de contenção térmica, reduzindo peso e volume. No entanto, os custos de produção, a estabilidade interfacial e os desafios de integração em sistemas veiculares ainda são obstáculos críticos. A previsão mais conservadora aponta para uso inicial restrito a nichos de alto valor agregado — como veículos esportivos ou premium — enquanto a transição em larga escala exige redução substancial no custo por quilowatt-hora.

As baterias de sódio-íon, por sua vez, se apresentam como uma resposta ao custo e à sustentabilidade. Ao empregar sódio, ferro e outros materiais amplamente disponíveis, essas baterias oferecem um caminho menos dependente de cobalto e lítio. Embora a densidade energética seja tipicamente inferior (em torno de 100–160 Wh/kg), a estabilidade térmica, o desempenho em baixas temperaturas e o custo inferior por ciclo útil tornam-nas atraentes para aplicações urbanas e de micromobilidade. Vários fabricantes, incluindo a CATL e a HiNa Battery, já demonstraram protótipos de integração veicular com essa tecnologia, com ciclos de vida superiores a 1000 ciclos e crescente maturidade em escala comercial.

A Tabela 11 resume os principais parâmetros comparativos entre baterias de íon-lítio convencionais, tecnologias de estado sólido (com eletrólitos sulfetados e óxidos) e soluções baseadas em sódio. Esses dados reforçam a tendência de diversificação tecnológica no setor automotivo, onde cada tecnologia atenderá a nichos distintos conforme seus compromissos entre desempenho, custo, segurança e sustentabilidade.

Tabela 11 – Comparação entre Tecnologias de Armazenamento Veicular.

Tecnologia	Eletrólito	Ânodo	Densidade Energética (Wh/kg)	Faixa Térmica (°C)	Estágio	Fonte
Li-ion (NMC)	Líquido orgânico	Grafite	220–260	–20 a 55	Comercial	Joshi <i>et al.</i> (2025)
Li-ion (LFP)	Líquido orgânico	Grafite	160–190	–10 a 60	Comercial	Joshi <i>et al.</i> (2025)
Sódio-íon (Na-ion)	Líquido orgânico	Carbono duro	100–160	–10 a 60	Protótipos industriais	Joshi <i>et al.</i> (2025)
Estado sólido – sulfetado	Sulfetado (Li ₆ PS ₅ Cl)	Lítio metálico	350–420	–20 a 60	Pré-comercial	Huang <i>et al.</i> (2025)
Estado sólido – óxido	Óxido (LLZO)	Lítio metálico	300–380	–10 a 70	Experimental	Huang <i>et al.</i> (2025)

Fonte: elaborado pelo autor.

2.2.10 Métodos de Carregamento e Modelos Elétricos da Bateria

O carregamento de bateria não é uma tarefa trivial, sendo necessária uma visão abrangente das estratégias, algoritmos e técnicas a carga eficiente, bem como considerar suas implicações em um sistema de gestão de baterias (BMS).

Uma série de métodos são constantemente explorados, incluem: algoritmos baseados em modelos térmicos e eletroquímicos, carga adaptativa, carregamento por pulsos, carga senoidal com corrente de ripple, carga de múltiplos estágios e carga rápida, funcionam não só o carregamento, mas também o aumento da vida útil e desempenho das baterias. Os principais métodos foram abordados por (Wagh & Dhatrak, 2022) e pode ser vista a comparação na Tabela 12.

Tabela 12 – Comparação entre os métodos de carregamento de bateria, A = Alta, M = Média, B = Baixa.

Comparação de Métodos de Carga	Tempo	Rendimento	Complexidade	Vida útil (ciclos)
CC (Corrente Constante)	M	B	B	B
CV (Tensão Constante)	A	B	B	B
CC-CV	M	M	M	M
CC em Múltiplos Estágios	B	M	M	A
Controle por Corrente (Current-PC)	M	M	M	B
Controle por Tensão (Voltage-PC)	M	M	A	B
Baseado em ECM	B/M	M	M/A	M
Baseado em Modelo Eletroquímico (EM-based)	B	A	A	A
Corrente Alternada (AC)	M	M/A	A	A

Fonte: (Wagh & Dhatrak, 2022)

Para o processo de carga, é necessário ter informações de sensoreamento para que sejam realizadas estimativas precisas do estado de carga (SoC) e do estado de saúde das baterias (SoH) Li-íon. A otimização dessas estratégias de carregamento pode mitigar problemas e melhorar o desempenho a longo prazo das baterias., tais como efeito de memória e a formação de dendritos de lítio.

Conforme a Tabela 12, são 9 as principais técnicas de carregamento de bateria, e serão abordadas resumidamente a seguir:

a) **Corrente Constante (CC):** a bateria é carregada com uma corrente constante durante a primeira fase do processo. Isso permite que a bateria seja carregada rapidamente até atingir uma tensão pré-definida. O carregamento em CC é eficaz para recarregar rapidamente baterias, mas pode resultar em superaquecimento e desgaste da bateria se não for controlado adequadamente.

b) Tensão Constante (CV): Tensão Constante (CV) a tensão é mantida constante. A corrente diminui gradualmente à medida que a bateria se aproxima da carga completa. O CV é usado para evitar o superaquecimento e prolongar a vida útil da bateria, mas o tempo de carregamento é mais longo.

c) Corrente Constante - Tensão Constante (CC-CV): O método CC-CV combina os estágios de CC e CV em um único processo de carregamento. Inicialmente, a bateria é carregada com corrente constante até atingir uma tensão específica, após o carregamento passa para a fase de tensão constante. É uma técnica comum usada em baterias de íon de lítio e é eficaz para equilibrar a eficiência de carregamento com a segurança.

d) Multi-Estágios: envolve vários estágios sequenciais de carregamento. Cada estágio pode incluir corrente constante, tensão constante, ou outras estratégias. Essa técnica é adaptável e pode ser personalizada para atender às necessidades específicas de diferentes baterias.

e) Corrente-PC (Pulsed Current): envolve o fornecimento intermitente de corrente à bateria em pulsos, seguidos por períodos de repouso. A alternância entre pulsos e repouso visa reduzir o estresse na bateria e prolongar sua vida útil. É eficaz para evitar a formação de depósitos de lítio em baterias de íon de lítio.

f) Tensão-PC (Pulsed Voltage): trata-se do fornecimento intermitente de tensão à bateria, alternando entre tensão aplicada e períodos de repouso. Essa técnica é usada para minimizar a formação de dendritos de lítio nas baterias de íon de lítio.

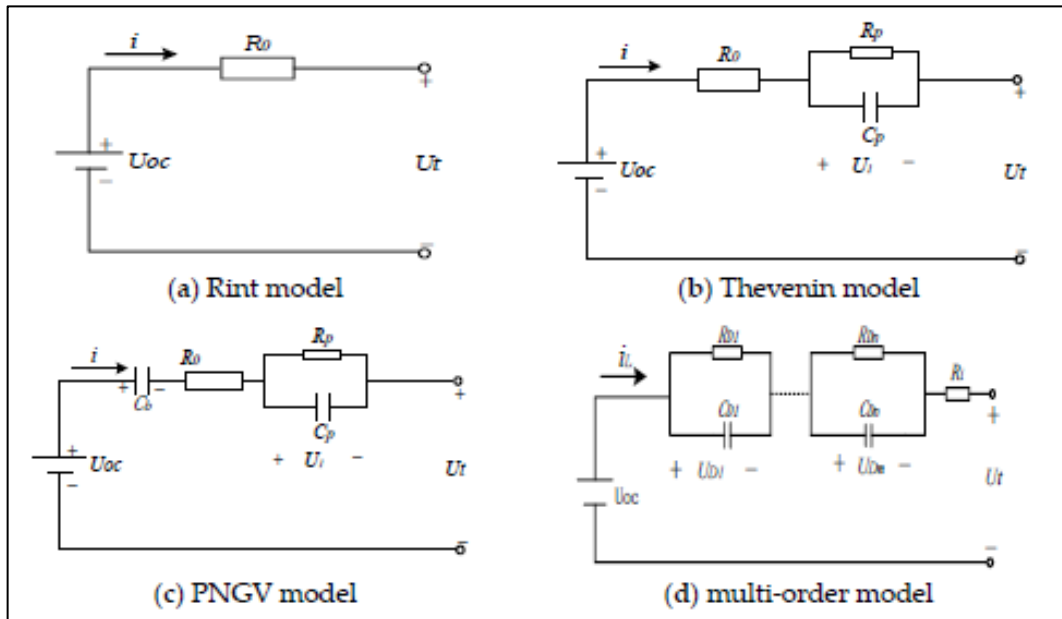
g) Baseado no Modelo Eletroquímico (ECM-based): usa modelos matemáticos que consideram o comportamento eletroquímico para controlar o carregamento da bateria com precisão. Leva em consideração as características e o estado da bateria para otimizar o processo de carregamento. É uma técnica avançada que requer informações detalhadas sobre a bateria.

h) Baseado em Modelos Eletromagnéticos (EM-based): envolve o uso de campos eletromagnéticos para carregar a bateria sem contato físico. Essa técnica é promissora, mas exige muita capacidade computacional, equipamentos e aquisição de dados, está em estágios iniciais de pesquisa e desenvolvimento.

Existem modelos que consideram o efeito térmico também, fator esse muito importante, pois o calor é um catalisador, fator a se considerar por se tratar que a carga e descarga de uma bateria ocorrem reações químicas e a operação fora de uma faixa de operação pode comprometer o dispositivo.

Como procedimento padrão no desenvolvimento de um projeto, a simulação vem para reduzir erros e antecipar problemas. Dessa forma, o modelo elétrico é necessário para representar a bateria em softwares de prototipagem elétrica. Modelos do mais simples ao mais complexos são apresentados na Figura 16.

Figura 16 – Modelos eletrônicos equivalentes da bateria Li-ion.



Fonte: (Berrueta, Ursúa, Martín, Eftekhari, & Sanchis, 2019)

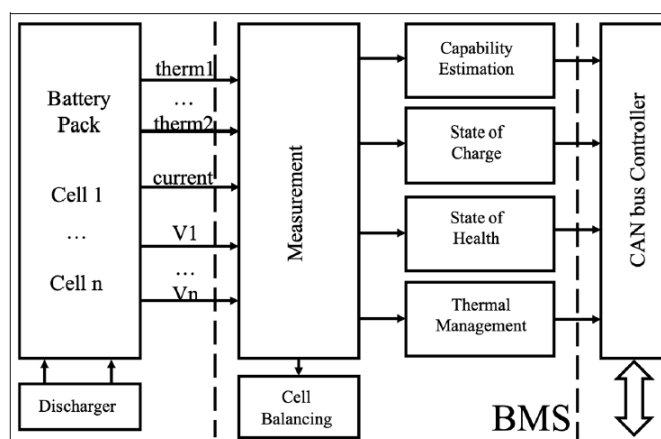
2.2.11 Revisão BMS

O sistema de gerenciamento de bateria (BMS), Figura 17, é responsável por gerenciar a energia da bateria para garantir o desempenho confiável, eficiente e seguro do veículo. São incluídos sensores, uma unidade de entrega de energia e protocolos de comunicação. É responsável também pelo balanceamento das células, reduzir o estresse do carregamento e descarregamento da bateria, evitando correntes abruptas para evitar altas taxas de descarregamento.

O sistema de gerenciamento de energia (EMS) é fundamental para determinar a autonomia, a vida útil da bateria, a eficiência e a operação confiável dos veículos elétricos. O SoC (Estado de Carga) e o SoH (Estado de Saúde) são reflexo do desempenho da bateria e fornecem dados essenciais para o gerenciamento de energia. A estimativa precisa dos estados da bateria é complexa devido ao comportamento não linear e altamente variável ao longo do tempo.

Existem várias técnicas propostas para a estimativa em tempo real do SoC, que podem ser categorizadas em cinco grupos: estimativa baseada em modelo, estimativa baseada em tabela de pesquisa, contagem de coulombs, método de estimativa orientada por dados e método híbrido. As técnicas de estimativa do SoC baseadas em modelo, como modelos de circuito equivalente, modelos eletroquímicos e modelos de impedância eletroquímica, são frequentemente usadas no carregamento de veículos elétricos.

Figura 17 – Esquemático de um sistema BMS.



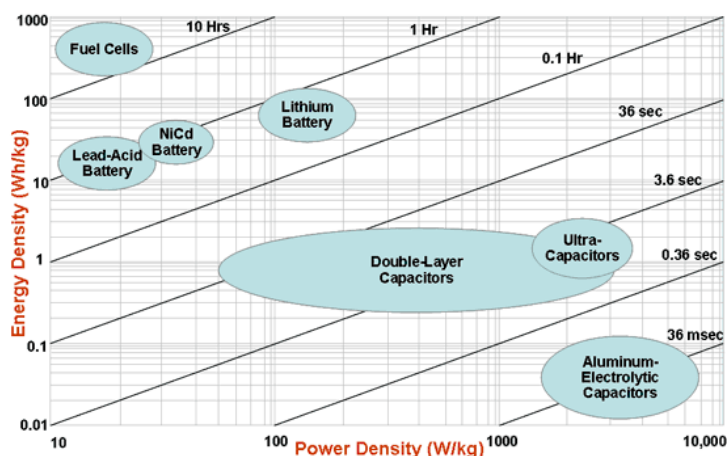
Fonte: (Wagh & Dhattrak, 2021)

2.2.12 Supercapacitores

Os supercapacitores são dispositivos de armazenamento de energia que ocupam uma posição intermediária entre as baterias e os capacitores convencionais, Figura 18 e Figura 19, estão ganhando destaque em dois principais setores: transporte e industrial. Eles oferecem benefícios significativos, como regeneração de energia em sistemas ferroviários e armazenamento de energia para veículos elétricos. Na indústria, equipamentos como empilhadeiras e guindastes portuários, melhorando a eficiência.

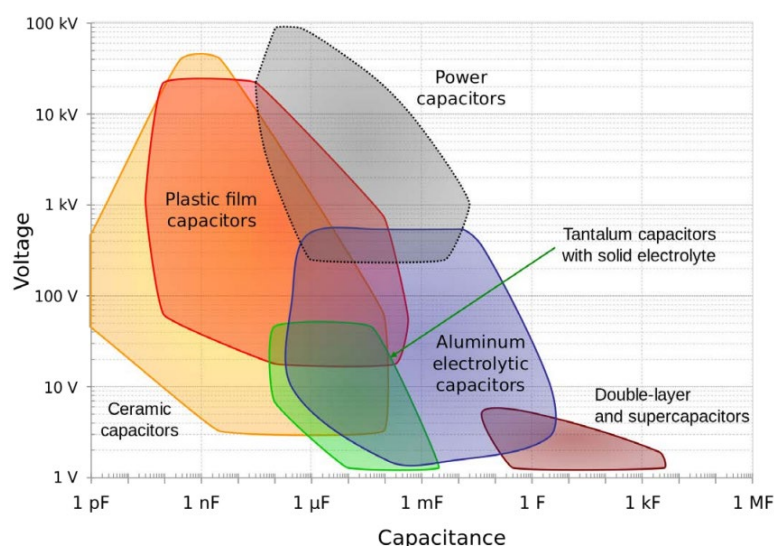
Os supercapacitores se diferenciam dos capacitores convencionais por sua alta capacitância, capacidade de armazenar grandes quantidades de energia, altas taxas de descarga e longa vida útil, tornando-os adequados para uma ampla gama de aplicações que requerem alta potência e armazenamento de energia eficiente. Enquanto os capacitores convencionais têm uma capacitância geralmente na faixa de microfarads (μF) a milifarads (mF), os supercapacitores, por outro lado, possuem uma capacitância muito maior, variando de centenas a milhares de farads (F).

Figura 18 – Densidade de energia vs densidade de potência, dispositivos armazenadores.



Fonte: (Artal-Sevil, 2011).

Figura 19 – Comparativo entre tipos de capacitores.



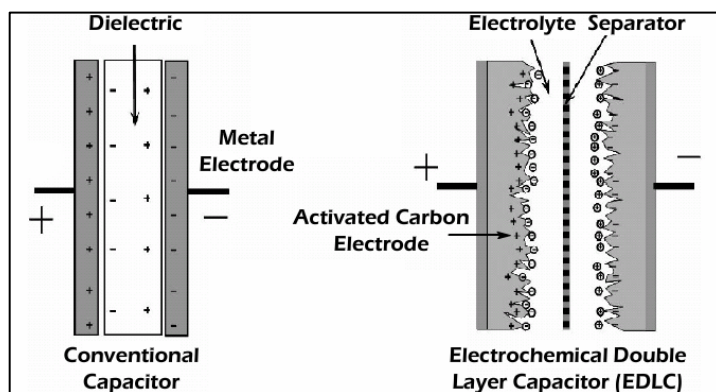
Fonte: (Wang, 2016).

Esses dispositivos são notáveis por suas excepcionais características físicas de seus materiais dos eletrodos e eletrólitos; e seu arranjo construtivo, que é complexo, pois exige precisão no tamanho dos poros dos eletrodos. Suas capacidades se distinguem pois operam com base em três conceitos-chave: a dupla camada elétrica, pseudocapacitância e processos faradaicos, descrito em detalhes a seguir:

a) Efeito da Dupla Camada (Double Layer Effect): O efeito da dupla camada é um dos princípios fundamentais dos supercapacitores. É uma característica elétrica que ocorre na interface entre o eletrodo e o eletrólito. Quando uma tensão é aplicada entre o eletrodo e o eletrólito, os íons do eletrólito se acumulam na superfície do eletrodo. Isso cria duas camadas

de carga elétrica oposta, uma na superfície do eletrodo e a outra no eletrólito adjacente, formando assim uma "dupla camada elétrica". Esse acúmulo de cargas armazena energia na forma de campo elétrico que é intensificado por duas características construtivas: a porosidade dos eletrodos, que confere significativa maior área efetiva graças e um dielétrico extremamente fino. O comparativo das tecnologias está na Figura 20.

Figura 20: Disposição eletrônica: capacitor vs supercapacitor.



Fonte: (Artal-Sevil, 2011).

b) Pseudocapacitância é outra característica dos supercapacitores, mas é um mecanismo adicional de armazenamento de que ocorre quando os elétrons são transferidos entre o eletrodo e o eletrólito durante o processo de carga e descarga. Ao contrário da capacitância eletrostática tradicional dos capacitores tradicionais, onde a carga é armazenada nas camadas elétricas formadas entre os eletrodos e o eletrólito, a pseudocapacitância envolve reações químicas reversíveis na interface eletrodo-eletrólito. Isso significa que a carga é armazenada por meio de processos redox (redução-oxidação) que resultam em mudanças químicas na superfície do eletrodo. Isso é semelhante a reações eletroquímicas, como as que ocorrem em baterias, mas acontece em uma escala muito mais rápida nos supercapacitores.

c) Processo Faradaico: O processo faradaico se relaciona à pseudocapacitância e refere-se à transferência de elétrons durante o carregamento e descarregamento dos supercapacitores. É um fenômeno fundamental para o armazenamento de energia nos supercapacitores que exploram a pseudocapacitância.

Deve ser considerado também a capacitância diferencial, fenômenos como a autodescarga e a operação em alta frequência são propriedades cruciais que afetam o comportamento do dispositivo ao serem considerados não idealidades. Tal como a capacitância diferencial em alguns desses dispositivos a depender dos materiais utilizados que caracterizam

um comportamento da capacitância dependente do valor de tensão nos eletrodos, não constante, como é tipicamente considerado.

No entanto, estudos na área de supercapacitores são promissores, principalmente em engenharia de materiais com ênfase no processo faradaico e na pseudocapacitância, extremamente ligados a materiais poliméricos emergentes que exploram essa capacidade eletroquímica. Outra área em crescimento que pode revolucionar a produção desses dispositivos são as tecnologias flexíveis.

O comportamento de um supercapacitor pode ser descrito equivalentemente como um capacitor convencional: o produto da constante dielétrica no vácuo, a constante dielétrica do material entre os eletrodos, a área efetiva dos eletrodos dividido pela distância dos eletrodos, conforme a equação (30).

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{A}{d} \quad (30)$$

E seu comportamento é regido pela variação da tensão no tempo ponderada pela capacitância (31), elemento que descreve maiores variações de carga e descarga no mesmo espaço de tempo.

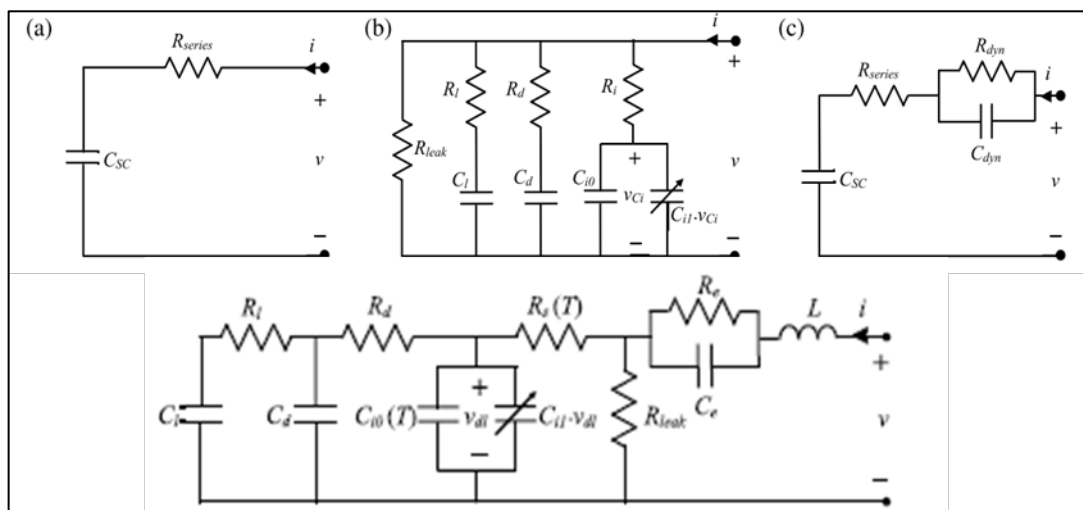
$$i_c = C \frac{dV}{dt} \quad (31)$$

E sua energia armazenada (32).

$$E_c = \frac{1}{2} CV^2 \quad (32)$$

A depender da aplicação seu modelo elétrico mais realista torna-se necessário, principalmente ao se modelar o controle de conversores, onde para altos valores de potência a eficiência é extremamente relevante e qualquer perda é significativa, atribuída a elementos resistivos no seu modelo. Assim, existe vários modelos elétricos que podem descrever seu comportamento, com maior ou menor fidelidade a depender a aplicação, Figura 21.

Figura 21 – Modelos elétricos equivalentes para modelos de SC: a) modelo RC simples, b) Modelo de múltiplos ramos e c) modelo dinâmico, abaixo modelo de maior fidelidade.



Fonte: (Berrueta, Ursúa, Martín, Eftekhari, & Sanchis, 2019)

2.3 Configurações de Arranjos de Baterias, Supercapacitores e Máquinas Elétricas

Partindo do princípio de mobilidade, especificamente mobilidade elétrica, se faz necessária uma máquina elétrica (ME) e uma fonte armazenadora de energia. Tipicamente são utilizadas baterias, constituídas por fontes eletroquímicas de grande capacidade de armazenamento de energia elétrica por meio de suas reações de oxirredução, para alimentar uma máquina elétrica motriz.

No entanto, uma simples associação entre os dois componentes supracitados resulta em diminuição da vida útil da bateria, em outros termos, comprometendo sua saúde. São vários os fatores que definem e influenciam a saúde da bateria, mas de maneira simplificada é sua vida útil e é medida em ciclos de carga/descarga completa. E um dos principais fatores que comprometem o número total de ciclos previstos são as taxas de carga e descarga acima do projetado.

Dentro da dinâmica veicular, existem 3 principais etapas de funcionamentos: arrancada, velocidade de cruzeiro e frenagem. No caso da mobilidade elétrica, a frenagem pode ser regenerativa, aproveitando a inercia do veículo, que é transformada pela máquina elétrica quando funciona como gerador, em potência elétrica. É importante descrever também a dinâmica elétrica de cada uma dessas fases: na arrancada são demandados maiores valores de potência elétrica para tirar o veículo da condição de inércia estática e colocá-lo em movimento. Em cruzeiro, o torque necessário para que se mantenha o movimento é menor, considerando que sua condição de velocidade de cruzeiro seja a de máximo rendimento do conjunto (ponto

de operação tipicamente empregado em mobilidade), estão atuando somente as componentes de atrito de rolagem e resistência do ar. Por fim, na frenagem regenerativa, há a recarga das baterias, tendo ainda que se respeitada a taxa de carga máxima estipulada pelo fabricante da bateria.

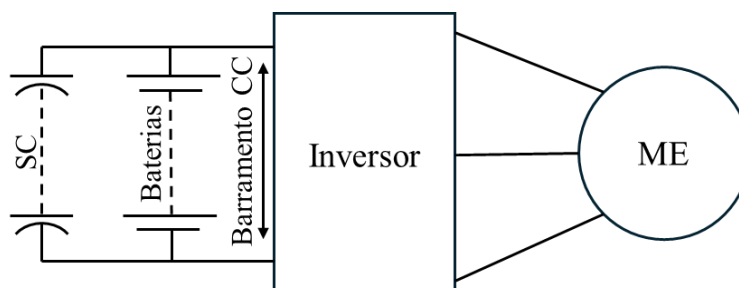
Uma alternativa interessante para se otimizar o uso das baterias e as demandas de potência da máquina elétrica é implementar o uso de supercapacitores (SC). Esses dispositivos funcionam como capacitores convencionais, do ponto de vista prático, mas em contrapartida com uma grande capacidade de armazenamento, implicando em valores elevados de capacitância, de alguns farads a milhares de farads. A seguir são apresentadas diferentes configurações que podem ser realizadas da associação de baterias, SC e máquina elétrica.

2.3.1 Configuração Passiva

A configuração mais simples, Figura 22, que pode ser realizada com a associação desses dois dispositivos é sua paralelização direta. É de certo modo intuitiva pois tenta aproveitar as vantagens de cada dispositivo armazenador: grande capacidade de descarga em curto período na arrancada pelo SC, alimentação pela bateria em regime de cruzeiro e carga dos dois dispositivos na frenagem. Dentre todas as configurações é a mais leve, menor em volume e de controle mais simples.

Seu maior problema é que ao fornecer grandes quantidades de potência instantânea, as duas fontes de energia vão fornecer altas correntes, portanto altas taxas de descarga pelas baterias que podem ser danificadas.

Figura 22 – Configuração passiva.



Fonte: (Jayasawal *et al.*, 2021).

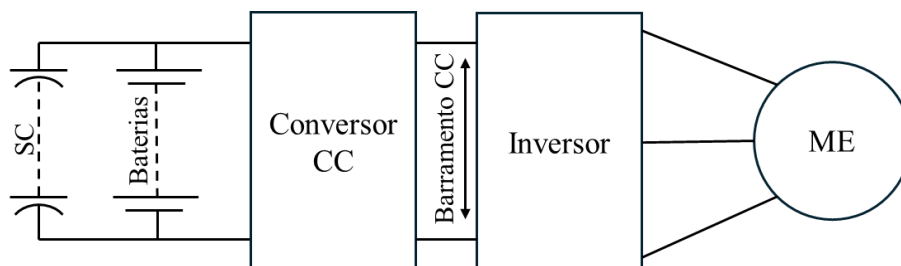
2.3.2 Configurações Semiativas

As configurações semiativas implementam um conversor CC-CC que faz o controle do fluxo de potência e regulação da tensão em um barramento CC, o qual alimenta o inversor e consequentemente a ME.

2.3.2.1 Configuração Semiativa: Bat./SC Paralelo Ativo e Barramento CC Passivo

Proporciona algum controle no fluxo de potência do conjunto bateria/SC, Figura 23, mas é ineficiente e proporciona pouca flexibilidade. Como o conjunto de sistemas de armazenamento está junto, o conversor limita a potência dos dois dispositivos ao de menor risco, portanto às taxas de carga e descarga da bateria, não aproveitando a vantagem de implementação de um SC. Caso o fluxo de potência seja definido ao do SC, as baterias sofrerão degradação da vida útil.

Figura 23 – Configuração Série Semiativa (a).

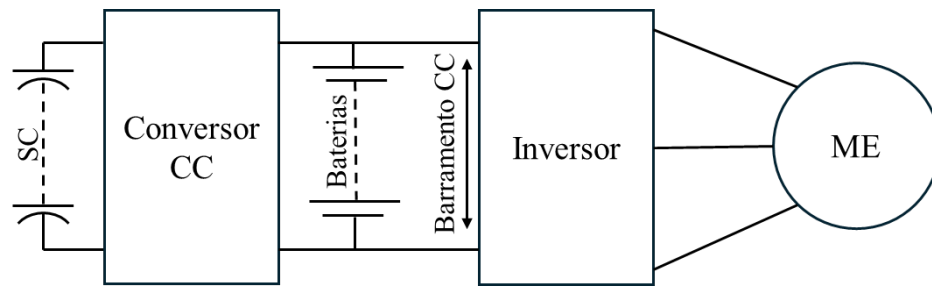


Fonte: (Jayasawal *et al.*, 2021).

2.3.2.2 Configuração Semiativa: SC Ativo e Bateria Passiva.

Proporciona maior eficiência que a configuração paralela semiativa da bateria, mas a bateria ainda participa das demandas de fluxo de potência instantâneas, Figura 24. O conversor controla o fluxo de potência dos supercapacitores que excede a capacidade da bateria, mas o fluxo de potência da bateria é passiva às demandas e ofertas da ME.

Figura 24 – Configuração Paralela Semiativa do SC

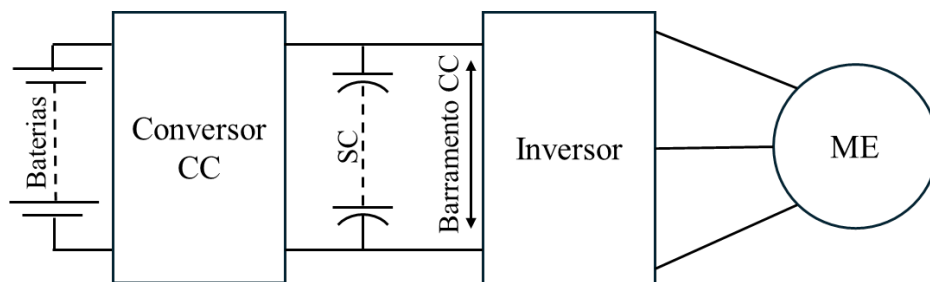


Fonte: (Jayasawal *et al.*, 2021).

2.3.2.3 Configuração Semiativa: Bateria Ativa e SC Passivo

O conversor permite manter um perfil de corrente mais suave da bateria conforme as demandas de potência, proporcionando melhor aproveitamento energético sem comprometer a saúde da bateria, Figura 25. No entanto, a tensão no barramento CC tende a oscilar devido a conexão com os SC, sendo necessário um banco de SC de grande capacidade.

Figura 25 – Configuração Semiativa Paralela da Bateria



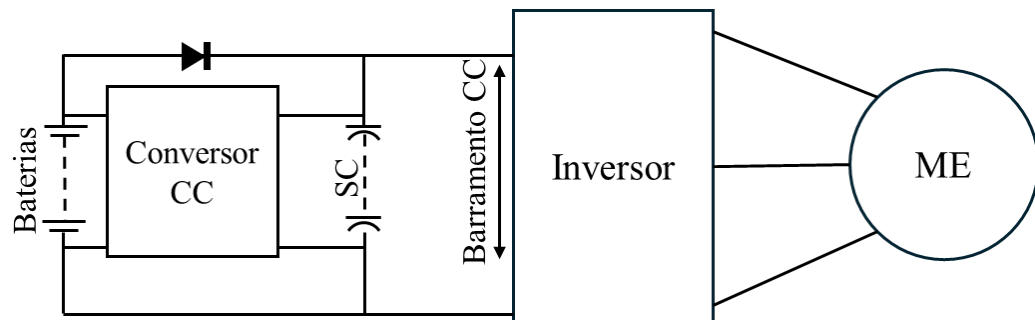
Fonte: (Jayasawal *et al.*, 2021).

2.3.2.4 Configurações Semiativas Otimizadas

Topologia I

Proporciona o controle das fases de carga da bateria, intermediado por um conversor CC-CC com os SC. Ao mesmo tempo é colocado um diodo que impede a carga descontrolada das baterias, mas não controla a descarga descontrolada da bateria, Figura 26.

Figura 26 – Configurações Semiativas Otimizadas I.

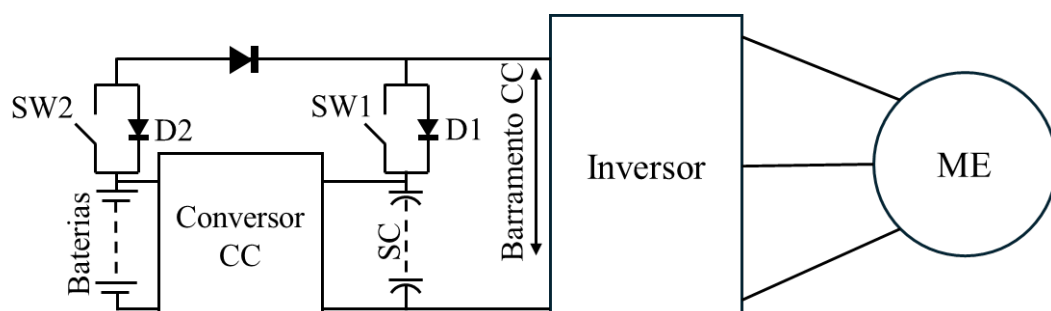


Fonte: (Jayasawal *et al.*, 2021).

Topologia II

Essa configuração, Figura 27, confere algum controle a mais que a configuração anterior ao inserir interruptores nas baterias e nos SC. Embora controle o uso dos dispositivos, não controla o fluxo de potência deles, apenas do carregamento das baterias com energia passando pelos SC ou carga dos SC pelas baterias.

Figura 27 – Configurações Semiativas Otimizadas II.

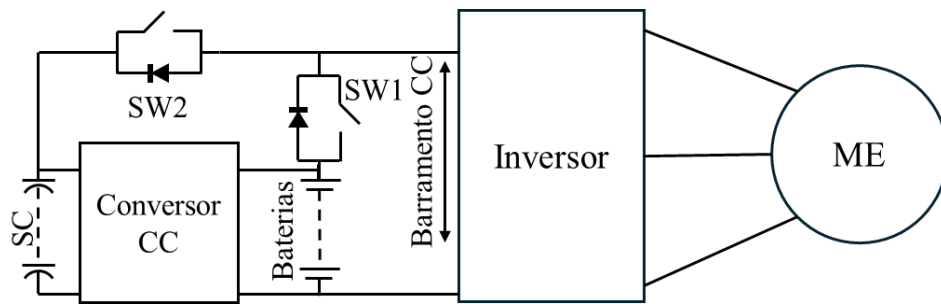


Fonte: (Jayasawal *et al.*, 2021).

Topologia III

Proporciona reduzir o tamanho do conversor ao mesmo tempo que satisfaz as demandas energéticas do barramento CC. Possibilita carregamento das baterias de forma direta, mas exige um controle mais complexo, Figura 28.

Figura 28 – Configurações Semiativas Otimizadas III.

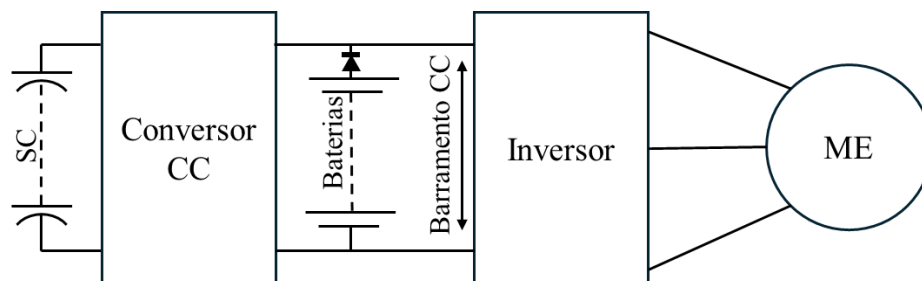


fonte: (Jayasawal *et al.*, 2021).

Topologia IV

Um diodo é colocado em série na Configuração Paralela Semiativa do SC prevenindo a ocorrência de transitórios *inrush* de corrente na bateria, Figura 29. Evita também que haja um fluxo potência dos SC para a bateria não intencional. Permite o uso de um banco de SC de menor capacidade. Uma outra variação dessa topologia é o conversor CC-CC estar conectado não acima do diodo, mas entre os terminais da bateria, permitindo a carga das baterias. Dessa forma, exime a necessidade de um carregador externo.

Figura 29 – Configurações Semiativas Otimizadas IV.



Fonte: (Jayasawal *et al.*, 2021).

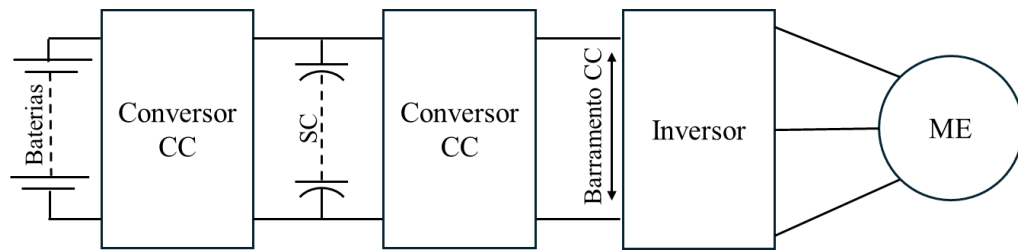
2.3.3 Configurações Ativas

Nas configurações ativas, todo o fluxo de potência é controlável, havendo conversores CC-CC entre cada um dos elementos armazenadores com o barramento CC. Dessa forma é possível proteger os dispositivos armazenadores de valores de carga e descarga danosos e realizar o gerenciamento de energia entre eles. No entanto, essa abordagem implica necessariamente em mais perdas visto que sempre haverá 2 conversores intermediando o fluxo de potência com o barramento CC.

2.3.3.1 Configuração Bateria/SC Intermediados a Dois Conversores I

É uma versão melhorada da configuração de bateria semiativa, Figura 30, sendo capaz de lidar com as altas demandas de potência dos SC sem comprometer a saúde da bateria. Como a energia da bateria passa por dois conversores até o barramento CC o rendimento energético é menor.

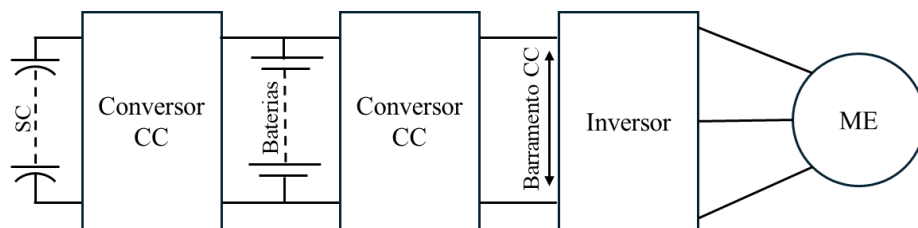
Figura 30 – Configurações Bateria/SC Série Ativa.



Fonte: (Jayasawal *et al.*, 2021).

2.3.3.2 Configuração Bateria/SC Intermediados a Dois Conversores II

Figura 31 – Configurações SC/Bateria Série Ativa



Fonte: (Jayasawal *et al.*, 2021).

Um conversor é capaz de controlar as demandas energéticas respeitando os limites operacional apenas do SC tendo em vista que todo fluxo de potência necessariamente passa pelo conversor das baterias, Figura 31.

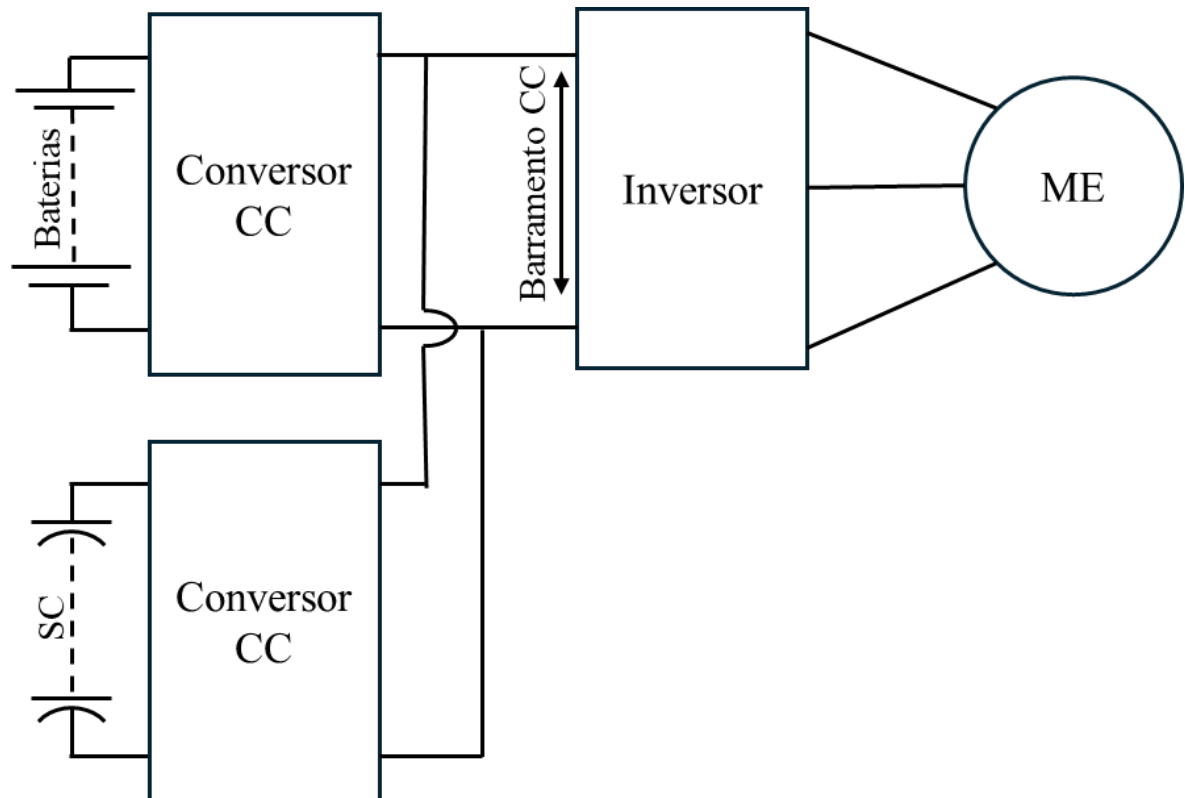
2.3.3.3 Configuração Bateria/SC Intermediados a Dois Conversores II

Figura 31O rendimento e a capacidade de processar potência do segundo conversor é grande, portanto: maior, mais caro e sem grandes benefícios.

2.3.3.4 Configuração Ativa Bateria/SC Paralela

Essa configuração, Figura 32, permite também o controle do fluxo de potência entre as fontes armazenadoras e tem maior flexibilidade no gerenciamento de potência advinda da frenagem regenerativa.

Figura 32 – Configurações Bateria/SC Paralela Ativa.

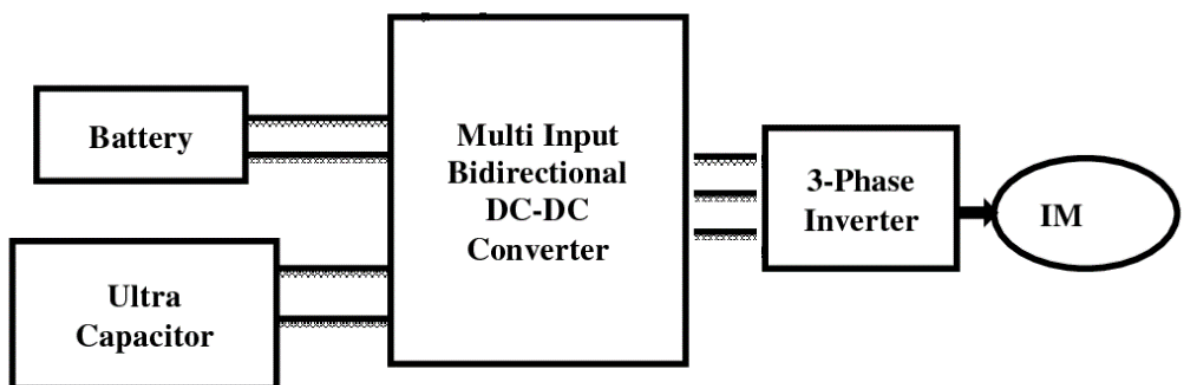


Fonte: (Jayasawal *et al.*, 2021).

2.3.3.5 Configuração Ativa de Múltiplas Entradas

Simplifica o problema de rendimento e volume por incorporar a gestão do fluxo de potência em um único conversor, mas o gerenciamento do conversor possui um aumento significativo da complexidade, Figura 33.

Figura 33 – Configuração ativa de múltiplas entradas.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

2.3.4 Conclusões Gerais

A configuração que combina as melhores características entre rendimento energético, complexidade e segurança à saúde da bateria é a configuração de bateria semiativa paralela da bateria.

E a que proporciona maior flexibilidade, porém incorpora complexidade e controle é a configuração ativa paralela SC/Bateria.

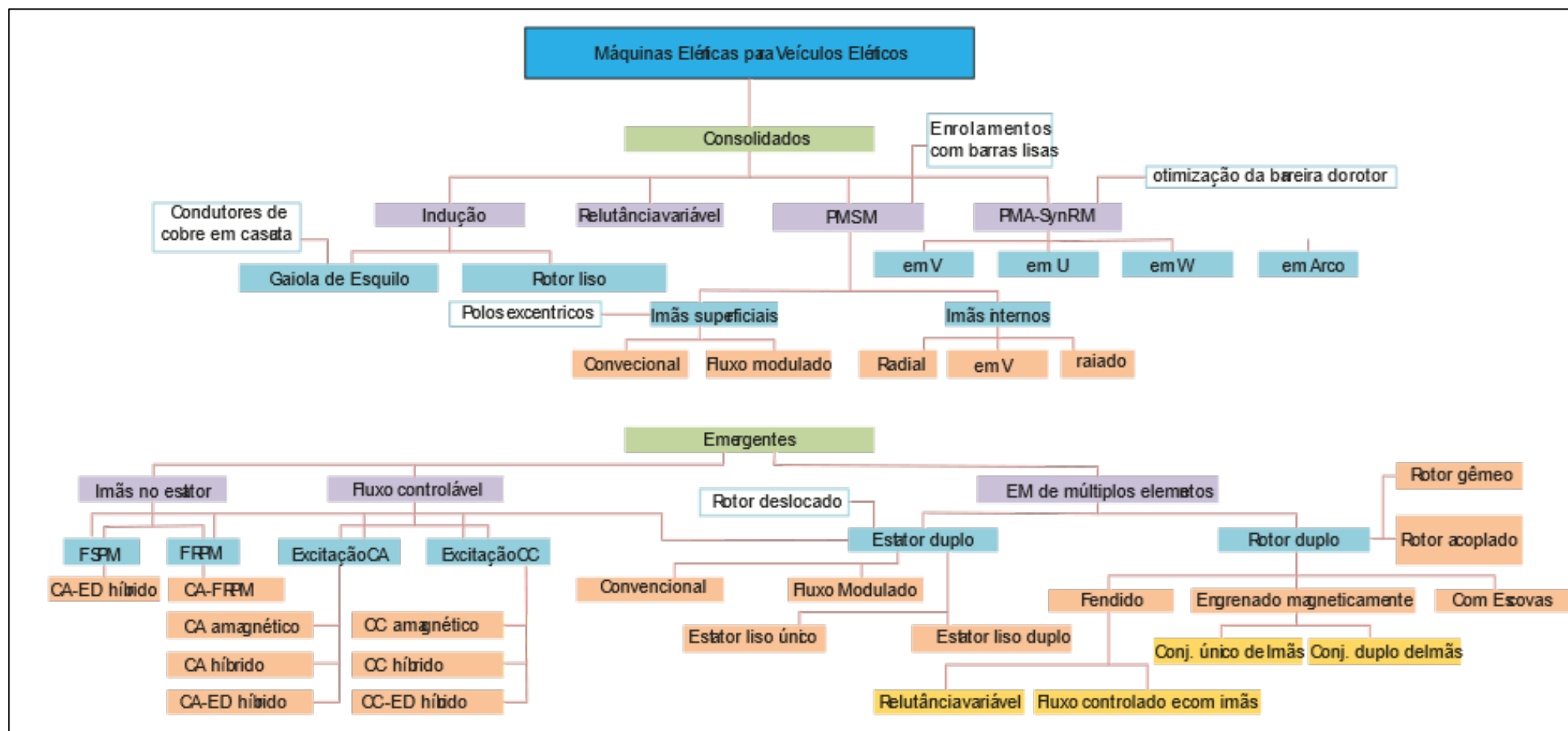
2.3.5 Máquinas Elétricas

O advento de máquinas rotativas redefiniu a indústria global, primeiramente a vapor, a combustão e, por fim, elétrico por sua capacidade de gerar energia ou consumir energia para gerar trabalho. Atualmente, as máquinas elétricas destinadas à VE possuem um funcionamento semelhante, mesmo dentro de todas as variações, sendo que cada uma apresentando vantagens e desvantagens, a depender de seu uso. Por serem estritamente trifásicas, comercialmente utilizadas e em larga escala, todas possuem um campo eletromagnético girante para induzir um torque mecânico no rotor. É importante referir-se por máquinas elétricas, e não estritamente motor elétrico, pois possuem o comportamento de gerador quando é aplicado torque mecânico no rotor e há a circulação de corrente elétrica em seus terminais, bem como possui comportamento de motor quando circula corrente elétrica por seus terminais e é gerado torque mecânico em seu rotor.

No cenário dos veículos elétricos, a seleção e implementação dos diferentes tipos de motores elétricos (ME) desempenham um papel fundamental para aprimorar o rendimento e o desempenho. O mercado oferece uma ampla gama de opções, como ilustrado na Figura 34. Dentre os tipos consolidados de motores elétricos, destacam-se as máquinas de indução (IM) que ganharam ampla aceitação devido à sua simplicidade e robustez. Estes motores dispõem de ímãs permanentes e sua construção é economicamente vantajosa. As máquinas de relutância comutada (SRM) também merecem destaque por seu rendimento e capacidade de atuação em baixas velocidades, tornando-as ideais para veículos urbanos. Em contrapartida, as máquinas síncronas de ímã permanente (PMSM) oferecem um alto nível de rendimento e desempenho constante em uma ampla faixa de velocidades. Além disso, as máquinas de relutância síncrona assistida por ímã permanente (PMA-SynRM) combinam as características de SRM e PMSM, proporcionando um equilíbrio entre rendimento e torque.

No entanto, há também tipos de motores emergentes que estão ganhando atenção: máquinas de fluxo axial, radial, transversal, misto, de ar e de líquido são inovações que visam otimizar a eficiência e o desempenho dos veículos elétricos em diferentes cenários de aplicação. Máquinas de fluxo axial são ideais para aplicações de baixa velocidade, como veículos urbanos, enquanto máquinas de fluxo radial podem fornecer alto torque em altas velocidades, adequadas para veículos de alta performance. As máquinas de fluxo transversal e misto procuram um equilíbrio entre os dois, permitindo maior flexibilidade de aplicação. Por fim, máquinas de fluxo de ar e de líquido são mais recentes e estão sendo pesquisadas para aplicações especiais, como veículos subaquáticos ou aéreos.

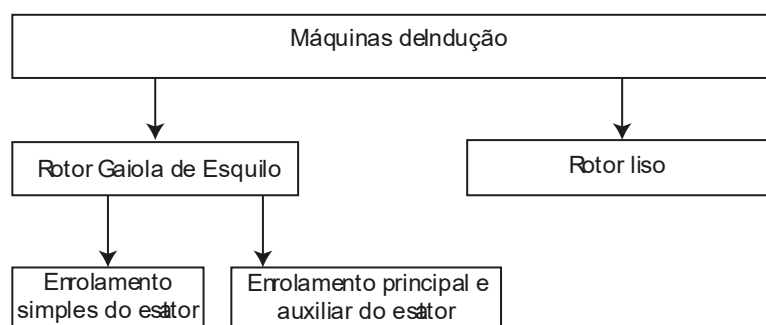
Figura 34 – Máquinas elétricas utilizadas em tração veicular.



Fonte: Adaptado de Liu, Lee, & Song (2021).

Dividindo as ME pelo seu tipo de alimentação, as máquinas de CA são divididas em síncronas e assíncronas, tratando tal sincronicidade do rotor em relação ao campo do estator. Nas máquinas assíncronas, um campo variante no tempo induz uma corrente no rotor que possui bobinas curto-circuitadas que buscam a sincronicidade, só alcançada idealmente na inexistência de carga e atrito. Depois, o campo “arrasta” o rotor, o qual possui uma diferença em sua posição angular, chamada de escorregamento. Esse escorregamento é parte característica desse motor, pois só com a velocidade relativa entre os campos eletromagnéticos que existirá força. Já no caso das máquinas síncronas o campo induzido fica completamente alinhado com o campo do rotor, que pode ser gerado por um ímã permanente ou por bobinas alimentadas em corrente contínua através de escovas.

Figura 35 – Variações de IM.



Fonte: Adaptado de Dorf (2006).

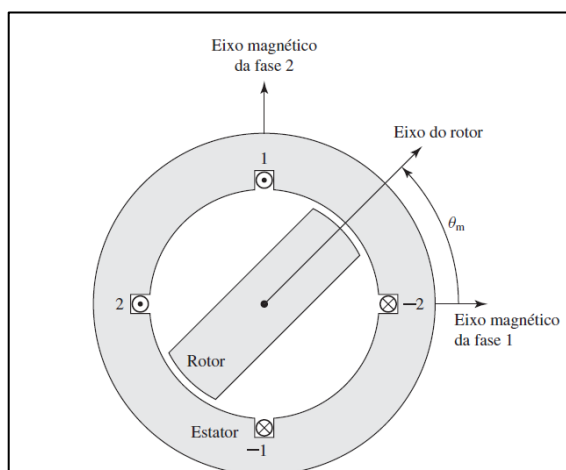
Nas máquinas CC, o campo de armadura, responsável pela maior transferência de potência, está no rotor, diferentemente dos demais tipos de motor. Essa transferência se dá por meio de contatos elétricos chamados escovas, tipicamente hastes de grafite que conduzem eletricidade e deslizam sobre o rotor, enquanto no estator está o enrolamento de campo, com potência significativamente menor. O mecanismo de escovas mecanicamente acopladas ao rotor é responsável também pela transformação elétrica de CA para CC, uma vez que esse contato muda a polaridade, retificando a onda. Existem diversos tipos de configurações para máquinas CC com variações no arranjo dos enrolamentos de campo em relação a sua alimentação: em série com o enrolamento principal, em paralelo, composto ou independente. Que podem alterar a alimentação do rotor ou representarem algum grau de complexidade desnecessário a depender a aplicação.

Tem se evoluído muito a tecnologia de máquinas elétricas e virtude do aumento do interesse de diminuição do custo e viabilização de tecnologias como o carro elétrico e aeronaves elétricas, revolucionando o mercado de mobilidade. Em termos comparativos e ilustrativos, por se tratarem de tipos diferentes, entre máquinas de potência semelhante, existem máquina de indução trifásica WEG WE22 de 110kW pesando 1160kg e com volume de 315L de carcaça enquanto um PMSM com fluxo axial EMRAX 228 de 109kW pesando apenas 12,4kg e com volume de 3,5L. Evidentemente, o primeiro se trata de uma máquina de uso praticamente ininterrupto com valor elevado de carga durante toda operação, enquanto o segundo desempenha um envelope de direção variável, sem exigir elevado valor de carga continuamente.

2.3.5.1 Máquinas de Relutância Variável

A máquina de relutância é o tipo mais simples de máquina elétrica. É constituída de um estator com enrolamentos e um núcleo com alta permeabilidade magnética. Seu funcionamento é dado pela concatenação de fluxo gerado pelos enrolamentos do estator alinhados com a orientação do rotor, o que vincula seu controle à posição do eixo. Pois assim pode-se controlar o fluxo magnético para que o campo girante gerado pelo estator esteja sincronizado com a posição do rotor, como pode ser analisada essa relação na Figura 36, assim caracterizando esse dispositivo como uma máquina síncrona. São equipamentos que tiveram pouco aproveitamento no passado, mas que se tornaram mais acessíveis para essa aplicação devido ao menor custo dos controladores digitais: DSP, DSC, FPGA, Microcontroladores e outras tecnologias. O cenário automobilístico elétrico atual tem demonstrado o aumento na utilização de máquinas de relutância variável, principalmente no meio veicular, como foi já foi discutido durante a análise prévia. São geralmente associados a ímãs permanentes em diferentes configurações, compondo assim uma máquina de comportamento híbrido máquina de relutância de ímãs permanentes.

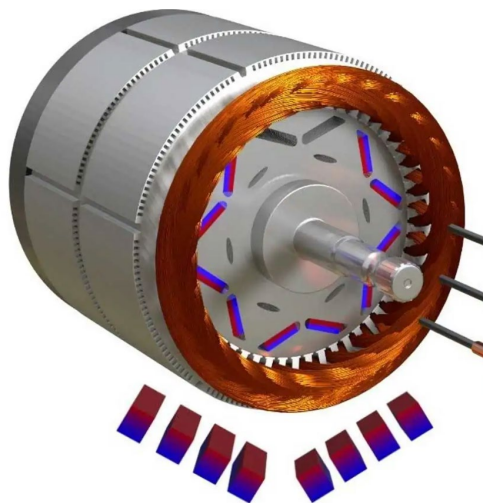
Figura 36 – Representação em corte do rotor e estator.



Fonte: (Fitzgerald & Kingsley, 2014)

Das máquinas atualmente utilizadas, duas configurações podem ser citadas pela sua relevância, sendo elas as máquinas de relutância variável de: ímãs superficiais e de ímãs internos, esse ilustrado na Figura 37. Tais tipos de máquinas conferem maior flexibilidade, como também nomes bem grandes que convém, portanto, serem referenciados seus acrônimos: PM-SyncRM (*Permanent Magnet Synchronous Reluctance Machine*) ou ainda mais detalhado como IPM-SyncRM (*Interior Permanent Magnet Synchronous Reluctance Machine*) e SPM-SyncRM (*Interior Permanent Magnet Synchronous Reluctance Machine*). A indústria automotiva concentra grandes esforços para diminuir o custo e aumentar o desempenho de seus produtos, por inúmeras questões, dentre elas: por exigências normativas (que já foram comentadas anteriormente); por uma questão lucrativa, simplificando a fabricação ou aumentando a margem de lucro. Nesse sentido, a Tesla em seu veículo Model 3 buscou a uma combinação de máquina de ímã permanente interno e máquina de relutância variável com fendas em V. Esse tipo de construção confere a vantagem de operação da máquina com as duas formas de operação, sendo possível selecionar suas características de acordo com o sincronismo com o campo: em baixas rotações existem vantagens em operá-la como uma máquina de ímã permanente e em altas velocidades como uma máquina de relutância variável, suprimindo grandes efeitos do campo contra magneto motriz. Essa configuração mais tarde teve versões produzidas também por outras montadoras, tal como no modelo elétrico do Toyota Prius, com ímãs inteiriços, diferente dos ímãs da Tesla que são pequenos ímãs em cada uma das fendas.

Figura 37 – Disposição interior do estator com imãs permanentes.



Fonte: (Lesics, 2020)

Como também só o estator possui perdas por condução, fica mais fácil implementar soluções de dissipação térmica, como refrigeração líquida, permitindo uma redução drástica do volume e peso final com elevada densidade de potência.

2.3.5.2 Máquinas Síncrona

As máquinas síncronas são extremamente importantes, especificamente tratando de sua operação como geradores. Como o eixo mecânico está acoplado com o campo elétrico, torna-se imediata a sua importância na geração de corrente alternada para transmissão de energia elétrica, uma vez que sua em rotação constante é obtida também uma frequência elétrica constante. Mas é o tipo de máquina que vem sendo amplamente utilizado também como motor, depois que melhorados os aspectos tecnológicos de controle.

As máquinas síncronas, Figura 38, podem ter dois tipos de enrolamentos: de armadura e de campo. No enrolamento de armadura é onde a maior parte da potência fornecida ou gerada circula e, de maneira geral, está na região estacionária do equipamento, chamada de estator. Já o enrolamento de campo está no rotor, parte girante do equipamento, com potência CC fornecida através de contatos rotativos: anéis coletores ou anéis deslizantes girantes. E no caso da construção que se faz uso de imãs permanentes, presente caso, o campo estacionário gerado pelos imãs substituem o campo gerado pelo enrolamento de campo. Essa configuração torna-se vantajosa devido a alguns fatores: enrolamento de armadura de grande potência, e geralmente polifásico, no estator e um enrolamento de armadura, de baixa potência. Tal construção favorecendo uma simplicidade construtiva e melhor refrigeração dos enrolamentos por perda

ômica, permitindo até mesmo a inserção de sistemas de refrigeração por líquido. Com a utilização de ímãs permanentes no rotor, não há necessidade de consumo de energia para excitar o fluxo CC do rotor, permitindo maior potencial para aumentar o rendimento da máquina, em contrapartida não há como variar o fluxo de campo em resposta às condições de operação da máquina.

Para uma máquina de dois polos, a tensão na bobina contém um ciclo a cada revolução. Assim, se essa máquina gira com velocidade constante através de uma excitação mecânica externa, e os enrolamentos de armadura encontram-se em aberto. Como trata-se de uma máquina síncrona, a frequência elétrica da tensão gerada (em Hz) é a mesma do número de rotações do rotor por segundo, conforme a Equação (33) e consequentemente as Equações (34) e (35). Da mesma forma que a máquina de dois polos, na condição de uma máquina síncrona de 4 polos, as bobinas são ligadas de modo que os polos tenham polaridades alternadas, às quais podem ser ligadas em série ou em paralelo, fazendo com que a tensão gerada passe por dois ciclos completos a cada revolução do rotor. Portanto, a frequência da tensão será o dobro da frequência de rotação do rotor, nas mesmas unidades da condição anterior.

$$\theta_e = \left(\frac{polos}{2}\right) \times \theta_s \quad (33)$$

$$\omega_e = \left(\frac{polos}{2}\right) \omega_s \quad (34)$$

$$f_e = \left(\frac{polos}{2}\right) \frac{n}{60} \text{ Hz} \quad (35)$$

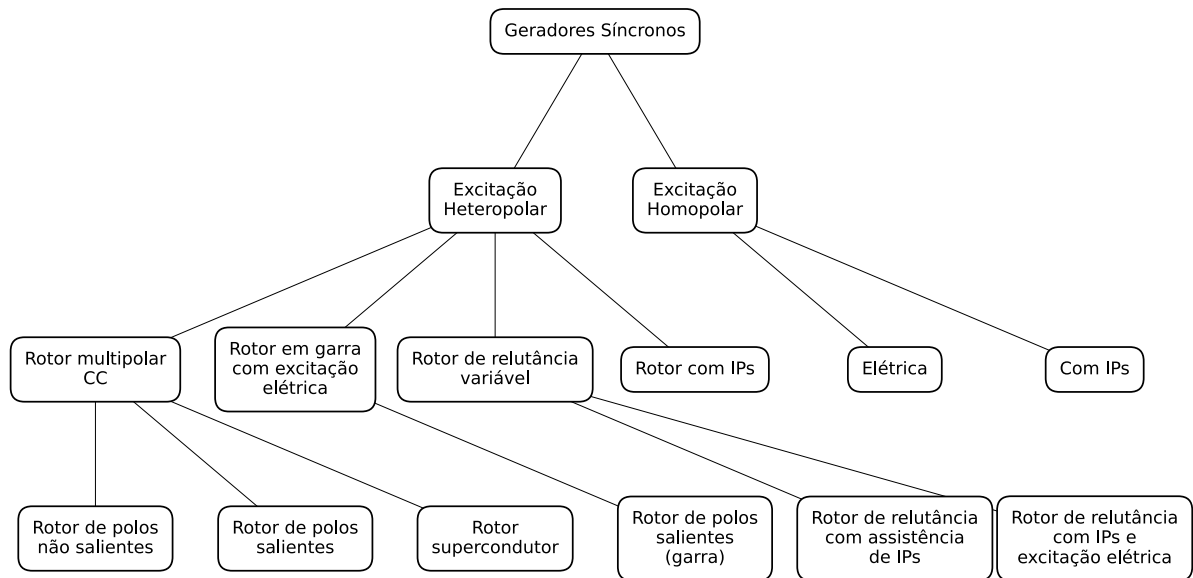
n = rotação em rpm.

f_e =frequência elétrica.

ω_e = velocidade angular da rede.

ω_s = velocidade angular do campo girante.

Figura 38 – Variações de SM.



Fonte: (Dorf, 2006)

Quando a máquina síncrona é operada como gerador, ou seja, um conjugado mecânico é aplicado no eixo e em seus terminais do enrolamento de armadura estão conectados à carga, o fluxo de campo induz um fluxo síncrono no enrolamento de armadura, resultando na indução de corrente. Essa corrente cria uma onda de fluxo que reage ao fluxo de campo que tendem a se alinhar. Esse é, portanto, o mecanismo eletromecânico ao qual o gerador converte energia mecânica em elétrica. Assim, o fluxo de campo realiza trabalho ao arrastar o fluxo de armadura.

Já quando a máquina síncrona é operada como um motor é necessário que seja aplicado uma tensão CA no enrolamento de armadura e que o enrolamento de campo esteja alimentado por uma CC para que haja um conjugado eletromecânico. O campo produzido pelas correntes de armadura gira a polos/2 vezes a frequência de alimentação do enrolamento de armadura. Assim, o fluxo de armadura gira à frente do de campo, arrastando-o e, conseqüentemente, realizando trabalho.

A equação do conjugado da máquina síncrona em regime permanente é expressa na equação (36):

$$T = \frac{\pi}{2} \left(\frac{\text{polos}}{2} \right)^2 \Phi_R F_f \text{sen}(\delta_{RF}) \quad (36)$$

Φ_R = fluxo resultante por polo no entreferro

F_f = FMM do enrolamento CC de campo*

δ_{RF} = ângulo de fase elétrica entre os eixos magnéticos de Φ_R e F_f

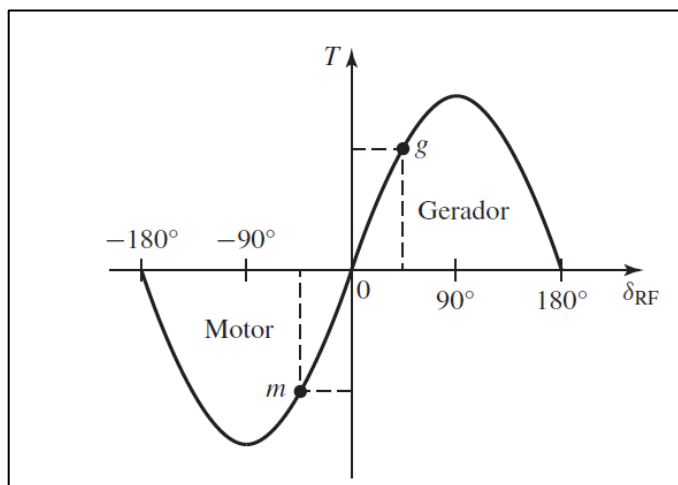
Como visto, pode-se fazer um resumo sobre as características elétricas da máquina síncrona:

- a) Um gerador síncrono é uma fonte de tensão cuja frequência é determinada pela velocidade do rotor;
- b) A tensão terminal é proporcional, tanto à velocidade do rotor quanto à corrente de campo;
- c) A corrente terminal do gerador e o fator de potência são consequências do campo, da impedância do gerador e da carga;
- d) O conjugado é controlado tanto pela corrente de campo quanto pelo fluxo de entreferro, sendo a primeira limitada pela capacidade de refrigeração e a segunda pela saturação do entreferro.

Quando operado como um gerador, atua no mesmo sentido de rotação do rotor, impulsionando a FMM do rotor à frente do fluxo de armadura resultante e opondo-se à rotação. Já como motor, o conjugado eletromecânico atua no rotor em sentido inverso de rotação, opondo-se ao conjugado mecânico (carga).

Como pode ser visto na Figura 39, o controle sobre o fluxo resultante no entreferro define o comportamento de uma máquina síncrona, alcançando seu valor de máximo conjugado em sincronismo em 90° . Na condição de gerador, pode ser observado que qualquer valor que exceda esse ponto de operação irá perder o sincronismo, não havendo um conjugado eletromecânico que consiga contrabalancear esse incremento.

Figura 39 – Característica de conjugado vs ângulo.



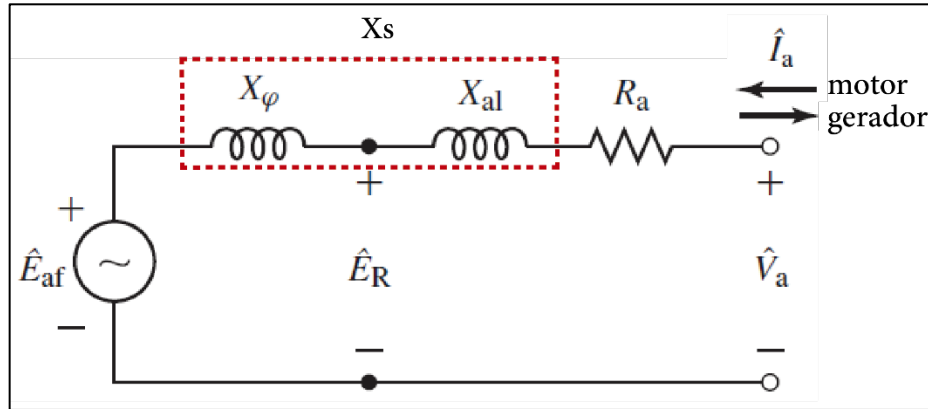
Fonte: (Fitzgerald & Kingsley, 2014)

Já na condição de motor, se houver um aumento de conjugado no eixo, além do conjugado máximo, o motor perderá o sincronismo e irá desacelerar pela influência da carga. Assim, para se operar um motor, não basta alimentar seus terminais nas condições de tensão e frequência nominais, mas sim estabelecer o sincronismo entre os campos. A solução moderna para isso, e a utilizada no setor automobilístico, é o uso de equipamentos eletrônicos chaveados, denominados inversores, que se trata de conversores CC/CA com controle de tensão e frequência, garantindo o sincronismo da partida até seus valores nominais.

2.3.5.3 Circuito equivalente

Descrito o comportamento da máquina síncrona, parte-se para a compreensão do modelo de máquina síncrona, que pode ser visto na Figura 40, sendo descrito pela composição de uma resistência série, correspondendo à potência ativa transferida à máquina e a reatância síncrona, correspondendo à potência reativa, composta por uma parcela de dispersão e outra parcela do fluxo girante do entreferro. Importante salientar a tensão de entreferro, tratando-se da tensão interna gerada pelo fluxo resultante de entreferro; a tensão terminal $\hat{V}_a$, a tensão resultante nos terminais físicos da máquina; e $\hat{E}_{af}$ a tensão interna. Sendo adotado o sentido da corrente entrando no terminal positivo como sendo um motor e saindo do mesmo terminal como sendo um gerador.

Figura 40 – Modelo Máquina síncrona: composição da reatância síncrona e tensão de entreferro destacada.



Fonte: Adaptado de (Fitzgerald & Kingsley, 2014)

Em função da corrente circulante que flui por cada um dos enrolamentos, são gerados fluxos de campos que interagem entre si, resultando em indutâncias mútuas e próprias, conforme mostrado abaixo nas equações (37), (38), (39) e (40).

$$\lambda_a = \mathcal{L}_{aa}i_a + \mathcal{L}_{ab}i_b + \mathcal{L}_{ac}i_c + \mathcal{L}_{af}i_f \quad (37)$$

$$\lambda_b = \mathcal{L}_{ba}i_a + \mathcal{L}_{bb}i_b + \mathcal{L}_{bc}i_c + \mathcal{L}_{bf}i_f \quad (38)$$

$$\lambda_c = \mathcal{L}_{ca}i_a + \mathcal{L}_{cb}i_b + \mathcal{L}_{cc}i_c + \mathcal{L}_{cf}i_f \quad (39)$$

$$\lambda_f = \mathcal{L}_{fa}i_a + \mathcal{L}_{fb}i_b + \mathcal{L}_{fc}i_c + \mathcal{L}_{ff}i_f \quad (40)$$

A notação $\mathcal{L}$ denota uma indutância variável que depende da posição do eixo do rotor. Sendo $\mathcal{L}_{xx}$ correspondente à $\mathcal{L}$ com índice repetido (indutância própria) e $\mathcal{L}_{xy}$ correspondente à $\mathcal{L}$ com índices diferentes (indutância mútua). Vale ressaltar que $\mathcal{L}_{xy} = \mathcal{L}_{yx}$. A indutância própria pode ser decomposta em duas, como pode ser visto na equação (41).

$$\mathcal{L}_{xx} = L_{xx0} + L_{xl} \quad (41)$$

Onde L é usado para indicar uma indutância que não depende da posição θ_m do rotor. Sendo L_{xx0} , com índice acompanhado de zero, a indutância equivalente à componente fundamental da resultante de fluxo de entreferro. E L_{xl} é a componente de dispersão, com índice l remetendo à *leakage*, notação comum das referências em inglês.

Tanto a indutância própria do rotor quanto do estator não dependem da posição angular do eixo. No entanto, a indutância mútua entre rotor-estator depende, sendo denotada conforme seguem as equações (42), (43) (44), dada a simetria entre fases.

$$\mathcal{L}_{af} = L_{fa} \cos(\theta_{me}) \quad (42)$$

$$\mathcal{L}_{bf} = L_{fb} \cos(\theta_{me} - 120^\circ) \quad (43)$$

$$\mathcal{L}_{cf} = L_{fc} \cos(\theta_{me} + 120^\circ) \quad (44)$$

Girando na velocidade síncrona (ω_s), a posição angular do rotor corresponde à equação (45).

$$\theta_m = \omega_s t + \delta_0 \quad (45)$$

Sendo:

δ_0 =posição angular inicial do rotor;

θ_m = *posição angular do eixo*.

As expressões das indutâncias podem ser reescritas como apresentado nas equações (46), (47)e (48).

$$\mathcal{L}_{af} = L_{fa} \cos(\omega_e t + \delta_{e0}) \quad (46)$$

$$\mathcal{L}_{bf} = L_{fb} \cos(\omega_e t + \delta_{e0} - 120^\circ) \quad (47)$$

$$\mathcal{L}_{cf} = L_{fc} \cos(\omega_e t + \delta_{e0} + 120^\circ) \quad (48)$$

Como as fases de uma máquina trifásica estão igualmente espaçadas em 120° , todas as indutâncias mútuas entre fases do estator serão proporcionais à $\cos(120^\circ)$, o que resulta na equação (49).

$$\mathcal{L}_{ab} = \mathcal{L}_{bc} = \mathcal{L}_{ca} = \cos(120^\circ) L_{aa0} = -\frac{1}{2} L_{aa0} \quad (49)$$

Permitindo que se possa reescrever o fluxo concatenado por fase, (50) e (51).

$$\lambda_a = (L_{aa0} + L_{al})i_a + \left(-\frac{1}{2}L_{aa0}\right)i_b + \left(-\frac{1}{2}L_{aa0}\right)i_c + \mathcal{L}_{af}i_f \quad (50)$$

$$\lambda_a = (L_{aa0} + L_{al})i_a - \frac{1}{2}L_{aa0}(i_c + i_b) + \mathcal{L}_{af}i_f \quad (51)$$

Por se tratar de um sistema trifásico simétrico e equilibrado, tem-se (52) e (53):

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (52)$$

$$i_b + i_c = -i_a \quad (53)$$

Simplificando a equação (51), e definindo a indutância síncrona (57), por meio de (54), (55) e (56).

$$\lambda_a = (L_{aa0} + L_{al})i_a - \frac{1}{2}L_{aa0}(-i_a) + \mathcal{L}_{af}i_f \quad (54)$$

$$= \left(\frac{3}{2}L_{aa0} + L_{al}\right)i_a + \mathcal{L}_{af}i_f \quad (55)$$

$$= L_s i_a + \mathcal{L}_{af}i_f \quad (56)$$

Onde:

$$L_s = \frac{3}{2}L_{aa0} + L_{al} \quad (57)$$

A indutância síncrona, portanto, se trata da indutância efetiva vista por uma fase em regime permanente e em condições trifásicas simétricas e equilibradas. Conformando no modelo apresentado inicialmente de reatância síncrona, $X_s = L_s \omega_e$, portanto, (58).

$$X_s = X_\varphi + X_{al} \quad (58)$$

φ =denotando a componente 3/2 vezes a indutância efetiva do entreferro de L_s .

E permitindo construir o modelo, (59) e (60), por meio de sua respectiva tensão terminal $\hat{V}_a$.

$$\hat{V}_a = R_a \hat{I}_a + jX_s \hat{I}_a + \hat{E}_{af} \quad (59)$$

$$\hat{E}_{af} = R_a \hat{I}_a + jX_s \hat{I}_a + V_a \quad (60)$$

Por fim (61).

$$e_{af} = \frac{d}{dt}(\mathcal{L}_{af} i_f) = -\omega_e L_{af} I_f \text{sen}(\omega_e t + \delta_{e0}) \quad (61)$$

Que leva a tensão complexa (62).

$$\hat{E}_{af} = j \left(\frac{\omega_e L_{af} I_f}{\sqrt{2}} \right) e^{j\delta_{e0}} \quad (62)$$

Corresponde à sua amplitude eficaz (63).

$$E_{af} = \frac{\omega_e L_{af} I_f}{\sqrt{2}} \quad (63)$$

A partir da seguinte relação (64).

$$e_{af} = \text{Re}[\sqrt{2} \hat{E}_{af} e^{j\omega_e t}] \quad (64)$$

Em uma máquina síncrona de ímãs permanentes E_{af} é constante e, portanto, será denotado por E_{am} .

Com o modelo completo, também podemos expressar a potência instantânea, a soma da potência de cada fase (65).

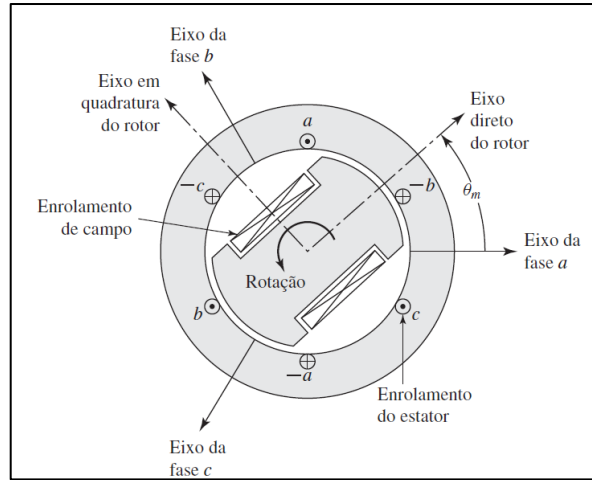
$$p_s = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (65)$$

2.3.5.4 Transformação dq0

Toda a manipulação algébrica realizada até agora foi tendo uma referência estática, assim o campo e o rotor giram em relação ao estator. Pode-se abordar essa mesma situação do ponto de vista do rotor, assim o campo girante, já que síncrono, estaria estático nessa referência, conforme a Figura 41: Máquina síncrona em termos das componentes dq0.. A transformada dq0, ou transformada de Clark e Park, é responsável por essa mudança de referência. Portanto, ao invés das componentes trifásicas abc tem-se os componentes direto, alinhado com a saliência de um motor de polos salientes, o eixo em quadratura, 90° a frente o eixo direto, e o eixo zero, responsável pela coerência matemática da transformada, tratando-se do fluxo líquido de

armadura que não é concatenado pelo rotor. Mas em um sistema equilibrado, essa componente acaba tendo valor nulo.

Figura 41 – Máquina síncrona em termos das componentes dq0.



Fonte: (Fitzgerald & Kingsley, 2014)

Para isso, temos a matriz transformação (66), sendo válida para quaisquer equações em função das componentes trifásicas

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{me}) & \cos(\theta_{me} - 120^\circ) & \cos(\theta_{me} + 120^\circ) \\ -\sin(\theta_{me}) & -\sin(\theta_{me} - 120^\circ) & -\sin(\theta_{me} + 120^\circ) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (66)$$

E sua matriz inversa (67).

$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{me}) & -\sin(\theta_{me}) & 1 \\ \cos(\theta_{me} - 120^\circ) & \sin(\theta_{me} - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta_{me} + 120^\circ) & \sin(\theta_{me} + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} \quad (67)$$

Assim, pode-se obter as equações dos fluxos concatenados (68).

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_{af} i_f = L_d i_d + \lambda_f \quad (68)$$

E em se tratando de PMSM a parcela do fluxo é constante, (69) e (70), como visto acima:

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (69)$$

$$\lambda_0 = L_0 i_0 \quad (70)$$

E da mesma forma, obter os valores de tensão dos eixos direto e em quadratura (73), (71) e (72). E, portanto, montar o modelo elétrico conforme a Figura 42.

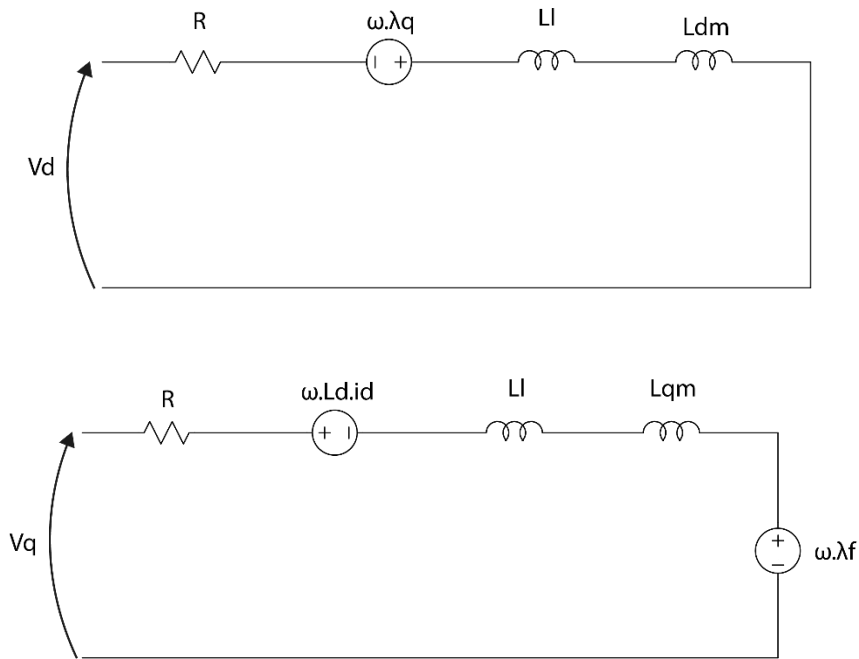
$$v_q = Ri_q + \frac{d}{dt}\lambda_q + \omega_e\lambda_d \quad (71)$$

$$v_d = Ri_d + \frac{d}{dt}\lambda_d - \omega_e\lambda_q \quad (72)$$

$$v_0 = Ri_0 + \frac{d}{dt}\lambda_0 \quad (73)$$

Permitindo que se tenha um novo modelo elétrico para o circuito, conforme segue na Figura 42.

Figura 42 – Circuitos equivalente do eixo direto e em quadratura



Fonte: adaptado de (BOSE, 2002).

Então, podemos obter a potência instantânea em termos dessas componentes (74).

$$p_s = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q + 2v_0 i_0) \quad (74)$$

E por fim o torque mecânico. Em termos do fluxo concatenado (75).

$$T = 3 \left(\frac{polos}{2} \right) (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (75)$$

E em termos das indutâncias (76).

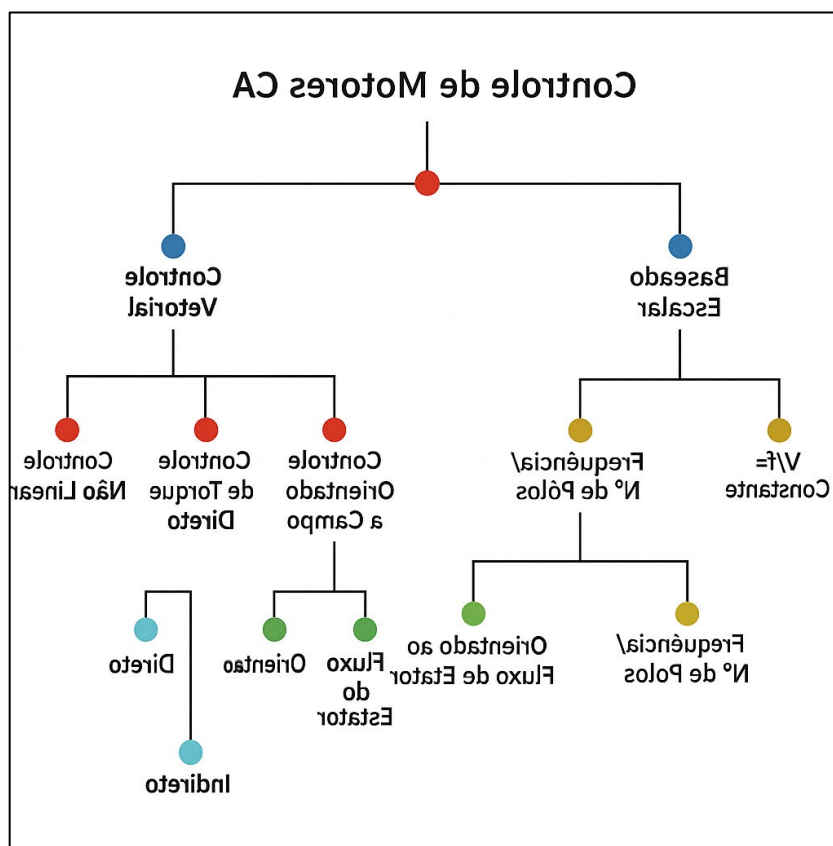
$$T = 3 \left(\frac{polos}{2} \right) (\lambda_f i_q + (L_d - L_q) i_q i_d) \quad (76)$$

2.3.5.5 Controle de Máquinas Elétricas

O controle eficiente e preciso dos motores elétricos desempenha um papel fundamental no desempenho de veículos elétricos (VEs). Tradicionalmente, técnicas convencionais de controle foram amplamente empregadas para regular a velocidade, o torque e o comportamento geral dos motores elétricos. Algumas dessas técnicas convencionais incluem o Controle de Largura de Pulso (PWM), o Controle de Velocidade com Realimentação de Posição e o Controle de Tensão Constante. Essas abordagens proporcionaram uma base sólida para o desenvolvimento dos primeiros VEs, mas, à medida que a demanda por desempenho, eficiência e conforto de condução aumentou, surgiram técnicas avançadas de controle para enfrentar esses desafios. (Liu, Lee, & Song, 2021).

No entanto, existem técnicas avançadas que extrapolam as limitações das abordagens tradicionais e oferecem uma série de vantagens, Figura 43.

Figura 43 – Estratégias de controle de ME para EV.



Fonte: (S. Sakunthala, 2018).

Uma das estratégias que mais se destacam é o Controle de Vetor de Campo Orientado (FOC), que tem como objetivo rastrear o vetor do campo magnético do motor elétrico. O FOC oferece controle preciso da velocidade e do torque do motor, tornando-o altamente eficaz em uma variedade de condições de operação. Essa estratégia permite que os VEs forneçam uma resposta rápida e precisa às demandas de aceleração, desaceleração e direção, garantindo uma experiência de condução suave e responsiva em uma ampla gama de cenários de direção.

Isso é essencial para garantir que os motoristas possam controlar seus veículos com confiança, previsibilidade e conforto. Conforto, pois, um bom sistema de controle também proporciona a redução de ruído e vibração, devido a transições de torque mais suaves, supressão de harmônicos e um perfil de comutação otimizado.

É imprescindível não dissociar a capacidade de controlar regeneração de energia. Motivo pelo qual torna-se vantajosa a implementação em veículos de tração combinada, com função primordial na maximização do rendimento energético durante desacelerações e a

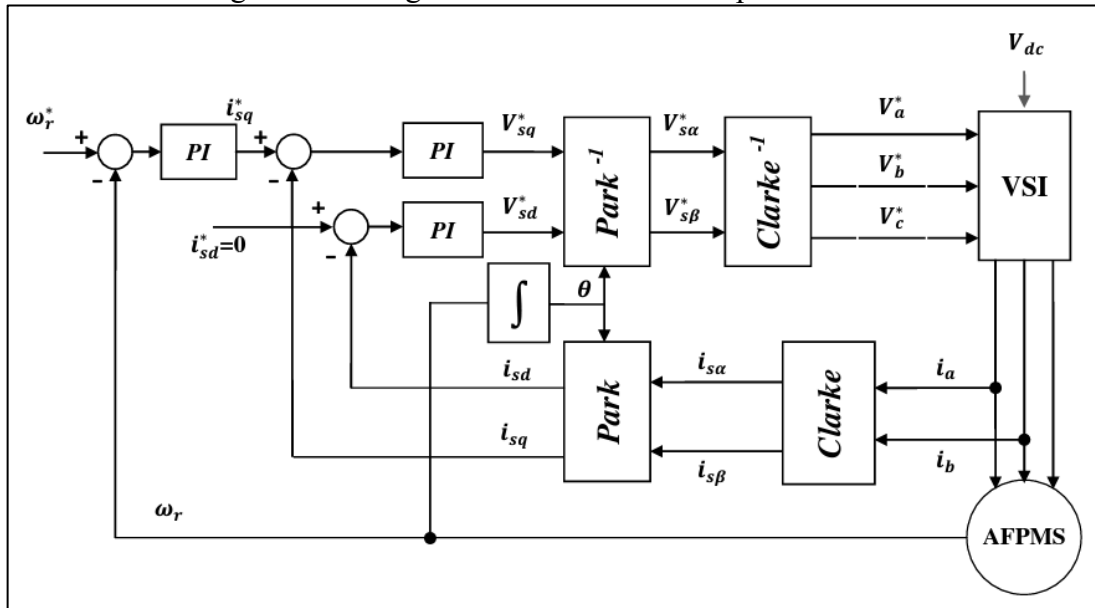
frenagens. Os VEs podem usar técnicas avançadas de controle para otimizar a recuperação de energia, reduzindo o consumo de energia e assim aumentando a autonomia.

2.3.5.6 Controle de Máquinas Síncronas de fluxo axial

Dentre os diversos tipos de máquinas elétricas, as máquinas de fluxo axial de ímãs permanentes AFPMSMs (Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Machine). têm se destacado por oferecer uma série de vantagens em relação aos demais tipos, tornando-as uma opção promissora para o uso automotivo. As principais vantagens em relação aos demais tipos de máquinas elétricas incluem a alta densidade de potência, alta eficiência, baixo peso e resistência a vibrações, características essas que tornam ideais para implementação em veículos compactos, possibilitando um desempenho e uma longa autonomia. A título de exemplo pode ser citado o Mercedes bens Vision AMG um veículo conceito com tecnologias desenvolvidas pela YASA, uma subsidiária da marca focada no desenvolvimento de motores de alta performance. Assim, a ME escolhida para esse projeto se trata desse tipo, especificamente do EMRAX 188.

Portanto, será abordado a seguir a modelagem matemática para seu controle utilizando o FOC, estado da arte de controle de máquinas. Essa técnica faz uso dos conhecimentos anteriormente abordados, representando suas componentes elétricas no eixo de quadratura, assim é possível desacoplar suas variáveis de interesse, velocidade e torque. Por meio de um modelo, é simulada a ME. Dados de sensores de tensão e corrente são recebidos e comparados com os dados virtualizados. Dessa forma é possível corrigir de maneira iterativa os parâmetros conferindo pouco erro. Além disso, essa tecnologia permite o controle da ME utilizando somente dados elétricos, tensão e corrente, sem a necessidade de um tacômetro, também chamado de controle *sensorless* (sem sensor), Figura 44.

Figura 44 – Diagrama de controle de campo orientado.



Fonte: (S. Sakunthala, 2018).

2.4 Dispositivos de Potência do Sistema de Tração Elétrico

A seguir, serão tratados os dispositivos de potência responsáveis pelo fluxo de potência entre as fontes armazenadoras e a ME. Será feita uma discussão geral dos critérios de seleção das topologias selecionadas sejam dos conversores como de suas disposições que configuram um sistema de tração. Com isso, o leitor estará suficientemente munido de informações para o desenvolvimento do trabalho.

2.4.1 Conversores CC-CC

O conversor CC-CC é um componente fundamental nos sistemas gerenciamento de potência de veículos elétricos (VEs). Sua função principal é converter valores de tensão e corrente do banco de baterias em valores de tensão e corrente desejadas para alimentar o barramento CC que irá suprir as demandas da ME. Bem como o processo inverso, ao armazenar a energia regenerada nas baterias em valores adequados.

Existem diferentes tipos de conversores CC-CC, incluindo unidirecionais e bidirecionais, bem como isolados e não isolados, sendo melhor indicados para cada caso dependendo dos requisitos. Esses conversores são capazes de entregar uma ampla faixa de potência com menos componentes de perdas, alta rendimento e alto ganho.

A isolação é especialmente importante em estações de carregamento de alta potência, onde é necessária uma separação entre a bateria do VE e a rede, muitas vezes usando transformadores de linha conectados à frente do conversor CA-CC ou transformadores de alta frequência conectados ao conversor CC-CC. Além disso, esses conversores exigem um circuito PFC (Fator de Potência Corretiva) para minimizar a Distorção Harmônica Total (THD) para manter o Fator de Potência unitário, conforme critérios exigidos pelos órgãos de gestão do sistema elétrico.

Já nos conversores CC-CC responsáveis pelo fluxo de potência entre a bateria e a ME também podem fazer uso da isolação para proteção do banco de baterias, mas traz outras vantagens como redução do valor da corrente circulante por meio de topologias de múltiplas fases e na miniaturização em topologias ressonantes, ao se trabalhar alta frequência devido e devido reatância indutiva aproveitar indutâncias parasitas do circuito ou só exigir componentes discretos de menor valor.

No entanto, transformadores são dispositivos que funcionam baseados na concatenação do fluxo eletromagnético. Isso implica na amplificação de componentes harmônicas que podem impactar no funcionamento de outros componentes por meio da interferência eletromagnética (IEM, Interferência Eletromagnética), principalmente em componentes com características indutivas: sejam indutância parasitas do circuito ou no próprio indutor de entrada/saída.

Existem diversas topologias de conversores CC-CC isolados, compostos por conversores de meia-ponte, ressonante, ponte completa, *Z-Source*, *forward*, *flyback*, multiportas e variações e combinações dessas. Os conversores de ponte completa são amplamente usados em sistemas de carregamento de VEs. E com uso de semicondutores mais modernos de SiC, tem se escolhido topologias mais simples como meia ponte.

Já as topologias não isoladas, trazem maior simplicidade, menor peso e volume, pela inexistência de um transformador isolador. Os problemas de IEM contidos nos conversores isolados são contornados, no entanto, devido a comutação dissipativa, diversas componentes harmônicas são irradiadas.

Existem várias topologias de conversores CC-CC não isolados comuns, incluindo conversores convencionais, entrelaçados e multiníveis. Os conversores não isolados unidirecionais clássicos incluem buck, boost, buck-boost, SEPIC/Zeta e Cuk, enquanto as

topologias aprimoradas incluem conversores em cascata, entrelaçados, multinível, sem ponte e ponte modificada, projetados usando os conversores básicos (S. S. G. Acharige, 2023).

Esse trabalho se propõe a projetar um conversor bidirecional, ou seja, com capacidade de controlar o sentido do fluxo de potência. Esse conversor será capaz de alimentar o barramento CC para alimentar a ME por meio de um inversor comercial e gerenciar a energia regenerada às fontes de armazenamento. A topologia proposta está presente na Figura 24. Será considerado também um conversor unidirecional para que seja feita a carga externamente do veículo.

2.4.1.1 Revisão Conversores Bidirecionais no Cenário Automotivo

Existe uma grande variedade de topologias utilizadas na aplicação de EVs e que vão variar de acordo com a configuração de ME, arranjo das células de bateria e SC. Algumas considerações interessantes que estão levadas no atual cenário automotivo elétrico (Das M. , Review of the Wide-Input-Wide-Output Bi-directional DC-DC Converter for Electric Vehicle Applications, 2023).:

- a) Minimização do número de componentes ativos, minimizando a complexidade, preço e perdas por condução e comutação;
- b) Topologias clássicas como de meia-ponte e ponte completa são comumente usadas devido seu rendimento, densidade de potência e custo relativamente baixo graças ao uso de semicondutores de GaN e SiC;
- c) Integrar supercapacitores com o motor do veículo elétrico, aproveitando as características de carga e descarga desse dispositivo, minimizando o desgaste das baterias;
- d) Reduzir o tamanho do conversor, distribuindo a potência em vários transformadores planares;
- e) Usar dispositivos de maiores capacidades de condução de corrente diminuindo os requisitos de resfriamento;
- f) Uso de semicondutores rápidos e lentos combinados, otimização de recursos;
- g) Essas tendencias não só reduzem o custo como também o volume e a complexidade de projeto, fabricação e operação.

Outra característica a se destacar desses conversores é o WIWO(Wide Input Wide Output), termo que caracteriza a capacidade do conversor em ter uma grande faixa de operação

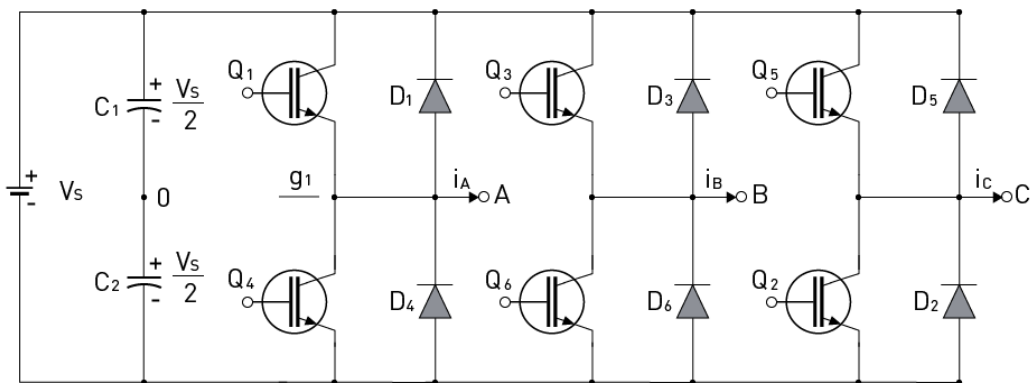
de entrada e saída. Nesse tipo de aplicação isso é fundamental ao se considerar as variações de tensão tanto do banco de baterias quanto dos supercapacitores.

2.4.2 Conversores CC-CA, Inversores

Os inversores trifásicos são dispositivos eletrônicos de potência fundamentais para aplicações em acionamento de motores e conversão de energia em sistemas industriais e veiculares. Sua principal função é converter uma tensão contínua (CC) em tensão alternada (CA) com amplitude, frequência e forma de onda controladas, geralmente com saída trifásica senoidal.

A topologia mais comum é a ponte completa trifásica com seis interruptores, frequentemente transistores do tipo IGBT ou MOSFET, dispostos em três ramos. Cada ramo é responsável por gerar uma das fases da saída. A comutação desses dispositivos é coordenada para sintetizar as formas de onda desejadas, o que é feito por meio de técnicas de modulação, Figura 45.

Figura 45 – Inversor trifásico.



Fonte: (MPS, n.d.)

A qualidade da tensão de saída e a eficiência do inversor dependem fortemente da técnica de modulação empregada. As principais técnicas são:

SPWM (Sine Pulse Width Modulation): A modulação por largura de pulso senoidal é a mais tradicional. A tensão de saída é formada por pulsos cuja largura varia de forma senoidal ao longo do tempo. Quanto maior a frequência de chaveamento, mais próxima da senoidal é a forma de onda resultante após filtragem.

SVPWM (Space Vector PWM): Essa técnica é mais eficiente que a SPWM clássica, pois explora melhor o vetor de espaço das tensões no plano α - β . Ela permite maior tensão RMS de saída (até 15% a mais que SPWM) e menor conteúdo harmônico.

DPWM (Discontinuous PWM): Utilizada para reduzir as perdas por comutação. Nessa técnica, uma das fases permanece desligada durante parte do ciclo, reduzindo o número de comutações por período.

A Tabela 13 contém um comparativo geral das técnicas de controle de máquinas com algumas de suas características.

Tabela 13 – Tipos de controle de máquina.

Técnica	Aproveitamento da Tensão DC	Qualidade Harmônica	Perdas por Comutação	Complexidade	Comentários
SPWM	~78,5%	Boa (com filtro)	Alta	Baixa	Simple de implementar, mas menos eficiente no uso da tensão do barramento.
SVPWM	~90,6%	Muito boa	Média	Média	Equilibra tensão e desempenho harmônico; requer transformações vetoriais.
DPWM	Até 100% (modo linear)	Média	Baixa	Média	Reduz perdas, útil em altas potências; gera mais harmônicos.
OVPWM	Variável (depende do alvo)	Otimizada conforme objetivo	Otimizada	Alta	Estratégia adaptativa com foco em perdas, THD ou ruído acústico.
ESVPWM	>100% (região de sobremodulação)	Pior (região não linear)	Alta	Alta	Usada para torque extra; distorce mais a forma de onda.

Fonte: elaborado pelo autor.

2.4.2.1 Índice de Modulação e Aplicações Automotivas

O índice de modulação (77) é um parâmetro fundamental em técnicas de modulação PWM, definido como a razão entre a amplitude da onda senoidal de referência e a amplitude da portadora triangular:

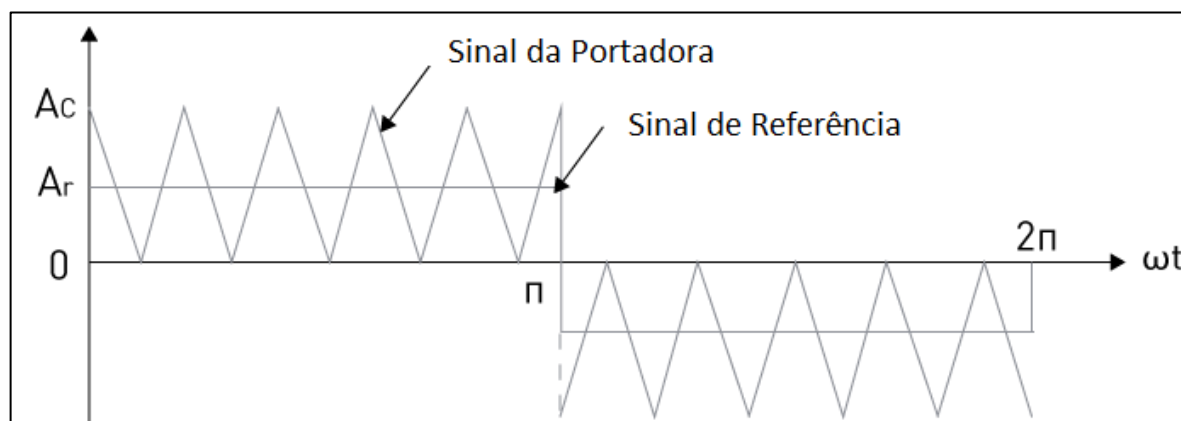
$$m_a = \frac{V_{\text{ref}}}{V_{\text{tri}}} \quad (77)$$

Esse índice determina a amplitude da tensão de saída fundamental e tem impacto direto no desempenho do inversor:

- Para $0 < m_a \leq 1$: operação na região linear, onde a fundamental da saída é proporcional ao índice.
- Para $m_a = \frac{V_{ref}}{V_{tri}} > 1$: entra-se na região de sobremodulação, em que há compressão da forma de onda e aumento de distorção harmônica, mas também maior tensão fundamental.

A ilustra graficamente o conceito de índice de modulação em técnicas de PWM senoidal (SPWM). O sinal triangular representa a portadora de alta frequência, com amplitude V_{tri} , enquanto a senoidal (ou sinal de referência) possui amplitude V_{ref} .

Figura 46 – Geração de sinal de gate em modulação PWM.



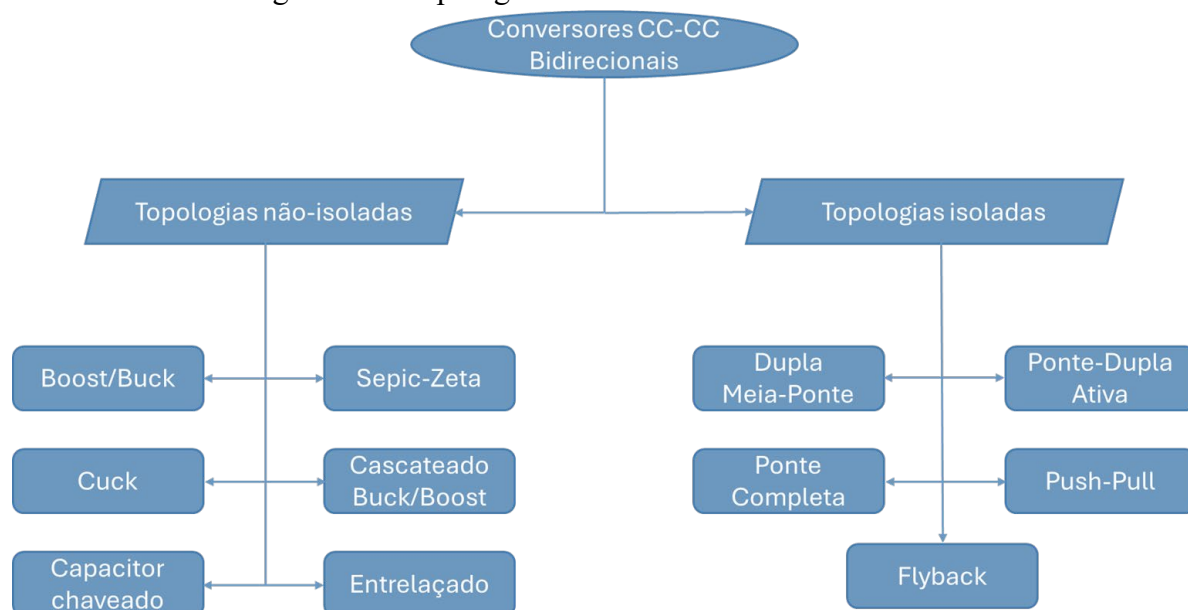
Fonte: adaptado (MPS, n.d.)

3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA E SIMULAÇÕES

3.1 Revisão Conversores Bidirecionais Clássicos

Neste capítulo, será realizada uma análise breve dos conversores bidirecionais CC-CC não-isolados, com ênfase nas arquiteturas clássicas e suas principais características, Figura 47. A compreensão desses conversores é essencial para uma apreciação mais introdutória dos conversores que serão discutidos ao longo deste trabalho.

Figura 47 – Topologias CC-CC Bidirecionais Clássicas.



Fonte: (Alatai, 2021).

Ao abordar as classes de conversores bidirecionais, será destacado as principais vantagens e desvantagens, incluindo considerações sobre ganho de tensão, ondulação de corrente, esforços nos interruptores e número de componentes. Essas métricas são cruciais para avaliar o desempenho e a rendimento desses dispositivos em aplicações práticas.

Inicialmente, conversores bidirecionais com arquitetura standard são considerados os mais básicos na literatura. A transferência de potência entre os lados de alta e baixa tensão, representadas pelas tensões V_L e V_H , respectivamente. E o sentido do fluxo de potência caracterizará os modos elevador e abaixador.

Os conversores classificados como standard exibem características como baixo ganho estático de tensão e esforços significativos sobre os dispositivos interruptores. Além disso,

requerem indutores com valores elevados de indutância para operar em modo de condução contínua (CCM).

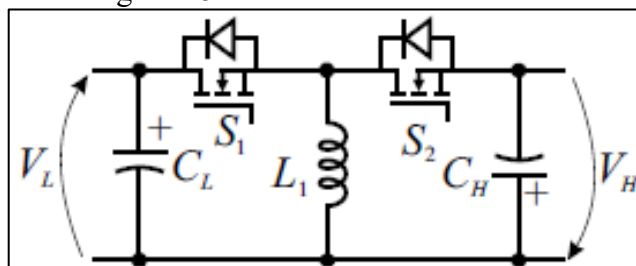
Entre os principais representantes dessa categoria estão: o conversor bidirecional buck/boost clássico, o conversor bidirecional buck-boost, o conversor bidirecional Zeta/SEPIC e o conversor bidirecional Ćuk. Cada um desses dispositivos desempenha um papel fundamental em aplicações específicas. Desambiguação: Buck-Boost é um conversor derivado da combinação de um buck na entrada e um boost na saída, ou vice versa. Já o conversor Buck/Boost é um conversor bidirecional que é Buck em um sentido e Boost em outro sentido. Devido a ordem de potência da aplicação, conversores com capacitor central serão desconsiderados da análise, os conversores SEPIC/ZETA e Ćuk. Isso pois toda corrente processada pelo conversor passa por esse capacitor, implicando tanto em perdas como em especificações muito restritas para o dispositivo, inviabilizando maiores ordens de processamento de potência. Além disso, são conversores com maior número de elementos, contendo 2 indutores, 1 capacitor central e um capacitor de saída.

A seguir, será feita abordagem da revisão classes emergentes de conversores dentro da aplicação automotiva, destacando a constante evolução e inovação nesse campo. Essa abordagem permitirá selecionar as topologias mais promissoras que por mim uma delas terá uma abordagem detalhada.

3.1.1 Buck-Boost

Como já foi comentado, esse conversor é a combinação do Buck e do Boost, resultando na topologia da Figura 48, também sendo considerado um conversor de dupla acumulação como os conversores SEPIC/ZETA e Ćuk. As principais características desse conversor, são:

Figura 48 – Buck-boost bidirecional.



Fonte: (Nimitti, 2022).

- a) Simplicidade de operação;
- b) Baixo número de componentes;
- c) Facilidade de controle.
- d) Elevado esforço de corrente e tensão sobre os interruptores, tensão máxima nos interruptores é a soma da tensão de entrada e de saída;
- e) Corrente pulsante na entrada e na saída;
- f) Tensão saída com polaridade invertida.
- g) Rendimento menor que o Buck e o Boost
- h) Possui característica elevadora e abaixadora.

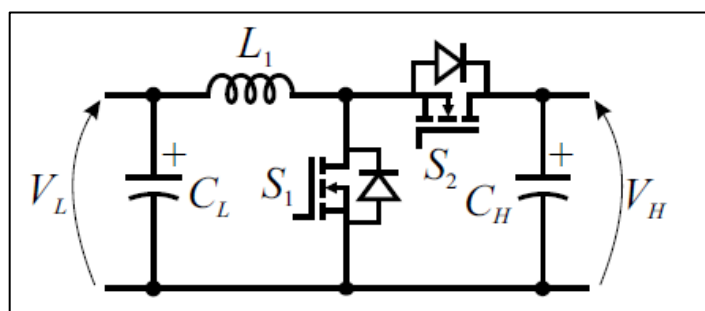
3.1.2 Buck/boost

O conversor Buck/Boost nada mais é que o conversor Buck ou Boost com dois interruptores ativos. Característica que permite a bidirecionalidade.

As principais características do conversor Buck/Boost, Figura 49, são:

- a) Simplicidade de operação;
- b) Baixo número de componentes;
- c) Facilidade de controle;
- d) Esforço de tensão sobre os interruptores menor que o Buck-Boost;
- e) Corrente pulsante na saída elevadora;

Figura 49 – Buck/Boost Bidirecional



Fonte: (Nimitti, 2022).

Topologias Avaliadas

Foi realizada a avaliação dos conversores a partir de 3 artigos de revisão, são eles (G. Lithesh, 2021), (Jagadeesh & Indragandhi, 2019) e (Om Prakash Jaga, 2023). Foi considerado rendimento, ganho estático, simplicidade de construção e simplicidade de controle. A partir desses critérios foram selecionadas topologias de conversores isolados e não isolados de aplicação em veículos elétricos mais comuns, sendo a preferência por dispositivo não isolados pelos motivos já citados.

a) Isolados

- Dupla-Ponte Ativa.
- Indutor acoplado.
- Ressonante LLC.
- Ressonante CLLC;

b) Não-Isolados

- Buck/Boost de três níveis.
- Buck de Entrada-série-saída-paralela de três níveis
- Buck-Boost a duas chaves de saída não invertida.

Em se tratando de simplicidade foi considerado o Buck/Boost a 3 níveis, pois além da simplicidade apresenta como diferencial um capacitor central com o propósito de reduzir as perdas por comutação, o que seria uma alternativa vantajosa ao conversor Buck/Boost a 2 níveis. O rendimento é um fator crucial em aplicações de alta potência, pois pequenas variações de rendimento representam valores de perdas de potência elevados. Isso é importante

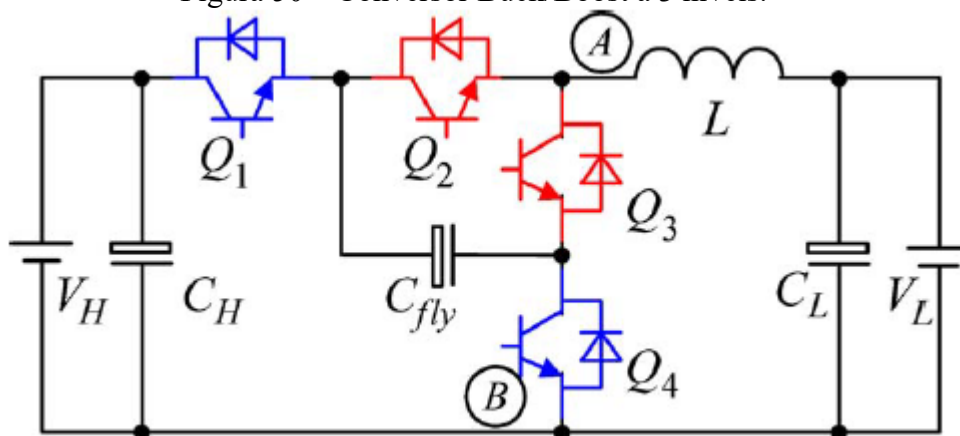
especialmente ao se considerar a tolerância térmica dos dispositivos semicondutores e os métodos aplicados para sua dissipação térmica.

Assi, será feita uma análise detalhada do conversor Buck/Boost a 3 Níveis e posteriormente comparar sua performance ao conversor Buck/Boost a 2 Níveis, avaliando justamente as vantagens advindas da modificação topológica do conversor clássico. Os artigos de revisão ressaltam o uso dessas topologias mais simples, seja não isoladas como estes ou isoladas em configurações de meia ponte, em oposição as topologias de ponte completa, considerando o uso de semicondutores de SiC. A partir disso, seu desempenho será comparado aos tradicionais IGBTs com o propósito de evidenciar essas ditas vantagens.

3.2 Conversor Buck/Boost a 3 Níveis

Esse conversor, Figura 50, é frequentemente utilizado em sistemas híbridos de energia, como em veículos elétricos. Sua arquitetura permite que a energia flua tanto de VH para o VL (as letras H e L correspondem a High e Low, alto e baixo, respectivamente do inglês) (modo abaixador), quanto de VL para o VH (modo elevador), proporcionando flexibilidade na gestão bidirecional de energia. A principal característica distintiva desse conversor é o uso de três níveis de tensão entre os interruptores em comparação com os conversores tradicionais de dois níveis.

Figura 50 – Conversor Buck/Boost a 3 níveis.



Fonte: (K. Jin, 2010).

Suas vantagens incluem a redução significativa do estresse de tensão nos interruptores, tornando-o adequado para aplicações de alta tensão. Além disso, a resposta dinâmica é aprimorada devido à capacidade de redução do indutor. Isso faz com que seja uma escolha adequada para sistemas que requerem um rápido acompanhamento de mudanças na carga.

Uma característica notável desse conversor reside na contribuição significativa do capacitor flutuante (Cfly) para a redução dos esforços de tensão no bloqueio, resultando, consequentemente, em menores perdas durante a comutação. Isso se deve à redução da tensão de cruzamento com a corrente, proporcionada pelo capacitor, aumentando seu rendimento.

A partir da Figura 50 é possível notar que VH e VL representam os lados de alta e baixa voltagens, respectivamente. CH e CL são os capacitores de filtro de cada lado, L é o indutor, e Cfly é o capacitor flutuante. Q1-Q4 e Q2-Q3 são controlados de forma complementar, enquanto Q1, Q2 e Q3, Q4 são controlados de maneira entrelaçada.

Quando a energia flui de VH para VL, operando no modo abaixador; Q1 e Q2 são controlados para regular a tensão de saída. Assim, Q1 e Q2 são definidos como interruptores ativos, enquanto Q3 e Q4 são os interruptores passivos, operando como retificação síncrona. Quando a energia flui de VL para VH, opera no modo elevador; Q3 e Q4 são controlados para regular a saída. Nesse caso, Q3 e Q4 são os interruptores ativos, enquanto Q1 e Q2 são os interruptores passivos.

A razão cíclica do interruptor ativo, ou seja, D , pode variar de zero a um. A razão cíclica do interruptor passivo é D' . O conversor opera de maneira diferente quando D é maior que 0,5 ou menor que 0,5.

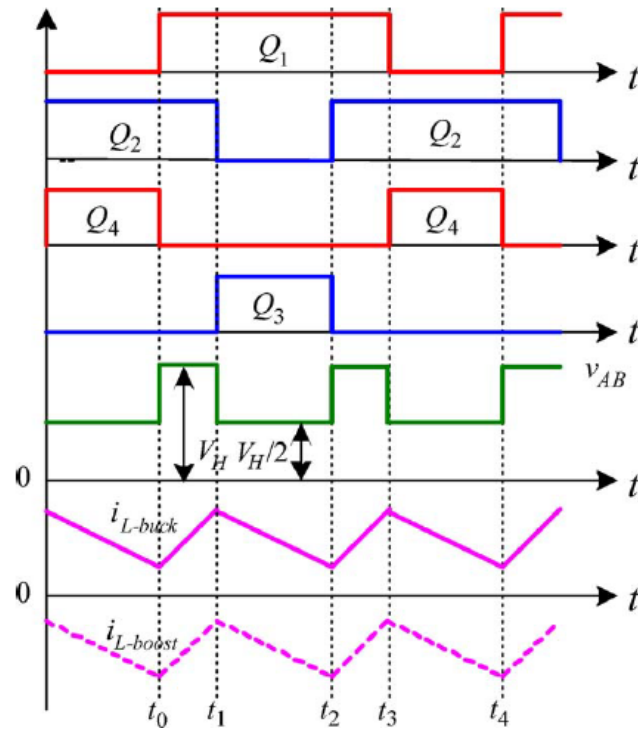
Para se analisar o princípio de operação desse conversor devem ser feitas as seguintes considerações: 1) Todos os interruptores são ideais; 2) todos os capacitores e indutores são ideais; e 3) o capacitor flutuante Cfly é suficientemente grande para ser tratado como uma fonte de tensão com valor de $VH/2$.

O funcionamento desse conversor possui quatro modos: boost com $D > 0.5$ e $D < 0.5$; e buck com $D > 0.5$ e $D < 0.5$. Os modos boost com $D > 0.5$ e buck $D < 0.5$ possuem as mesmas etapas apenas com a distinção da direção da corrente circular no sentido inverso do buck. Assim como nos modos boost com $D < 0.5$ e buck $D > 0.5$ acontece da mesma maneira. Dessa forma, as etapas desses modos serão tratadas em conjunto.

3.2.1 Modo Buck $D > 0,5$ e Boost $D < 0,5$

Na Figura 51, estão presentes as formas de onda do conversor nos modos buck $D > 0,5$ e boost $D < 0,5$.

Figura 51 – Formas de onda do conversor nos modos buck $D > 0.5$ e boost $D < 0.5$.



Fonte: (K. Jin, 2010).

E o tempo de cada etapa do conversor pode ser expressa por meio das equações (78), (79) e (80).

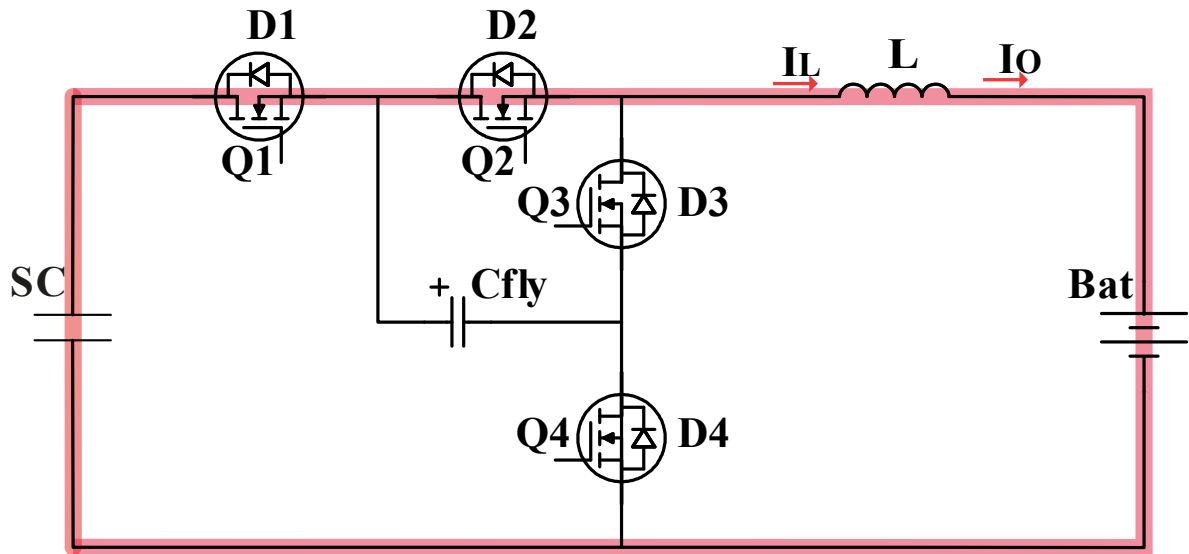
$$(t_1 - t_0) = (t_3 - t_2) = (2 \cdot D - 1) \cdot T_s / 2 \quad (78)$$

$$(t_2 - t_1) = (t_4 - t_3) = (1 - D) \cdot T_s \quad (79)$$

$$(t_1 - t_0) + (t_2 - t_1) + (t_3 - t_2) = D \cdot T_s \quad (80)$$

3.2.1.1 Etapa 1

Na Figura 52, está a malha correspondente dessa etapa e o sentido de corrente do modo buck. Portanto, o sentido inverso para o modo boost correspondente.

Figura 52 – Etapa 1, buck $D > 0.5$ 

Fonte: Adaptado de K. Jin (2010).

Analisando as tensões na malha tem-se (81).

$$V_l - V_H + V_L = 0 \quad (81)$$

E considerando a equação da tensão no indutor (82).

$$V_l = L \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (82)$$

Associando as equações (81) e (82) e obtendo (84).

$$L \cdot \frac{di(t)}{dt} = V_H + V_L \quad (83)$$

Isolando a corrente no indutor (81).

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{V_H + V_L}{L} \quad (84)$$

Após integrar os dois membros obtém-se (85).

$$i_{l1}(t) = i_l(0) + \frac{(V_H + V_L)}{L} (t - t_0) \quad (85)$$

Onde é estabelecido que a corrente no tempo zero é a corrente mínima dentro da variação de corrente no indutor, conforme (86).

$$i_{l1}(0) = I_{lmin} \quad (86)$$

Para o modo boost é idêntico, apenas com sinal trocado, indicando o sentido oposto, tal como (87).

$$i_{l1}(t) = -i_{l1}(0) - \frac{(V_H + V_L)}{L}(t - t_0) \quad (87)$$

3.2.1.2 Etapa 2

Nessa etapa o capacitor flutuante (Cfly) (90),

Figura 53, está presente na malha e as equações são obtidas conforme foram obtidas acima:

Analisando as tensões na malha (88).

$$V_H - V_{Cfly} - V_l - V_L = 0 \quad (88)$$

Isolando a corrente no indutor, por meio de (88) e (89).

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{V_H - V_L - V_{Cfly}}{L} \quad (89)$$

E considerando (90).

$$V_{Cfly} = \frac{V_H}{2} \quad (90)$$

Após integrar os dois membros:

$$i_{l2}(t) = i_{l2}(t_1) + \frac{\frac{V_H}{2} + V_L}{L}(t - t_1) \quad (91)$$

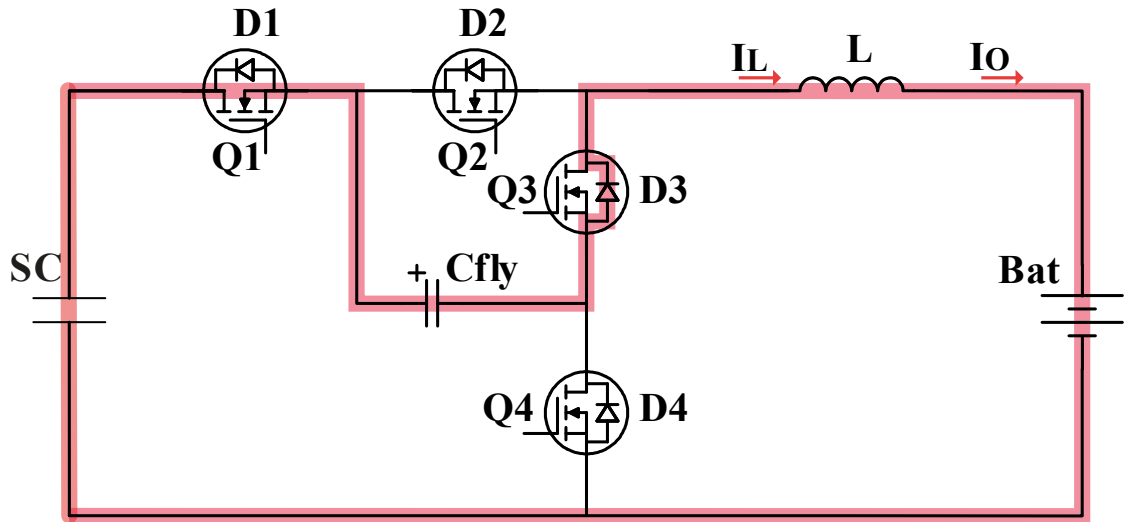
Onde é estabelecido que a corrente no tempo zero é a corrente mínima dentro da variação de corrente no indutor (92).

$$i_{l2}(t_1) = I_{lmax} \quad (92)$$

Para o modo boost é idêntico, apenas com sinal trocado, indicando o sentido oposto, tal como (93).

$$i_{l2}(t) = -i_{l2}(t_1) + \frac{\frac{V_H}{2} + V_L}{L}(t - t_1) \quad (93)$$

Figura 53 – Etapa 2, buck $D > 0.5$



Fonte: Adaptado de K. Jin (2010).

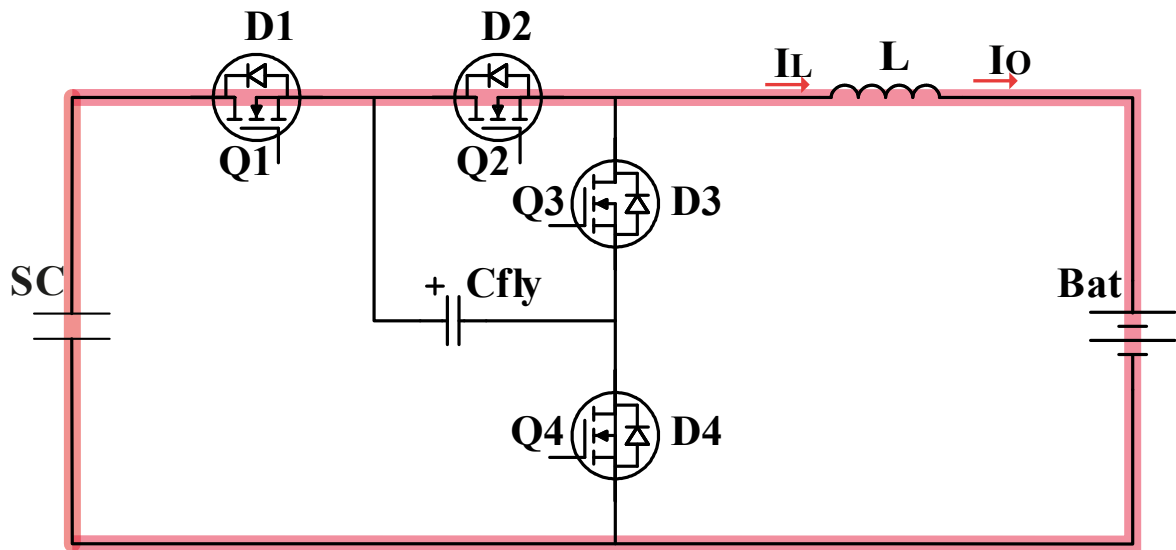
3.2.1.3 Etapa 3

Essa etapa é idêntica a etapa 1, conforme pode ser visto na Figura 54. E com equações equivalentes (94) e (95).

$$i_{l3}(t) = i_{l3}(t_2) + \frac{(V_H + V_L)}{L}(t - t_2) \quad (94)$$

E no modo boost:

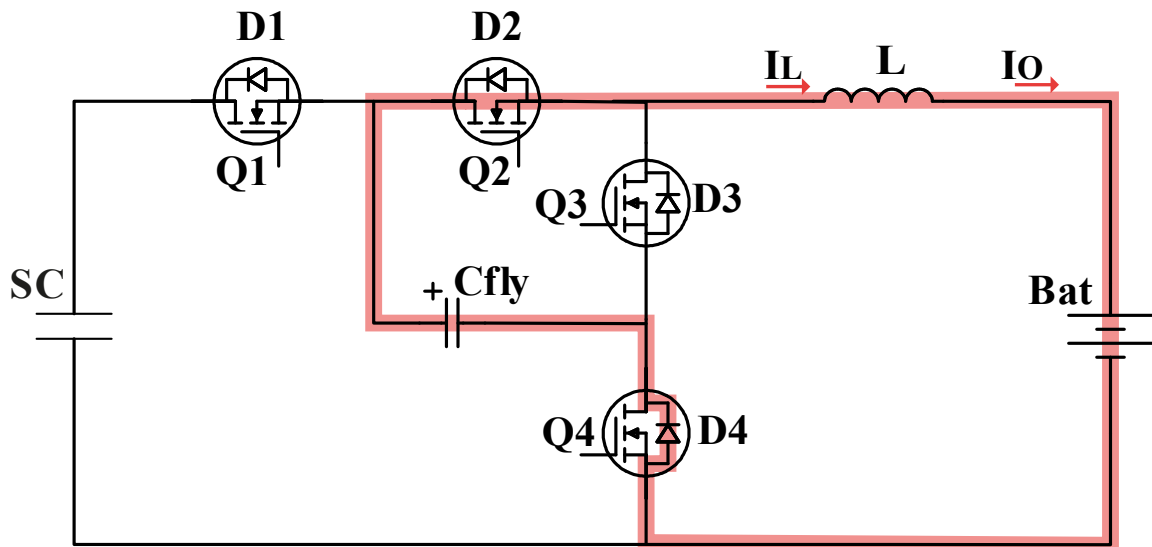
$$i_{l3}(t) = -i_{l3}(t_2) - \frac{(V_H + V_L)}{L}(t - t_2) \quad (95)$$

Figura 54 – Etapa 3, buck $D > 0.5$ 

Fonte: Adaptado de K. Jin (2010).

3.2.1.4 Etapa 4

Por fim, agora na etapa 4 conforme a malha que se fecha, presente na Figura 55.

Figura 55 – Etapa 4, buck $D > 0.5$ 

Fonte: Adaptado de K. Jin (2010).

Analisando as tensões na malha (96).

$$-V_{Cfly} - V_l - V_L = 0 \quad (96)$$

Isolando a corrente no indutor (97).

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{V_L + V_{Cfly}}{L} \quad (97)$$

Onde a tensão no capacitor central (98).

$$V_{Cfly} = \frac{V_H}{2} \quad (98)$$

Se obtém (99) após integrar os dois membros:

$$i_{l4}(t) = i_{l4}(t_3) + \frac{\frac{V_H}{2} + V_L}{L} (t - t_3) \quad (99)$$

Onde é estabelecido que a corrente no tempo zero é a corrente mínima dentro da variação de corrente no indutor (100).

$$i_{l4}(t_3) = I_{lmax} \quad (100)$$

Para o modo boost é idêntico, apenas com sinal trocado, indicando o sentido oposto, tal como (101).

$$i_{l4}(t) = -i_{l4}(t_3) + \frac{\frac{V_H}{2} + V_L}{L} (t - t_3) \quad (101)$$

3.2.2 Modo Buck $D < 0,5$ e Boost $D > 0,5$

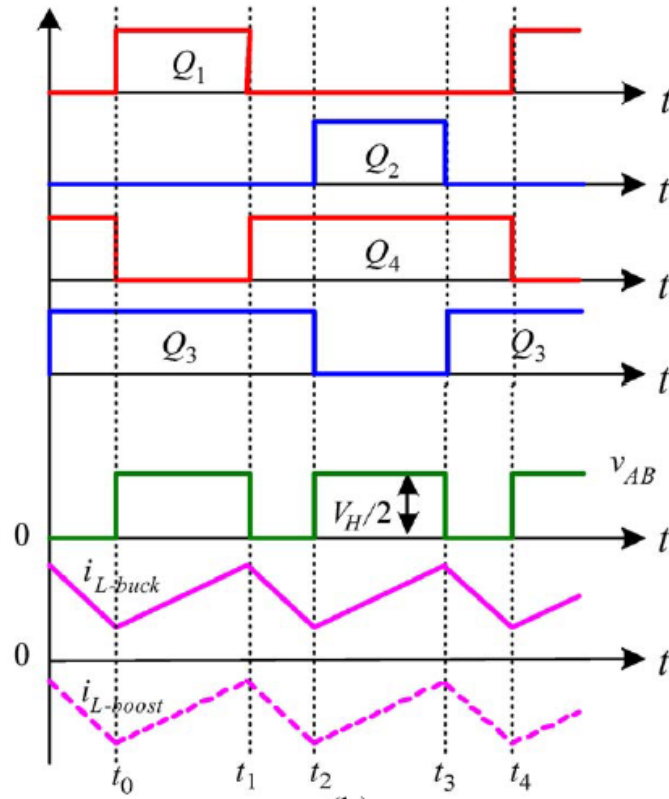
A temporização está visualmente representada na Figura 56. E cada uma de suas etapas regidas pelas equações (102), (103) e (104).

$$(t_1 - t_0) = (t_3 - t_2) = D \cdot T_s \quad (102)$$

$$(t_1 - t_0) = (t_3 - t_2) = D \cdot T_s \quad (103)$$

$$(t_2 - t_1) + (t_3 - t_2) + (t_4 - t_3) = (1 - D) \cdot T_s \quad (104)$$

Figura 56 – Formas de onda do conversor nos modos buck $D < 0,5$ e boost $D > 0,5$.



Fonte: (K. Jin, 2010)

3.2.2.1 Etapa 1

A primeira etapa nessa condição é semelhante a Etapa 2 dos modos anteriormente apresentados, como pode ser conferido pela malha da Figura 57.

Analisando as tensões na malha (105).

$$V_H - V_{Cfly} - V_l - V_L = 0 \quad (105)$$

Isolando a corrente no indutor (106).

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{V_H - V_L - V_{Cfly}}{L} \quad (106)$$

Onde a tensão no capacitor central é correspondente a (107).

$$V_{Cfly} = \frac{V_H}{2} \quad (107)$$

Após integrar os dois membros e encontrar a equação da corrente no indutor (108).

$$i_{l1}(t) = i_{l1}(t_0) + \frac{\frac{V_H}{2} + V_L}{L}(t - t_0) \quad (108)$$

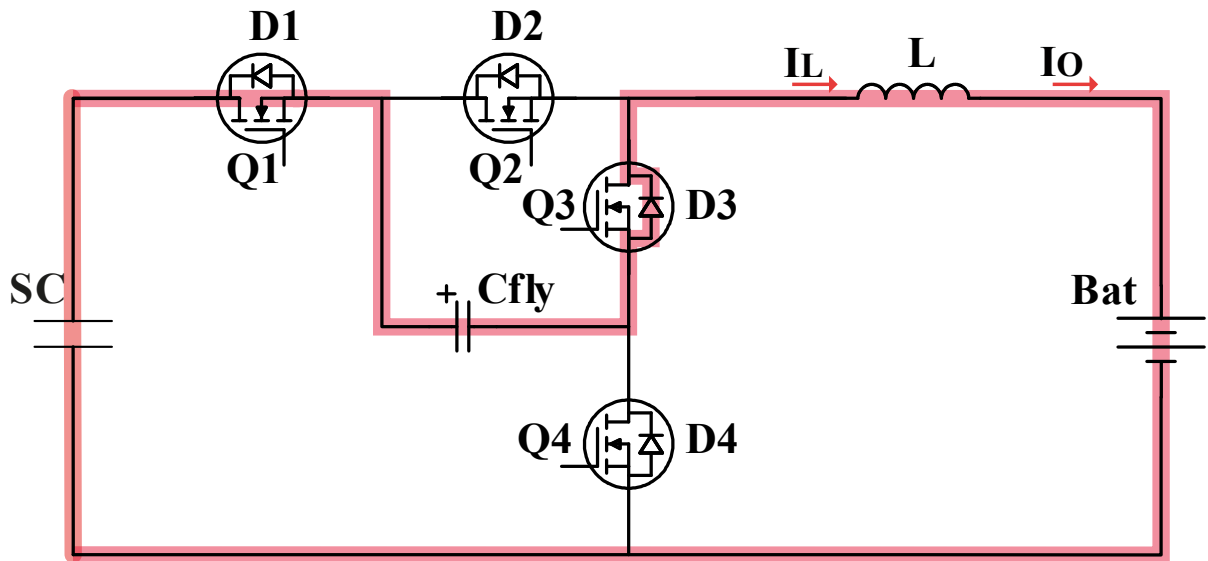
Onde é estabelecido que a corrente no tempo zero é a corrente mínima dentro da variação de corrente no indutor (109).

$$i_{l1}(t_0) = I_{lmin} \quad (109)$$

Para o modo boost é idêntico, apenas com sinal trocado, indicando o sentido oposto, tal como (110).

$$i_{l1}(t) = -i_{l1}(t_0) - \frac{\frac{V_H}{2} + V_L}{L}(t - t_0) \quad (110)$$

Figura 57 – Etapa 1, buck $D < 0.5$.



Fonte: Adaptado de K. Jin (2010).

3.2.2.2 Etapa 2

Nessa etapa Q3 e Q4 conduzem em roda livre, conforme Figura 58.

Analisando as tensões na malha obtém-se (111).

$$V_l - V_L = 0 \quad (111)$$

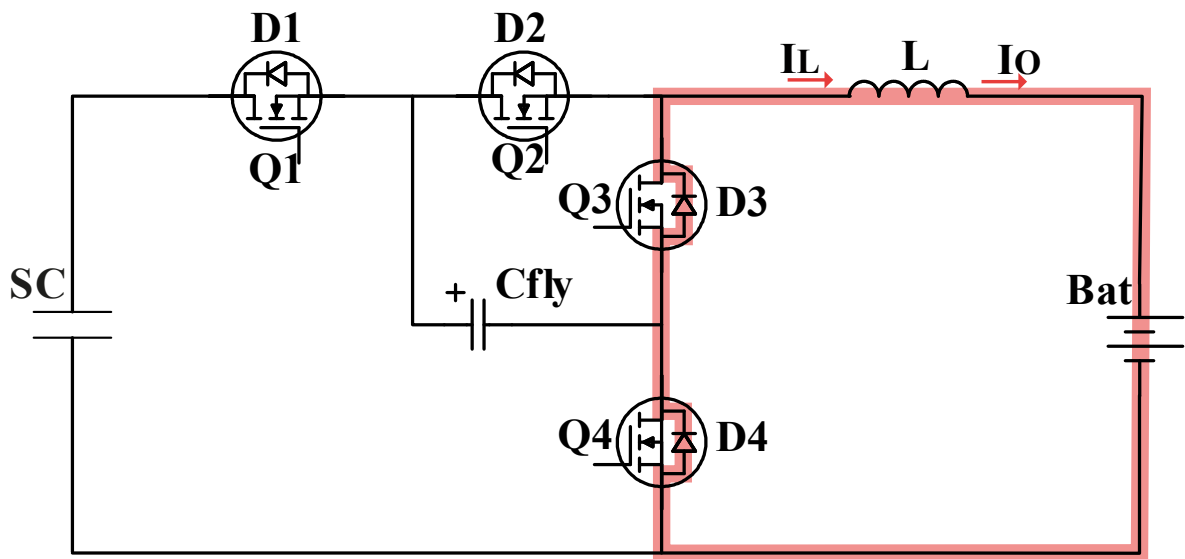
Isolando a corrente no indutor por meio de sua equação característica (112).

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{V_L}{L} \quad (112)$$

Onde após integrar os dois membros e obter a corrente no indutor, equação (113).

$$i_{l2}(t) = i_{l2}(t_1) + \frac{V_L}{L}(t - t_1) \quad (113)$$

Figura 58 – Etapa 2, buck $D < 0.5$.



Fonte: Adaptado de K. Jin (2010).

Onde é estabelecido que a corrente no tempo zero é a corrente mínima dentro da variação de corrente no indutor (114).

$$i_{l2}(t_1) = I_{lmax} \quad (114)$$

Para o modo boost é idêntico, apenas com sinal trocado, indicando o sentido oposto, tal como (115).

$$i_{l2}(t) = -i_{l2}(t_1) + \frac{V_L}{L}(t - t_1) \quad (115)$$

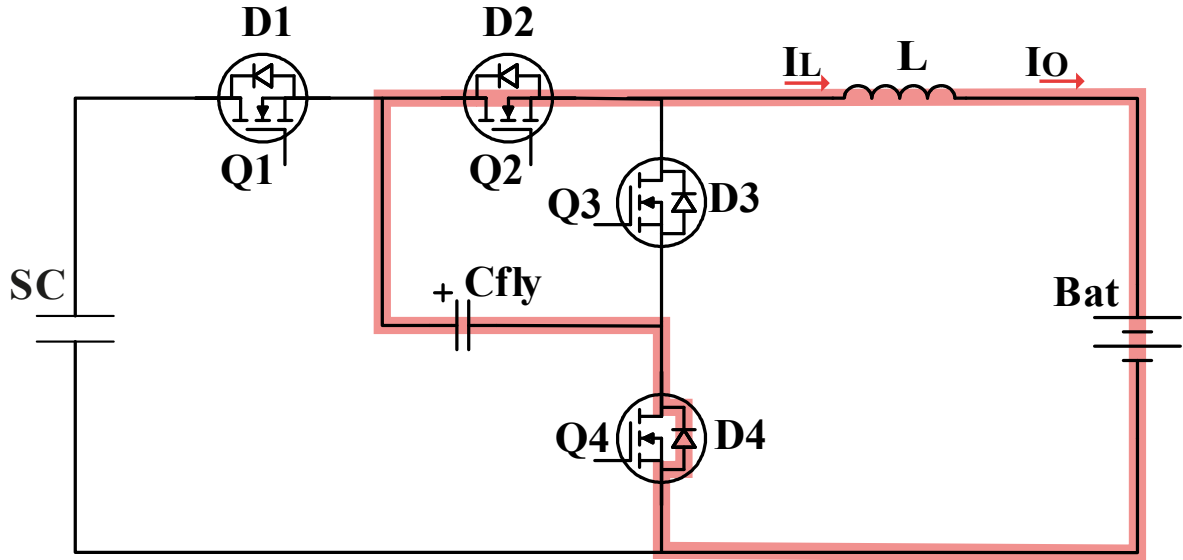
3.2.2.3 Etapa 3

Essa etapa é semelhante a Etapa 4 dos modos anteriormente abordados, conforme pode ser visto pela malha equivalente da Figura 59.

Analisando as tensões na malha pela equação (116).

$$-V_{cfly} - V_l - V_L = 0 \quad (116)$$

Figura 59 – Etapa 3, buck $D < 0.5$.



Fonte: Adaptado de K. Jin (2010).

Isolando a corrente no indutor (117).

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{V_L + V_{cfly}}{L} \quad (117)$$

Onde V_{cfly} é (118).

$$V_{cfly} = \frac{V_H}{2} \quad (118)$$

Após integrar os dois membros e obter (119).

$$i_{l3}(t) = i_{l3}(t_2) + \frac{\frac{V_H}{2} + V_L}{L} (t - t_2) \quad (119)$$

Onde é estabelecido que a corrente no tempo zero é a corrente mínima dentro da variação de corrente no indutor (120).

$$i_{l3}(t_2) = I_{lmin} \quad (120)$$

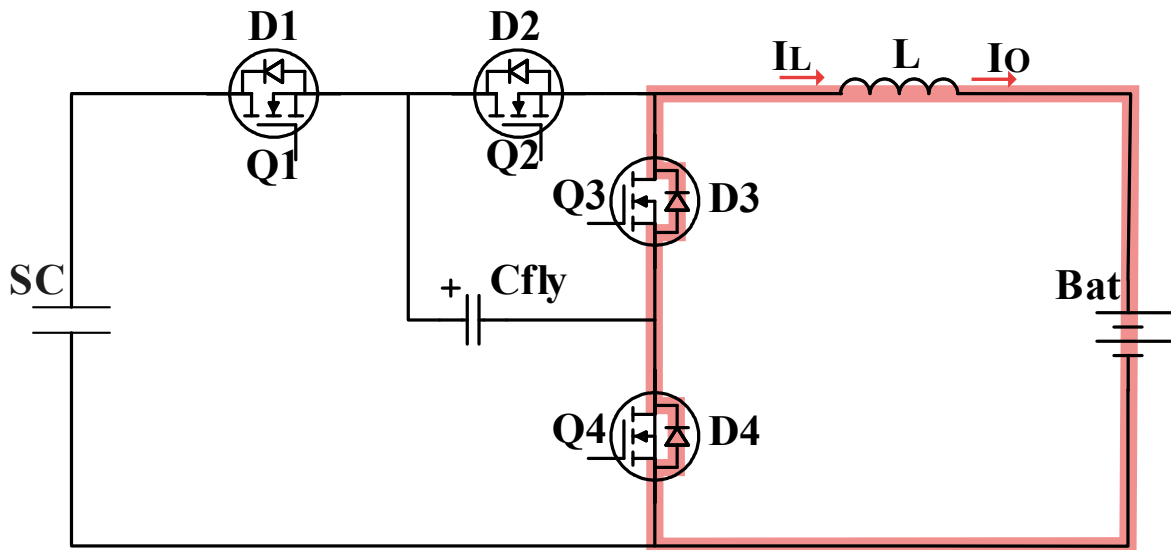
Para o modo boost é idêntico, apenas com sinal trocado, indicando o sentido oposto, tal como (121).

$$i_{l3}(t) = -i_{l3}(t_2) - \frac{\frac{V_H}{2} + V_L}{L}(t - t_2) \quad (121)$$

3.2.2.4 Etapa 4

Essa etapa é idêntica a primeira desses modos, conforme pode ser conferida pela malha idêntica da Figura 60.

Figura 60 – Etapa 4, buck $D < 0.5$.



Fonte: Adaptado de K. Jin (2010).

No modo buck (122).

$$i_{l4}(t) = i_{l4}(t_3) + \frac{V_L}{L}(t - t_3) \quad (122)$$

E no modo boost (123).

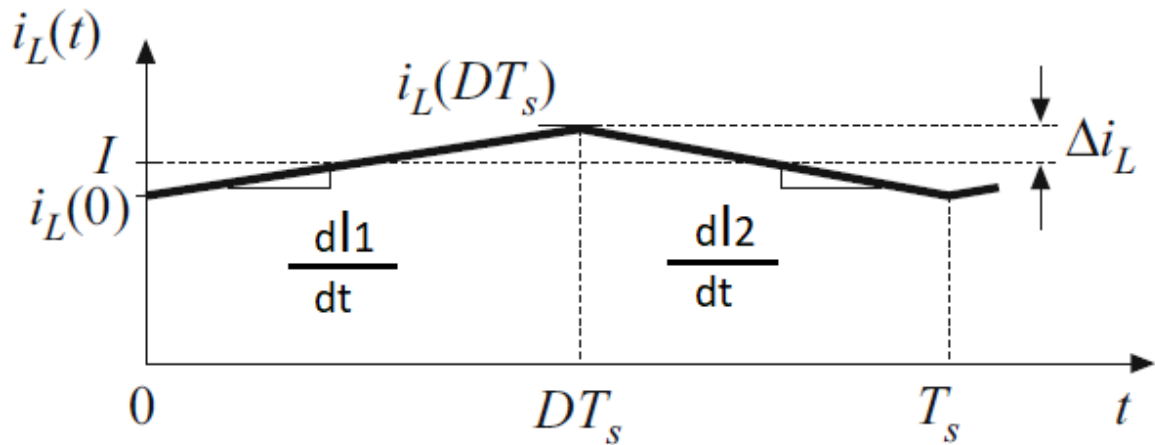
$$i_{l4}(t) = -i_{l4}(t_3) + \frac{V_L}{L}(t - t_3) \quad (123)$$

3.2.3 Cálculo dos Componentes Passivos do Conversor

Analisando a forma de onda da corrente do indutor, Figura 61, é possível perceber que a variação de corrente (ripple) possui duas derivadas, uma nas etapas crescentes e outras nas etapas decrescentes. Com isso, e sabendo que dentro de uma etapa a variação de corrente acima

e abaixo do valor nominal são simétricos é possível encontrar o valor dessa variação a partir da seguinte lógica: (variação de corrente)=(inclinação da reta)x(tempo do intervalo). O que nos leva a equação (124).

Figura 61 – Ripple de corrente no indutor.



Fonte: Adaptado de Erickson & Maksimovic (2001).

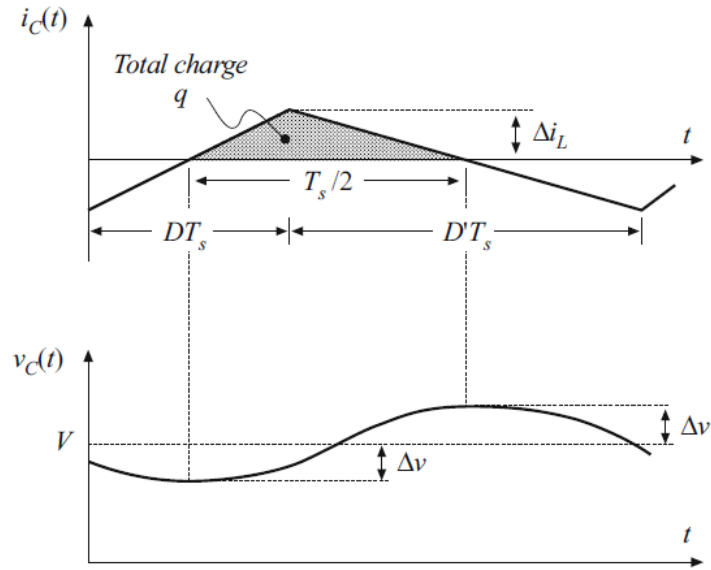
$$2 \cdot \Delta I_l = \frac{(V_H - V_L) \cdot (2 \cdot D - 1)}{L} \quad (124)$$

O que leva ao valor da indutância (125).

$$L = \frac{(V_H - V_L) \cdot (2 \cdot D - 1)}{2 \cdot \Delta I_l} \quad (125)$$

Já o capacitor de saída, usa como referência no projeto sua análise comportamental gráfica, como pode ser visto na Figura 62.

Figura 62 – Formas de onda do capacitor flutuante.



Fonte: Adaptado de Erickson & Maksimovic (2001).

Assim, é possível obter o valor adequado de sua capacitância a partir da carga em cada semiciclo. Sabendo que a equação da carga do capacitor é (126).

$$q = C \cdot V \quad (126)$$

Aplica-se ao problema e obtém (127).

$$q = C \cdot (2\Delta V_{Co}) \quad (127)$$

Considerando a simetria no gráfico podemos considerar que a parte positiva dura meio período, conforme (128).

$$q = \frac{1}{2} \cdot \Delta I_L \cdot \frac{T_s}{2} \quad (128)$$

A partir das duas equações, obtém-se (129).

$$\Delta V_{Co} = \frac{\Delta I_L \cdot T_s}{8 \cdot C} \quad (129)$$

O que leva ao valor da capacitância (130).

$$C_o = \frac{\Delta I_L \cdot T_s}{8 \cdot \Delta V_{Co}} \quad (130)$$

Que leva a equação final (131).

$$C_o = \frac{(V_H - V_L) \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot T_s^2}{16 \cdot L \cdot \Delta V_l} \quad (131)$$

E para o capacitor flutuante, é avaliada a variação de tensão desse dispositivo dentro de um semiciclo (132).

$$\Delta V_{Cfly} = \frac{I_{l4}}{2 \cdot Cfly} \cdot (t_4 - t_3) \quad (132)$$

Rearranjando os termos, obtemos (133).

$$C_{fly} = \frac{V_L \cdot R \cdot (1 - D) \cdot T_s}{2 \cdot \Delta V_{Cfly} \cdot R} \quad (133)$$

3.2.4 Ganho Estático

Para o modo buck (134).

$$\begin{aligned} V_L &= \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_4} V_{AB} \cdot dt \\ &= \frac{1}{T_s} \cdot (V_H \cdot (t_1 - t_0) + (V_H - \frac{V_H}{2}) \cdot (t_2 - t_1) + V_H \cdot (t_3 - t_2) \\ &\quad + \frac{V_H}{2} \cdot (t_4 - t_3)) \end{aligned} \quad (134)$$

Como a tensão média no indutor é zero (135).

$$V_L = 0 \quad (135)$$

Obtemos o ganho estático ideal no modo buck (136).

$$V_L = D \cdot V_H \quad (136)$$

E para o modo boost (137), o equacionamento é realizado da mesma maneira:

$$V_H = \frac{1}{1 - D} \cdot V_L \quad (137)$$

Ganho estático ideal modo boost (138).

$$\frac{V_{SC}}{V_{bat}} = \frac{1}{(1-D)} \quad (138)$$

Ganho estático real no conversor Buck/Boost modo buck 3L (139).

$$\frac{V_{SC}}{V_{bat}} = \frac{D + \frac{V_S}{V_{SC}} \cdot (1-3D) + 2\frac{V_F}{V_{SC}}(D-1)}{1 - \frac{(2r_D(D-1) - r_L - r_S(1-3D))}{R}} \quad (139)$$

Ganho estático real conversor Buck/Boost modo boost 3L (140).

$$\frac{V_{SC}}{V_{bat}} = \frac{1 + 2\frac{V_F}{V_{bat}}(D-1) - 2\frac{V_S}{V_{bat}}D}{(1-D) + \frac{(r_L + 2r_D(1-D) + 2Dr_S)}{R}} \quad (140)$$

3.3 Buck/Boost 2N

O conversor Buck/boost é amplamente conhecido na eletrônica de potência, sendo basicamente um conversor buck ou boost com duas chaves ativas, conferindo bidirecionalidade no conversor, bem como um funcionamento em modo buck em um sentido e um modo boost em outro sentido.

3.3.1 Modo Buck

O modo buck é constituído em duas etapas de funcionamento. Uma onde a entrada é conectada por meio de uma malha à saída intermediado por um indutor, nessa etapa o indutor é carregado, etapa a) da Figura 63. E uma outra etapa onde outra malha é fechada somente entre o indutor e a carga, sendo aquele responsável por alimentar a carga, etapa b) da Figura 63.

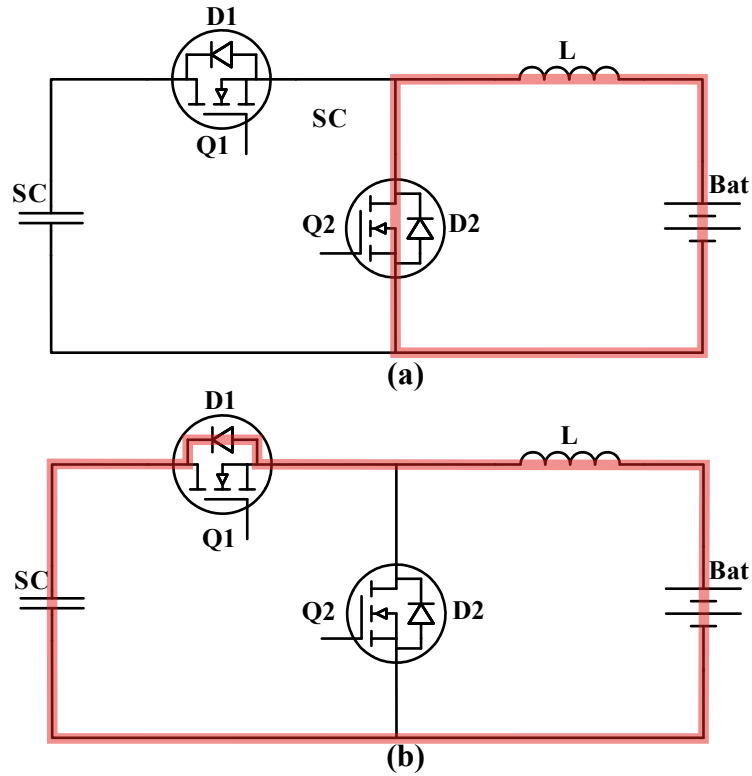
A equação que rege o comportamento da corrente no indutor do conversor na etapa b) é (141).

$$I_{L1}(t) = \frac{V_{SC} - V_{bat}}{L} \cdot t + I_L(t_0) \quad (141)$$

E de maneira semelhante, a equação da etapa a) (142).

$$I_{L2}(t) = -\frac{V_{bat}}{L} \cdot t + I_L(t_1) \quad (142)$$

Figura 63 – Buck/Boost 2L modo Buck.



Fonte: elaborado pelo autor.

3.3.2 Modo Boost

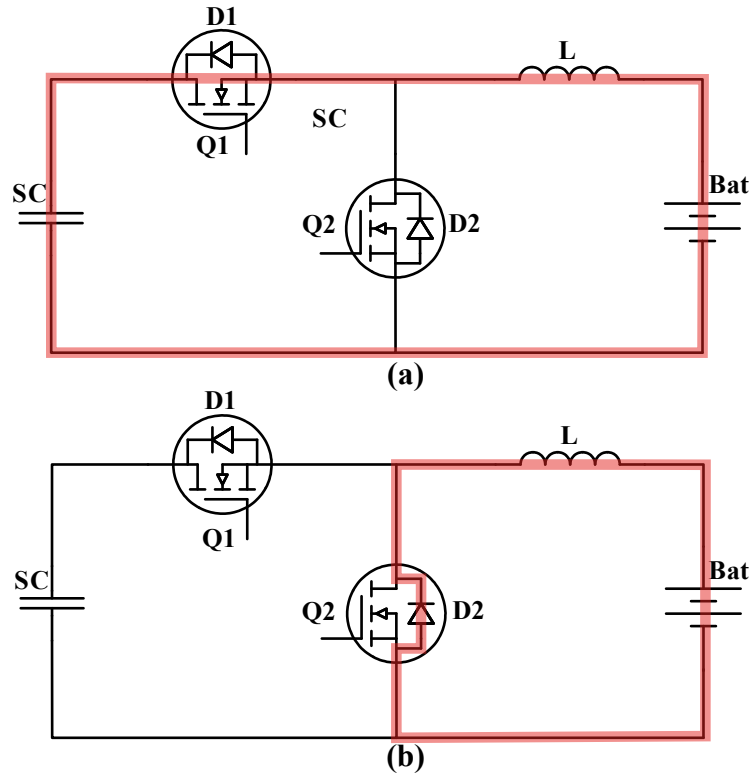
No modo boost, as etapas de funcionamento se análogas, porém no sentido oposto. Sendo a equação da corrente do indutor no modo boost conforme (143), Figura 64 a).

$$I_{L1}(t) = \frac{V_{bat} - V_{SC}}{L} \cdot t + I_L(t_0) \quad (143)$$

Bem como a etapa seguinte, Figura 64 b), com a equação a (144).

$$I_{L2}(t) = -\frac{V_{SC}}{L} \cdot t + I_L(t_1) \quad (144)$$

Figura 64 – Buck/Boost 2L modo Boost.



Fonte: elaborado pelo autor.

3.3.3 Ganho Estático

Ganho estático real conversor Buck/Boost modo buck 2L (145).

$$\frac{V_{bat}}{V_{SC}} = \frac{\left(1 - \frac{V_S}{V_{SC}}\right) D + \frac{V_F}{V_{SC}} (D - 1)}{1 + \frac{(r_L + r_S)}{r_{bat}} D - \frac{(r_L + r_D)}{r_{bat}} (D - 1)} \quad (145)$$

Ganho estático real conversor Buck/Boost modo boost 2L (146).

$$\frac{V_{SC}}{V_{bat}} = \frac{1 + \left(\frac{V_F}{V_{bat}}\right) (D - 1) - \frac{V_S}{V_{bat}} D}{(1 - D) + \frac{(r_L + r_F)}{R} + \frac{(r_S - r_F)}{R} D} \quad (146)$$

3.4 Análise Comparativa

É tradicional realizar a comparação de conversores com seu equivalente clássico em funcionalidade. A seguir será realizada a comparação dos conversores considerando os seus desempenhos em ganho estático e em perdas, todas suas componentes.

3.4.1 Ganho Estático

A partir das equações de ganho estático dos conversores 2N e 3N, foram montados os gráficos das Figura 65 e Figura 66. As curvas traçadas avaliam o desempenho dos semicondutores MOSFET SiC e IGBT se referem aos dispositivos apresentados na Tabela 14. Essa comparação tem como propósito evidenciar o desempenho desses dispositivos em vista do que se tem se utilizado de forma predominante no setor automotivo em detrimento de um já consolidado, SiC e IGBT respectivamente.

A popularização recente do uso de semicondutores à base de carbeto de silício (SiC) tem se estabelecido em detrimento de suas características para a redução de perdas. Os MOSFETs à base de SiC têm menor resistência série (menores perdas de condução), capacidade de bloqueio de tensão 10 vezes maior (capacidade de operar em tensões mais altas), condutividade térmica 3 vezes maior (operando a temperaturas de até 300°C em vez dos tradicionais 125°C), camadas epitaxiais mais finas (permitindo frequências de comutação mais altas) e uma lacuna de energia 3 vezes menor (menor corrente de fuga e maior capacidade de condução térmica e de corrente) em comparação com semicondutores convencionais à base de Si. Assim, todas essas características foram colocadas a prova dentro das condições de operação que esse projeto se propõe, disponíveis na Tabela 15

Tabela 14 – Parâmetros dos semicondutores ativos.

Parâmetros	SiC MOSFET	IGBT
	IMW120R007M1H	SEMiX202GB12E4s
$T_{jmax}[^{\circ}C]$	175	175
$I_{Cmaxc}[A]$	168	200
$I_{Cmaxp}[A]$	504	600
$V_{CES}[V]$	1200	1200
$V_{CE}[V]$	-	2.4
$r_{on}[\Omega]$	$14 \cdot 10^{-3}$	$8 \cdot 10^{-3}$
$V_f[V]$	3.7	1.5
$r_D[\Omega]$	$2 \cdot 10^{-3}$	$7 \cdot 10^{-3}$
Preço	US\$ 59,16	US\$ 45,16

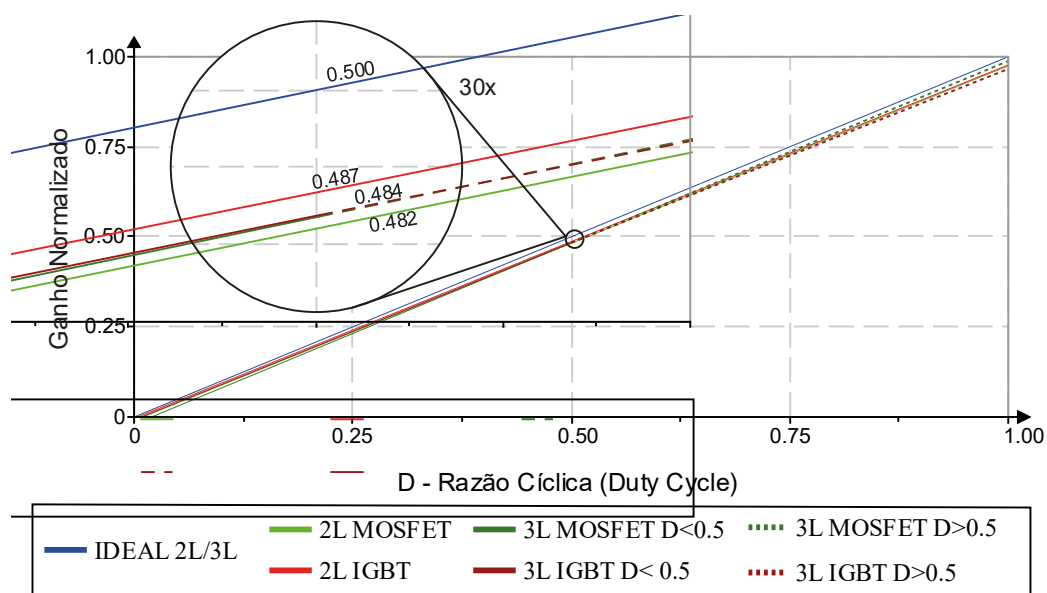
Fonte: elaborado pelo autor.

Com pode ser visto nas Figura 65 e Figura 66, a capacidade de ganho dos conversores incluindo as não idealidades do circuito considerando o MOSFET-SiC ou IGBT são irrelevantes se comparando o desempenho desses dispositivos. No caso do modo buck, as menores diferenças estão presentes em torno da razão cíclica 0.5 e ampliam a diferença quando

se distanciam desse ponto. Já no caso do modo boost, as maiores diferenças aumentam conforme o ganho aumenta.

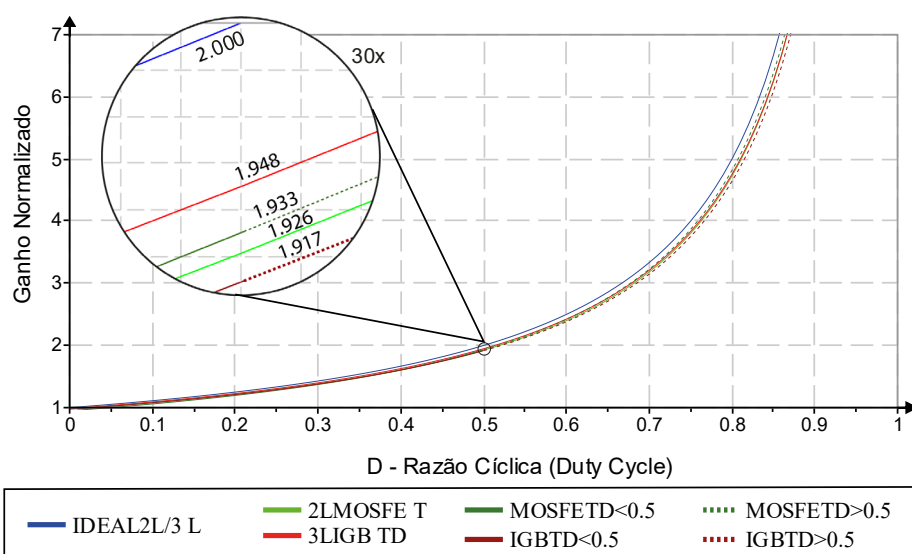
Portanto, foi possível comparar o impacto dessas não idealidades nos valores de tensão e saída do conversor sob uma mesma razão cíclica, não divergindo mais do que 1%. Portanto, o impacto na razão cíclica pode ser desconsiderado.

Figura 65 – Ganho Estático Real dos Conversores Buck/Boost 2N e 3N no modo buck, comparativo MOSFET SiC e IGBT.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 66 – Ganho Estático Real dos Conversores Buck/Boost 2N e 3N no modo boost, comparativo MOSFET SiC e IGBT.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.4.2 Rendimento

Em conversores comutados, as perdas podem ser consideradas de vários componentes, mas as mais relevantes são as perdas de condução e de comutação. O MOSFET foi considerado como semiconductor ativo para elaborar as contas de perdas para cálculos de eficiência, seguindo as recomendações adequadas do fabricante (Graovac, 1, & Kiep, 2006).

As perdas de condução podem ser generalizadas como mostrado em (147).

$$P_{closs} = V_{drop} I_{med} + r_s I_{rms}^2 \quad (147)$$

A equação completa foi usada para obter as perdas de condução do semiconductor do MOSFET e de seu diodo intrínseco. Neste caso específico, o MOSFET da Infineon da Tabela 4 não tem queda de tensão, portanto, apenas o segundo termo da equação (168) foi considerado. As perdas no indutor e no capacitor foram consideradas como perdas sobre a resistência série.

No caso das perdas de comutação, a potência dissipada considera o tempo de queda, t_{f1} e t_{f2} , expressos em termos da energia extraída da capacitância de gate C_{GD1} através do driver de corrente, mostrado na equação (148). Quando a tensão extraída atinge $V_{Plateau}$, a tensão do *gate-source* é travada. Então, um novo valor de capacitância é considerado C_{GD2} , mudando a inclinação, considerada constante e definida pelo valor da corrente que flui entre o *gate* e o *driver*. O valor de C_{GD1} e C_{GD2} foi obtido na documentação técnica do dispositivo, correlacionado a V_{DD} e $r_D I$, respectivamente.

$$t_{fvn} = (V_{DD} - r_D I) \frac{C_{GDn}}{I_{Gon}} \quad (148)$$

O mesmo ocorre com o tempo de subida disponível em (149) durante o bloqueio.

$$t_{rvn} = (V_{DD} - r_D I) \frac{C_{GDn}}{I_{Goff}} \quad (149)$$

Agora o tempo de queda de tensão pode ser calculado como uma média dos tempos de queda mostrados em (150). O mesmo ocorre para o cálculo do tempo de subida, t_{rv} .

$$t_{fv} = \frac{t_{fv1} + t_{fv2}}{2} \quad (150)$$

Durante o acionamento do MOSFET e o desligamento do diodo, todos os portadores minoritários armazenados no diodo devem ser removidos. Portanto, uma corrente de

recuperação reversa deve ser absorvida pelo MOSFET, causando perdas adicionais de potência. Os piores valores de carga de recuperação reversa Q_{rr} foram usados no cálculo das perdas em (151). Isso é incrementado à soma dos tempos de subida e queda, que serão multiplicados pelo resultado da perda de potência do cruzamento de corrente e tensão.

$$E_{onM} = V_{DD} I_D \left(\frac{t_{fv} + t_{rv}}{2} \right) + Q_{rr} U_{DD} \quad (151)$$

No bloqueio, é semelhante, mas sem perdas recuperação reversa (152).

$$E_{offM} = U_{DD} I_D \left(\frac{t_{fu} + t_{ru}}{2} \right) \quad (152)$$

Por fim, a soma das perdas em um único período é multiplicada pela frequência de comutação, resultando em todas as perdas de comutação no MOSFET (153).

$$E_{swM} = (E_{onM} + E_{offM})f \quad (153)$$

Agora, para o diodo, as perdas são basicamente da energia de recuperação reversa, como pode ser visto em (154).

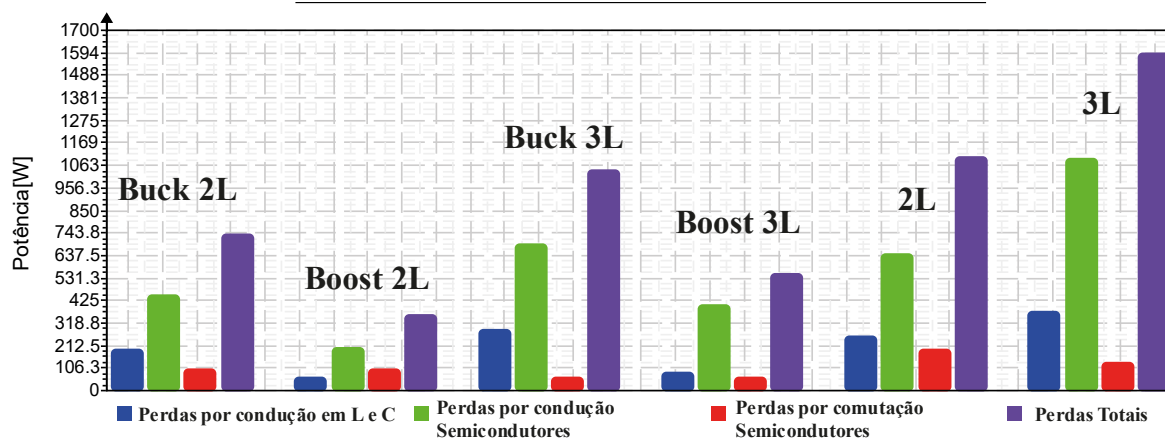
$$E_{onD} = \frac{1}{4} Q_{rr} V_{DD} \quad (154)$$

A energia de bloqueio no diodo é normalmente desprezada, então as perdas totais de comutação no diodo são como mostradas em (155).

$$E_{swD} = E_{onM} f \quad (155)$$

A proposta do conversor 3L é reduzir as perdas de comutação com a implementação do C_{fly} , mas os dois semicondutores adicionais resultam em maiores perdas de potência quando comparados ao conversor 2L, como pode ser visto na Figura 67, para comparação as perdas dos conversores operam em 20 kHz.

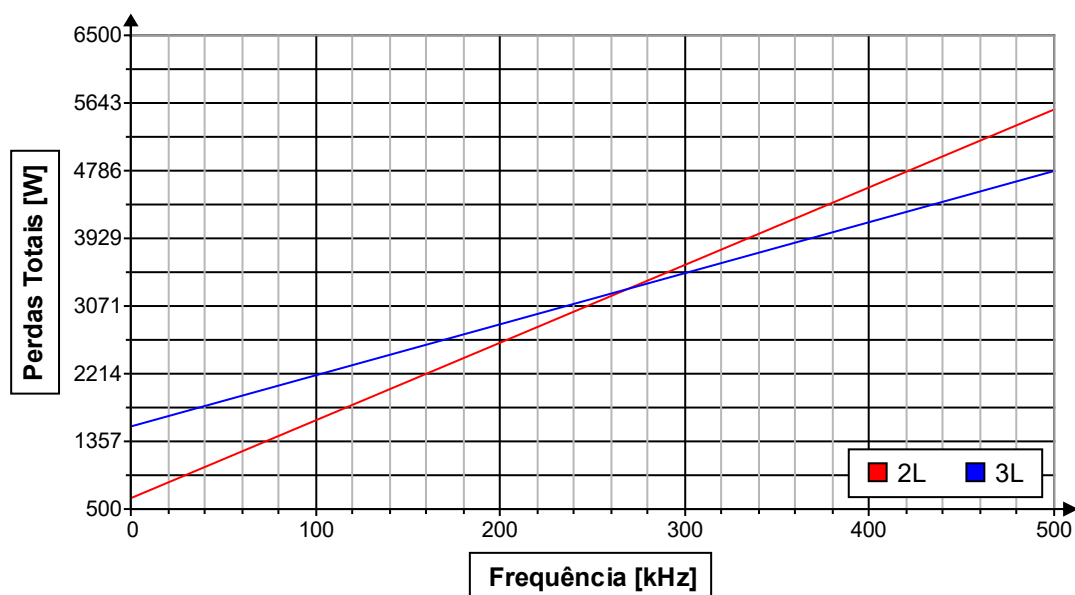
Figura 67 – Perdas no Buck/Boost Bidirecional 2N e 3N a 20 kHz.



Fonte: elaborado pelo autor.

Uma comparação mais geral entre os conversores 2N e 3N é apresentada na Figura 68, onde a frequência de comutação define a vantagem de rendimento entre eles. Em 270 kHz ambas os rendimentos coincidem, após isso o conversor 3N se torna vantajoso. Esses ganhos de tensão são definidos com $V_{bat}=168V$ e $V_{SC}=363V$.

Figura 68 – Perdas Totais vs Frequência de Comutação entre os Conversores Buck/Boost 2N e 3N.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Uma comparação adicional de rendimento é apresentada na Tabela 16, onde a frequência de chaveamento é fixada em 20 kHz e o ganho estático varia. Mas todas as condições extremas dos dispositivos de armazenamento foram comparadas, observando-se uma diferença

média de rendimento de 1,05% para o modo boost e 2,15% para o modo buck ao comparar os conversores 2N e 3N.

Tabela 15 – Comparativo de rendimentos entre os conversores bidirecionais Buck/Boost 2L e 3L.

		<i>Rendimento%</i>			
		<i>2N</i>		<i>3N</i>	
<i>V_{bat}</i>	<i>V_{bus}/V_{SC}</i>	<i>Modo boost</i>	<i>Modo buck</i>	<i>Modo boost</i>	<i>Modo buck</i>
168 V	363 V	98.2	95.5	96.7	93.7
	181.5 V	95.3	97.4	95.8	96.2
136 V	363 V	98.4	94.0	96.9	91.3
	181.5 V	95.7	96.4	94.0	93.5
Rendimento Médio [%]		96.9	95.82	95.85	93.68

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.5 Modelagem Mecânica

Para estimar os esforços mecânicos do veículo foi modelado no Simulink considerando todas as forças resistivas e o desempenho da ME escolhida, apresentado em Dinâmicas Veiculares,.

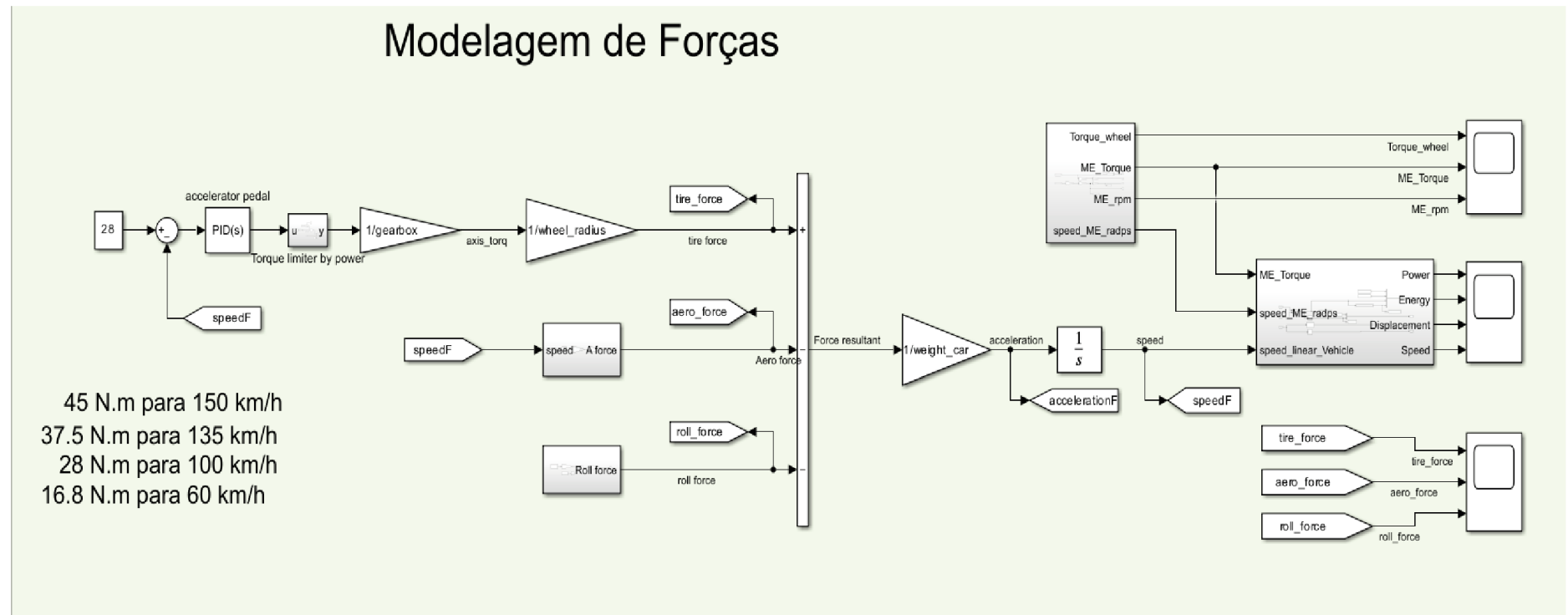
Foi considerado também as fontes armazenadoras escolhidas para a construção do veículo, presentes na Tabela 16. A energia dos capacitores foi considerada como sendo metade da capacidade total do banco, ao considerar a queda de tensão máxima definida.

Tabela 16 – Fontes armazenadoras.

Componentes	Bateria Li-Íon	Supercapacitor
	sem modelo	Maxwell BMOD0058 E016 B02
Tensão Nominal	4.2V	16V
Corrente máx.(carga)	2.6A	19 A à 40°C
Corrente máx.(des.)	5.2A2	200A
Capacitância	-	58F

Fonte: elaborado pelo autor.

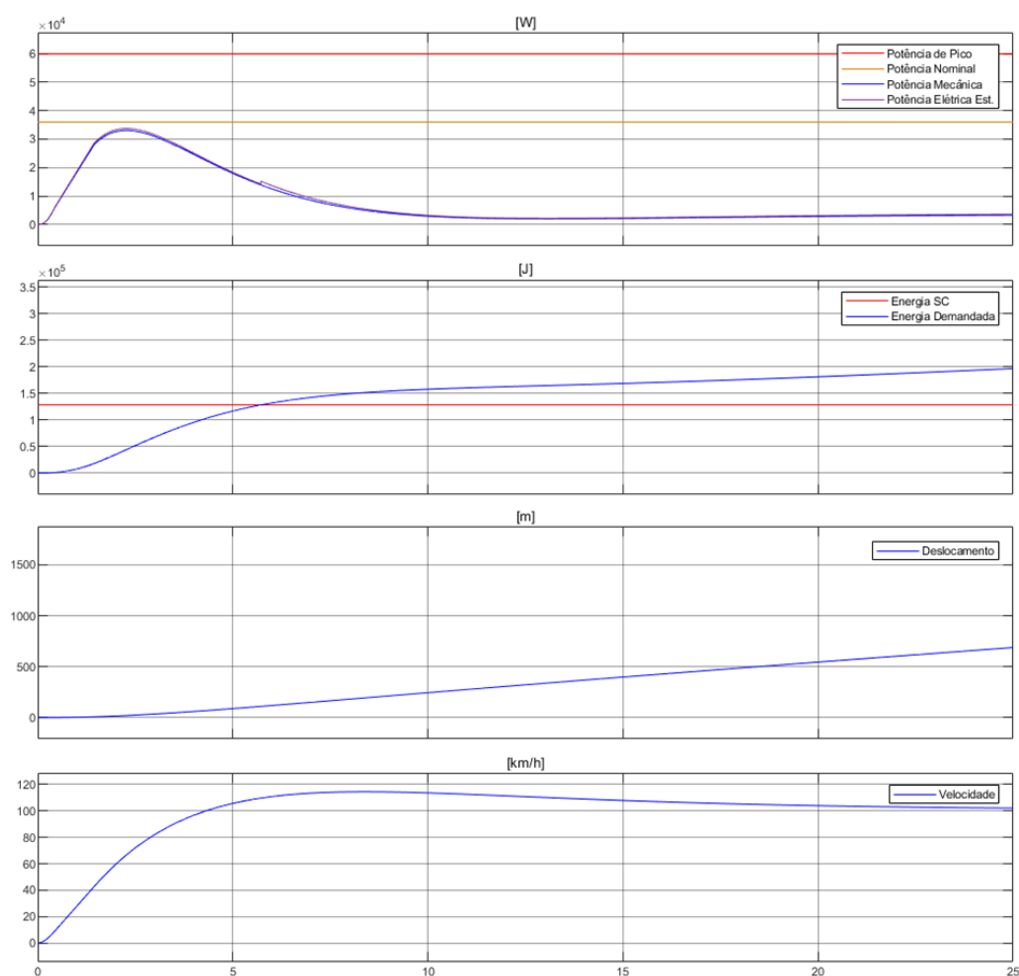
Figura 69 - Modelo Simulink™ das dinâmicas veiculares.



Fonte: elaborado pelo autor.

Dada a simulação, foram obtidas as condições de contorno para o desenvolvimento do projeto. Foi verificado que o banco de supercapacitores disponível é suficiente para uma arrancada partindo da condição de repouso até a velocidade de cruzeiro, 100km/h. E as condições de potência para cada ponto de operação, necessários e utilizados para o dimensionamento térmico. Essas informações podem ser verificadas no gráfico da Figura 70.

Figura 69 – Potência, Energia SC e Velocidade do Veículo.



Fonte: elaborado pelo autor.

Um modelo 3D foi desenhado em SolidWorks, Figura 71 , onde sua disposição física pode ser averiguada antes de qualquer construção física. Esse modelo é de grande valia também para algumas simulações tal como obter a área frontal equivalente para cálculo da resistência aerodinâmica, antecipando etapas na fase de projeto e poder confrontar os dados práticos com maior refino.

Pode ser visto também dentro da dinâmica apresentada não há aproveitamento de plena capacidade da ME e consequentemente do conversor, que será verificado em análise experimental.

Além disso, na Figura 71 pode ser visualizado o torque de roda, essa diferenciação é importante para diferir do torque da ME, pois para transmissão de torque para o solo existe dois elementos redutores: uma engrenagem com uma redução de 1:3,3 e o próprio diâmetro do pneu do veículo, 12 polegadas.

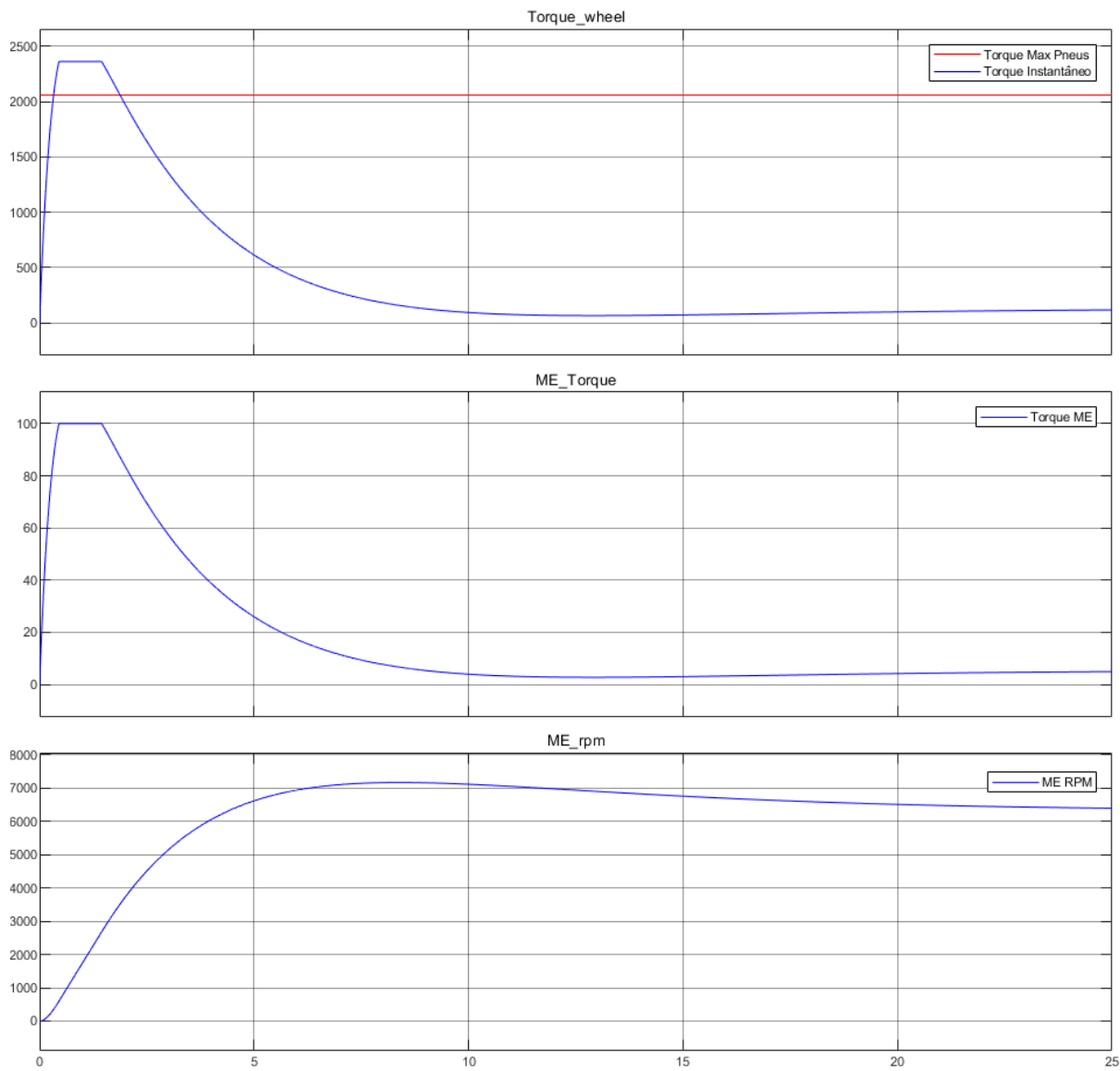
Um fator limitante para a transmissão de torque é a capacidade tratora dos pneus. O torque que lhe é transmitido para que gere tração é necessário que esteja abaixo do coeficiente de atrito estático do pneu. Caso seja excedido, os pneus irão derrapar e o veículo perderá tração. No entanto, foi optado por dimensionar de forma que se tenha margem de torque e seja uma escolha ou de uma pilotagem manual ou de um controle de tração via software impedir que haja a derrapagem. Isso pode ser verificado no primeiro gráfico da Figura 72, e verificada a diferença do torque da ME pelo gráfico seguinte da mesma figura. No gráfico seguinte, pode ser vista a rotação da máquina, entrando em regime aos 7000 rpm, ainda havendo uma margem para velocidade máxima.

Figura 70 – Modelo 3D do kart.



Fonte: elaborado pelo próprio autor.

Figura 71 – Torque de Roda, Torque da ME e RPM da ME.



Fonte: elaborado pelo autor.

4 DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL

Este capítulo apresenta as etapas de construção, montagem e preparação do conversor CC-CC buck/boost bidirecional adotado na implementação do sistema de tração elétrica proposto. Esta fase experimental tem como foco validar em bancada o funcionamento do conversor operando com supercapacitores e baterias de íons de lítio, em regime de corrente elevada e comutação rápida, com ênfase na análise de rendimento em diferentes condições de operação.

São descritos os componentes utilizados, os critérios práticos de escolha, os ajustes realizados durante a prototipagem, bem como os principais desafios enfrentados, incluindo aspectos térmicos, de proteção, sincronismo e integração física do sistema. Os testes realizados visam garantir que a implementação atenda aos requisitos de desempenho, e rendimento esperados para aplicação em tração veicular.

4.1 O Projeto: Conversor Buck/Boost 2N e Fontes Armazenadoras

O projeto do conversor parte das fontes armazenadores e transistores disponíveis no laboratório: 80 baterias de 5.6mAh, 23 módulos de supercapacitores de 16V e módulos de meia ponte IGBTs SEMiX202GB12E4s. Tem como objetivo avaliar um sistema de tração de alto desempenho onde um conversor CC-CC possa ser devidamente projetado e construído atendendo as demandas do sistema completo.

É importante considerar que quanto maiores os valores de tensão menores serão as correntes sob os mesmos valores de potência. Associando os supercapacitores todos em série é obtida a tensão de 368V para o banco. Como o banco de SC nunca irá se descarregar totalmente, é determinado o mínimo como sendo 50% de sua capacidade, portanto 184V. Sendo possível conduzir 19A continuamente e até 200A por 1s.

Com as baterias totalmente carregadas, 4,2V, e associando 40 em série é possível obter 168V, com 2 conjuntos em paralelo. E totalmente descarregadas cada célula teria 3V, mas esse é nível de tensão pode ser irreversível para células de Li-Ion, o que faz com que seja definido 3,4V como a tensão mínima por célula, totalizando no banco 136V.

Tomando como referência categorias profissionais de kart como a sprint kart, possui um número de 20 voltas e as pistas mais longas tem por volta de 1500m por volta, o que leva a um deslocamento total de 30km. A velocidade média da categoria é de 94 km/h, o que implica o tempo máximo gira em torno de 19 minutos. Considerando que a corrida parta do repouso, a primeira arrancada deve utilizar a capacidade dos supercapacitores para atingir potência de pico e banco de baterias assumir a alimentação da ME sem comprometer a potência nominal. O banco de supercapacitores não pode descarregar completamente. O conversor CC-CC deve ser capaz de atender a demanda de potência nominal da ME ao mesmo tempo que consegue carregar o banco de SC em um tempo razoável, respeitando suas limitações térmicas.

Foi escolhida a máquina síncrona de fluxo axial Emrax188, alta densidade de potência, de 330V, pois atende a configuração de tensão de barramento sem exigir correntes tão elevadas como pode ser verificado na Tabela 17.

Tabela 17 – Parâmetros dos modelos Emrax 188.

Parâmetros	Emrax 188 HV	Emrax 188 MV	Emrax 188 LV
Tensão do Barramento CC	490V	330V	160V
Potência Nominal	37kW	37kW	37kW
Potência de Pico	60kW	60kW	60kW
Torque Nominal	56 N.m	56 N.m	56 N.m
Torque de Pico	100 N.m	100 N.m	100N.m
Corrente Nominal	100 Arms	160Arms	400Arms
Corrente de Pico	190 Arms	310Arms	900Arms
K_V	17.72	29.52	72.68
K_T	0.54	0.32	0.13
RPM_{max}	8000rpm	8000rpm	8000rpm
Pares de polos	10	10	10
Resistência de fase	14,37	5,04	1,02
Indutância entre fases	188,5μH	40,2μH	12,5μH

Fonte: elaborado pelo autor.

Sabendo das restrições de tensão de alimentação a máquina HV é descartado. Embora, como pode ser visto nas novas tendências do setor automotivo, as tensões dos barramentos/banco de baterias estão cada vez maiores para se reduzir as perdas ôhmicas tanto na operação do veículo como principalmente na carga, com correntes tecnologicamente limitantes para uma carga rápida. No entanto, a tensão é muito elevada para se operar, estará o tempo todo em sobremodulação. A máxima velocidade obtida seria (156).

$$V_{rpm} = K_V \cdot V_{SC} = 17,72 \cdot 368V = 6551 \text{ rpm.} \quad (156)$$

E como se trata de um veículo de alto desempenho, sacrificar quase 1500 rpm pode ser bastante limitante da velocidade final, a depender ainda de todo o conjunto de redução como transmissão e roda/pneu.

Já para a máquina LV, as tensões no barramento são bem elevadas em relação a sua tensão nominal. A mínima tensão no SC é maior que a própria tensão nominal, o que garante toda operação submodulada e garantindo a possibilidade de velocidade máxima, embora torque máximo seja comprometido. Considerando um conversor CC-CC com potência nominal equivalente a potência de pico da máquina a corrente será (157).

$$\frac{60kW}{368V} = 163 \text{ A} \quad (157)$$

Assim o máximo torque possível será (158).

$$T_{max} = K_T \cdot I_{max} = 0,13 \cdot 163A = 21,19 \text{ N.m} \quad (158)$$

Que é praticamente 1/3 do torque nominal. Considerar a máquina LV seria uma excelente opção para um veículo de passeio. Não há grandes demandas de torque e faz uso da velocidade final em viagens. Além disso possui uma grande margem de variação de tensão do banco de SC para aproveitamento energético de frenagem regenerativa em ambiente urbano. E o uso do pico de corrente do banco de SC daria torque significativo para ultrapassagens. Considerando a descarga de mais 100A do banco de SC teria (159).

$$T_{max} = K_T \cdot I_{max} = 0,13 \cdot 263A = 34,19 \text{ N.m} \quad (159)$$

Um aumento de 60% no torque máximo. Foi considerado apenas 100A do banco de SC para possibilitar mais tempo de descarga devido seu aquecimento, 4 segundos, ao considerar o cenário da ultrapassagem.

Esclarecida a escolha da máquina elétrica, a seguir será discutido o projeto do conversor que atenda às suas especificações. Já definido o transistor que será utilizado, o principal fator limitante da utilização de todas suas capacidades é o aquecimento. A temperatura máxima tolerada é de 175°C, portanto será adotado 150°C como temperatura máxima de projeto, uma margem de segurança. Foi feito todo o equacionamento apresentado na seção 4.2.1, sendo obtidas as máximas correntes para o modo buck e o modo boost para uma única célula. Com as baterias e o banco de supercapacitores carregadas a potência máxima que pode ser processada no modo boost é 11.04kW e 14.95kW para o modo buck.

Foi discutido também as possibilidades soluções que poderiam ser utilizadas e a que terá maior impacto é a paralelização de 4 células, pois somente assim será possível garantir corrente nominal para a ME, totalizando 44,16kW no modo boost e 59.8kW no modo buck. Essa potência consegue garantir velocidade máxima do veículo ao mesmo tempo que carrega o banco de SC.

O torque máximo desenvolvido somente com a corrente fornecida pelo conversor CC-CC é (160).

$$T_{maxcc} = K_T \cdot I_{max} = 0,32 \cdot 100A = 32 \text{ N.m} \quad (160)$$

Correspondendo a 57% do torque nominal e complementado com 60A do banco de SC atinge torque nominal, que pode ser mantido por 3.7s até o uso da capacidade especificada para o banco de 184V, praticamente o tempo de 0 a 100km/h.

E com a descarga de 200A por 1s do banco de SC o torque seria (161).

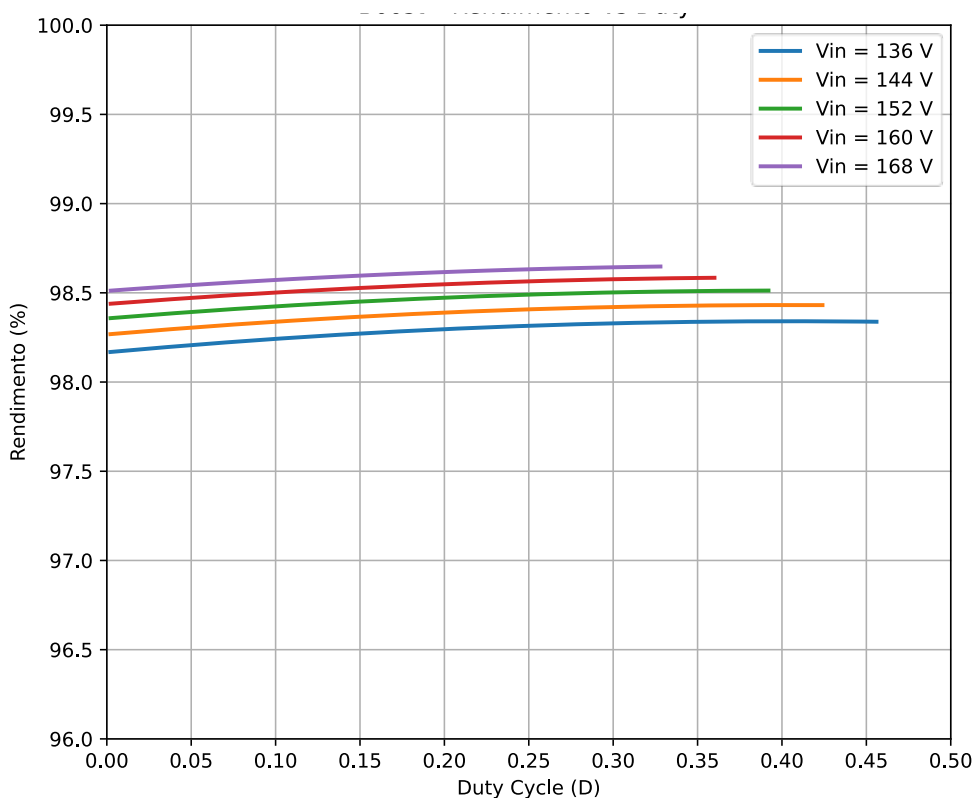
$$T_{maxcc} = K_T \cdot I_{max} = 0,32 \cdot 300A = 96 \text{ N.m} \quad (161)$$

Além da paralelização dos conversores, é proposto o entrelaçamento da saída do boost. Essa configuração é capaz de reduzir o ripple de corrente significativamente.

Definidas algumas das condições de contorno do conversor foram montadas as curvas da Figura 73 e Figura 74. Onde é possível observar o desempenho do conversor para cada valor de tensão de entrada para cada um dos modos de operação, rendimento do modo boost entre 98% e 98.6%, e para o modo buck 96.7% a 99.2%. Como o rendimento varia ao longo de seus pontos de operação, maiores perdas implicam em menor potência que pode ser extraída do conversor por motivos térmicos. E o inverso também é verdadeiro, maiores rendimentos implicam em maior capacidade de processamento de potência.

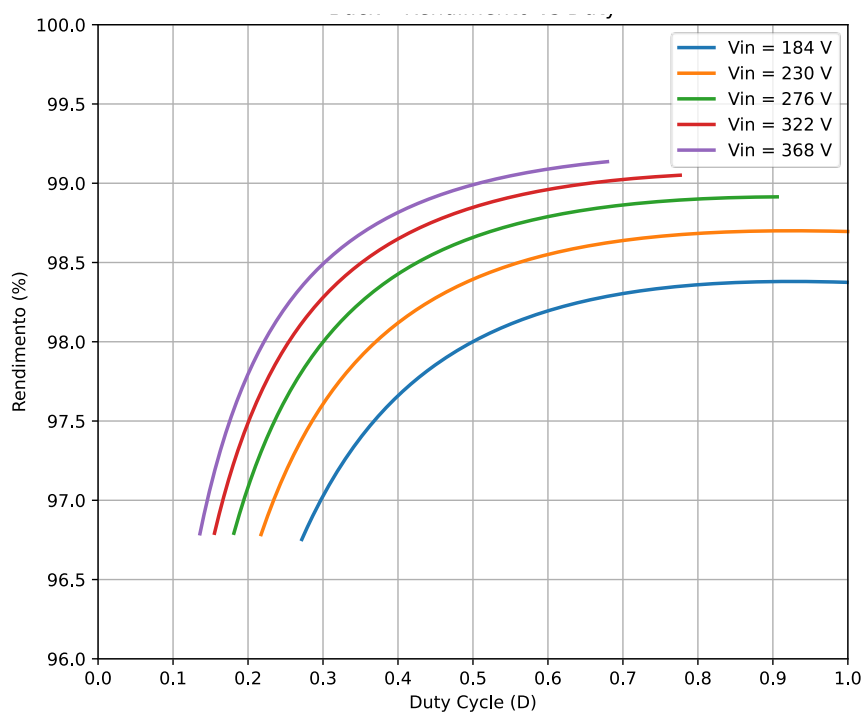
Sendo assim, cada uma dessas curvas representa também uma variação da capacidade de processamento de potência e pode ser devidamente visualizada nos gráficos da Figura 75 e Figura 76.

Figura 72 – Rendimento do modo Boost do conversor projetado.



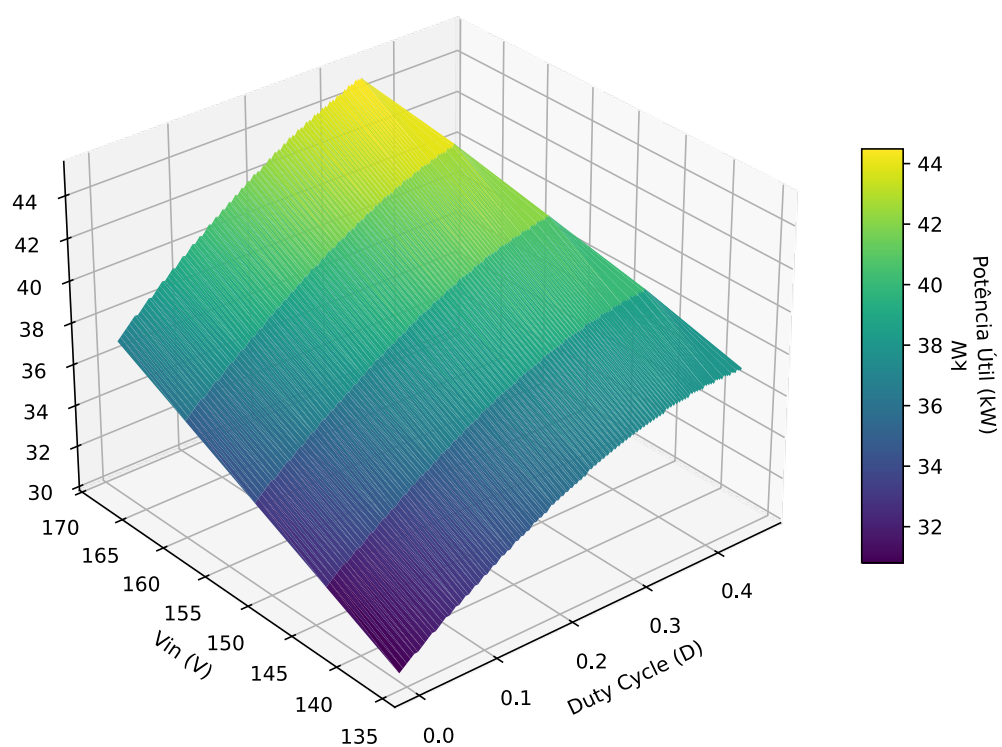
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 73 – Rendimento do modo Boost do conversor projetado.



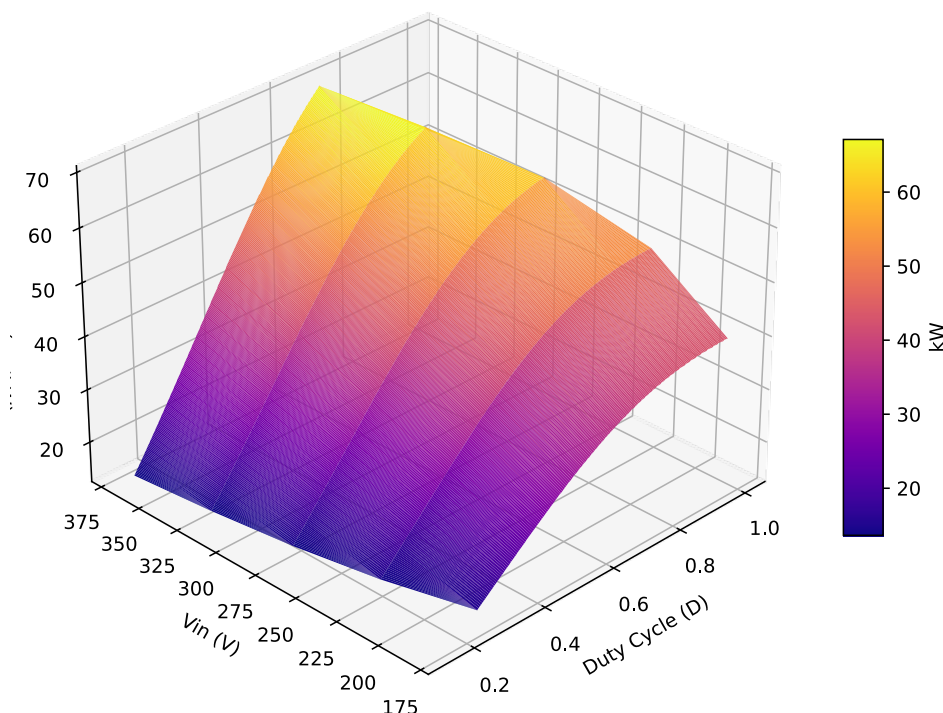
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 74 – Rendimento vs Duty vs Potência útil do modo boost.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 75 – Rendimento vs Duty vs Potência útil do modo buck.



Fonte: elaborado pelo autor.

Assim é possível compreender as diferentes condições de operação do conversor. Esses valores de potência do buck são apenas hipotéticos, uma vez que as baterias possuem um valor máximo de carga e descarga sem que sua saúde seja comprometida, otimizando o número de ciclos de operação. Além disso, para certas condições de operação pode ser adotado ao invés da razão cíclica demandada, uma que tenha menor perdas e depois em valores mais elevados de tensão o controlador ajuste para uma razão cíclica mais ajustada.

O banco de baterias disponível no laboratório contempla apenas 40 baterias, em série com outro conjunto em paralelo, a taxa de descarga para esse tipo de bateria é de 1C. Mas tipicamente a descarga máxima segura é 2C, reduzindo sua vida útil, mas como se trata de alto desempenho é um sacrifício aceitável. Portanto a corrente máxima seria de 11,2A por conjunto de baterias, totalizando com 22.4A os dois em paralelo. Para atender as especificações de descarga exigidas pelo sistema seria necessário mais conjuntos de bateria em paralelo, conforme (162).

$$Bat_{paralelo} = \frac{100A + 200A}{11.2A} = 26,8 \approx 27 \text{ bancos em paralelo} \quad (162)$$

Sabendo que cada bateria pesa 130g, o conjunto total de 27 conjuntos em paralelo de 40 baterias em pesaria $27.40.130g = 140,4 \text{ kg}$. Essa massa elevada poderia ser contornada com o uso de outras tecnologias de bateria que permitem maior descarga.

E a máxima corrente de carga seria $0.5C$, $2.8A$ por banco em paralelo, totalizando $2,8A.27=75,6A$. Assim a máxima potência utilizada do conversor será (163).

$$Buck_{max} = 168V.75,6A = 12.7kW \quad (163)$$

Foi considerada também a frequência de chaveamento do conversor em $20kHz$. Como sendo uma frequência baixa o suficiente para não se aumentar as perdas por comutação, mas alta o suficiente para que os ruídos acústicos não sejam audíveis, sendo $20kHz$ a frequência máxima capaz de ser escutada por um ser humano, mas que tipicamente é em torno de $16kHz$ em jovens, capacidade que se perde com a idade.

O banco de SC já serve como um filtro e garante o nível de tensão da saída do conversor, portanto não há necessidade de projetar um capacitor de saída. Da mesma forma é na entrada, tendo em vista que o modelo elétrico da bateria é de um capacitor com uma resistência série, variando pouco sua tensão ao longo de cargas e descargas.

Já para o indutor, foi adotada a maior indutância entre os modos buck e boost que satisfaça a condição de ripple de corrente ser de 10% da máxima da descarga no boost. Para o buck esse valor tem que ser suficientemente pequeno, pois durante a carga das baterias a corrente não pode ultrapassar $0.5C$, ou seja, $2.8A$, para que seja preservada a saúde da bateria em sua máxima longevidade.

Além da paralelização dos conversores, é proposto o entrelaçamento da corrente de saída do boost e consequentemente da corrente de entrada do buck.

4.1.1 Entrelaçamento

Em conversores paralelizados a técnica de entrelaçamento de fases consiste em operar múltiplas fases idênticas com defasagens temporais entre si, de modo a reduzir o ripple de corrente total, vista na entrada ou na saída do sistema.

O princípio do entrelaçamento está diretamente relacionado à superposição temporal de formas de onda individuais, com offsets de fase cuidadosamente ajustados.

A seguir, descreve-se matematicamente o comportamento de N fases com defasagem ϕ , considerando uma forma de onda triangular idealizada, típica da corrente nos indutores de conversores Buck e Boost operando em modo de condução contínua.

A defasagem de fase ϕ é definida em graus elétricos entre fases consecutivas. Para N fases, a defasagem temporal da fase Δt_k (em relação à primeira) é dada por (164).

$$\Delta t_k = \frac{\phi \cdot k}{360} \cdot T_s \quad (164)$$

T_s : período de chaveamento

ϕ : defasagem entre fases (em graus)

$k \in [0, N-1]$: índice da fase

Esse deslocamento representa o tempo de atraso da fase Δt_k em relação à primeira fase, implementado como offset no tempo de comutação.

O tempo local de cada fase, relativo ao seu próprio ciclo de comutação, é definido como (165).

$$t_k = (t - \Delta t_k) \bmod T_s \quad (165)$$

Essa expressão garante que cada forma de onda seja cíclica e repetitiva, respeitando seu deslocamento no tempo e reiniciando a cada período T_s . O operador módulo garante a continuidade no tempo mesmo com defasagens.

Assumindo que cada fase apresenta uma forma de onda triangular normalizada (valor de pico unitário), a corrente da fase pode ser modelada como (166).

$$i_k(t) = \begin{cases} \frac{t_k}{DT_s}, & 0 \leq t_k < DT_s \\ 1 - \frac{t_k - DT_s}{(1-D)T_s}, & DT_s \leq t_k < T_s \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (166)$$

D: razão cíclica (duty cycle) da comutação

t_k : tempo local da fase k.

Essa equação representa a corrente triangular linear com tempo de subida durante a condução ativa e decaimento durante o modo desligado.

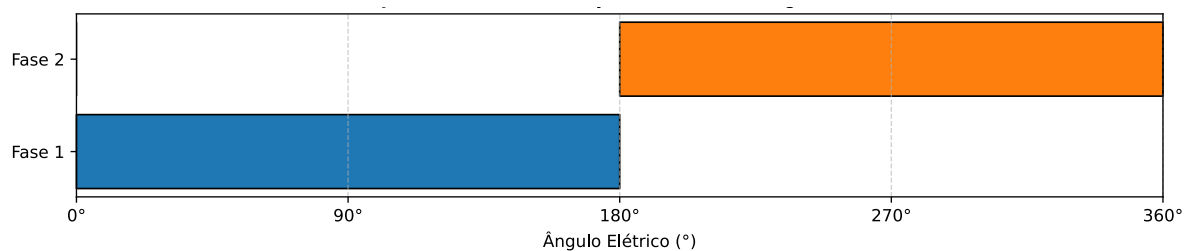
A corrente total do sistema (167), considerando todas as fases operando em paralelo, é simplesmente a soma das correntes individuais defasadas.

$$i_{\text{total}}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} i_k(t) \quad (167)$$

Essa superposição resulta em uma corrente com menor ripple em comparação com a operação de uma única fase. O grau de cancelamento das ondulações depende da defasagem ϕ , do número de fases N, e do duty cycle D.

Abaixo na Figura 77 é apresentada a defasagem de 180 graus de 2 fases entrelaçadas. A imagem só representa com as barras de cores o tempo de condução dentro do período completo, 50%. Como se trata de uma onda triangular, durante período de condução da fase 1 há uma rampa ascendente na fase 1 e descendente na fase 2, reduzindo o ripple. Da mesma forma acontece durante a condução da fase 2 que está em uma rampa ascendente enquanto na fase 2 está descendente. Uma sobreposição parcialmente destrutiva.

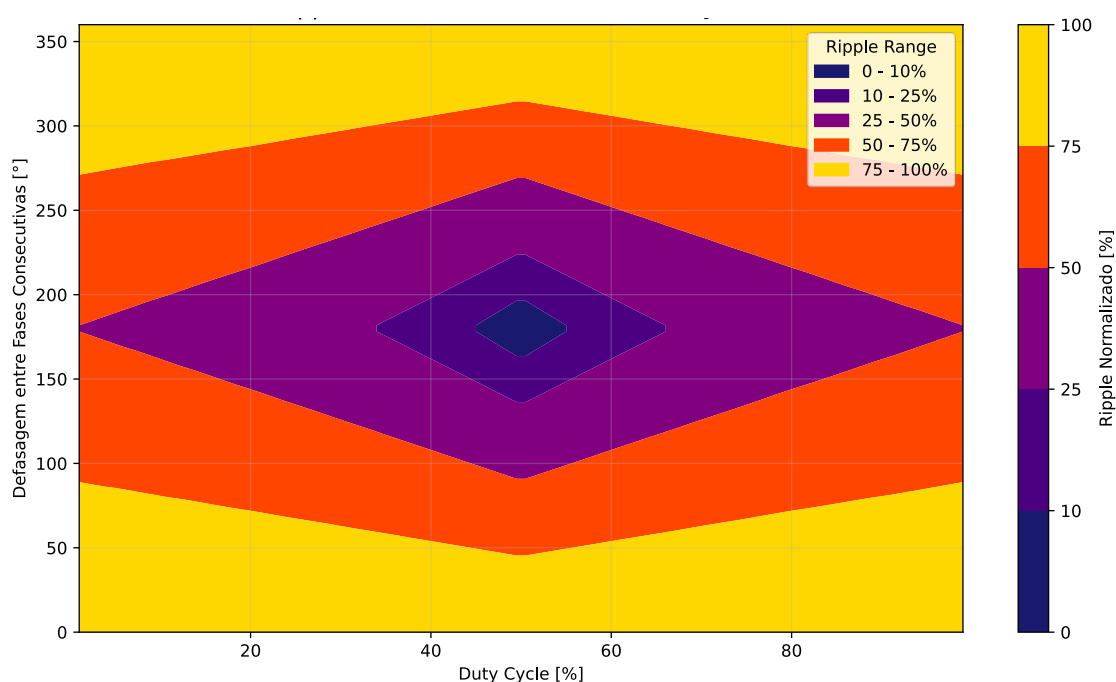
Figura 76 – Entrelaçamento de 2 fases D=50%, $\phi=180$.



Fonte: elaborado pelo autor.

Isso acontece dessa maneira tomando em conta o duty de 50%, mas para D maiores e menores essa sobreposição se torna desigual conforme pode ser verificado na Figura 78. Essa imagem expressa o ripple normalizado resultante. Com 180° de defasagem o ripple máximo variando todo o duty é de 50%. Somente com a paralelização dos conversores o ripple resultante é 2 vezes o da fase. Assim, o ripple resultante de saída de um boost entrelaçado de 2 fases seria pelo menos $2 \cdot \frac{1}{2} = 1$ do ripple de fase. Ou seja, o pior caso seria igual ao da fase e idealmente nulo em 50%.

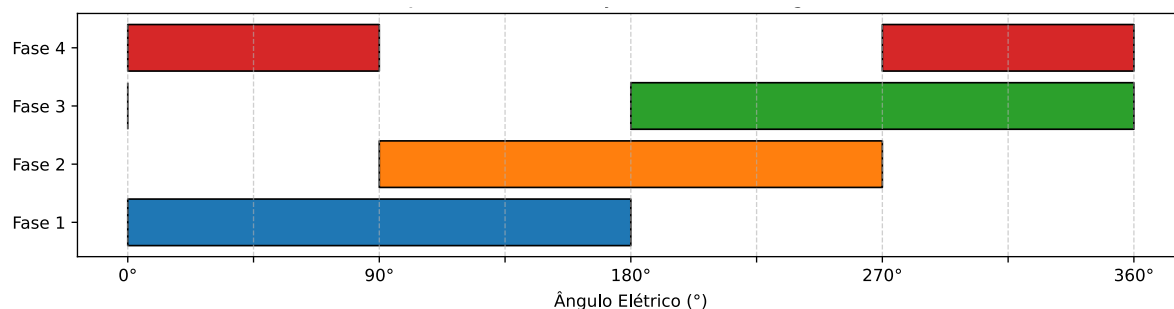
Figura 77 – Ripple normalizado resultante de 2 fases entrelaçadas.



Fonte: elaborado pelo autor.

Já para o caso específico do conversor proposto, com 4 fases entrelaçadas o cenário é um pouco diferente. Como se tratam de 4 fases, o ponto ótimo de defasagem é $360 / 4 = 90^\circ$. Com 50% de duty, há sobreposição de mais de uma fase e em regiões diferentes da onda triangular do indutor, como pode ser visto na Figura 79.

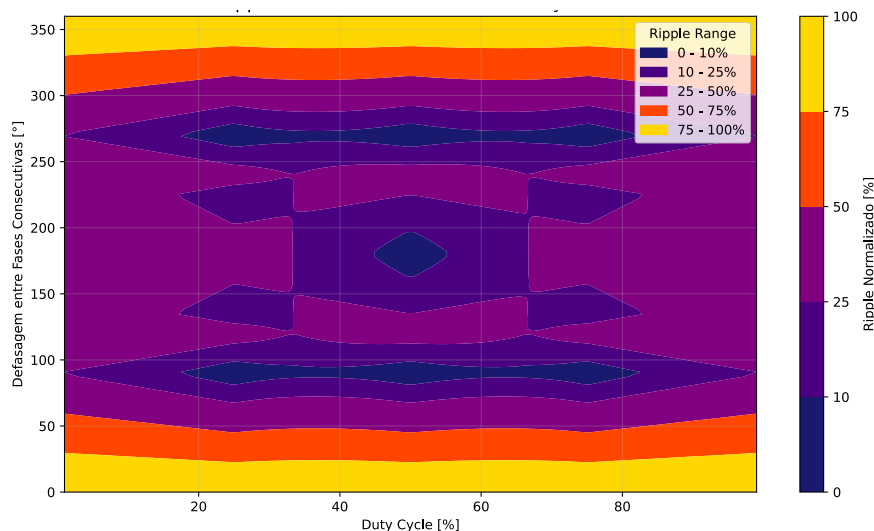
Figura 78 – Entrelaçamento de 2 fases D=50%, $\phi=180^\circ$.



Fonte: elaborado pelo autor.

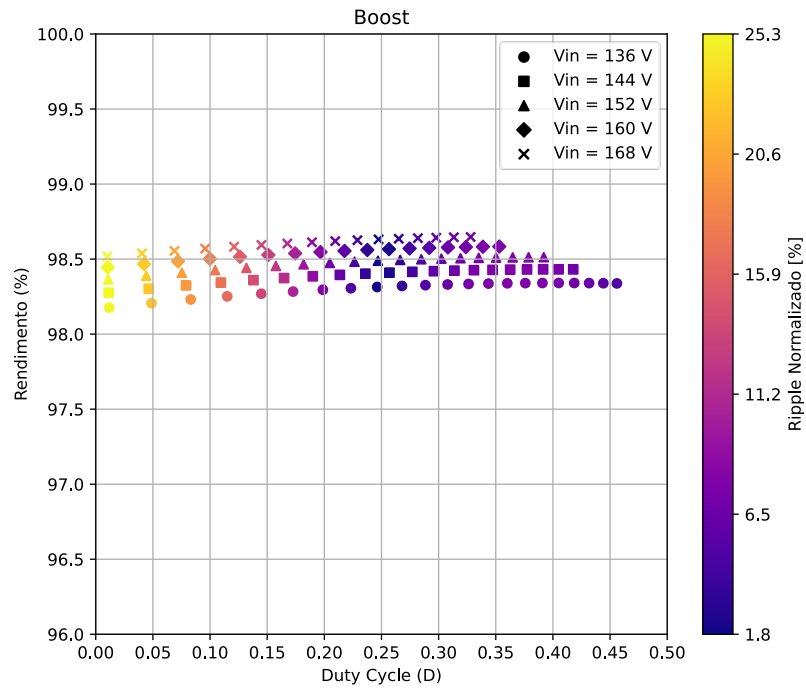
Com esse novo fenômeno, o comportamento do ripple se diferencia do caso de apenas 2 fases como pode ser visto na Figura 80. Nesse caso, existe uma faixa maior com ripple idealmente nulo e o maior ripple é de 25%, metade do caso anterior. Assim, o pior ripple resultante é $1,4 \cdot \frac{1}{4} = 1$, igual a ripple de fase. Com essas informações, é possível mapear todo o comportamento do conversor, cruzando o gráfico de rendimento da Figura 73 e da Figura 74 com a redução de ripple da Figura 80, onde foi possível obter as curvas da Figura 81e da Figura 82.

Figura 79 – Ripple normalizado resultante de 4 fases entrelaçadas.



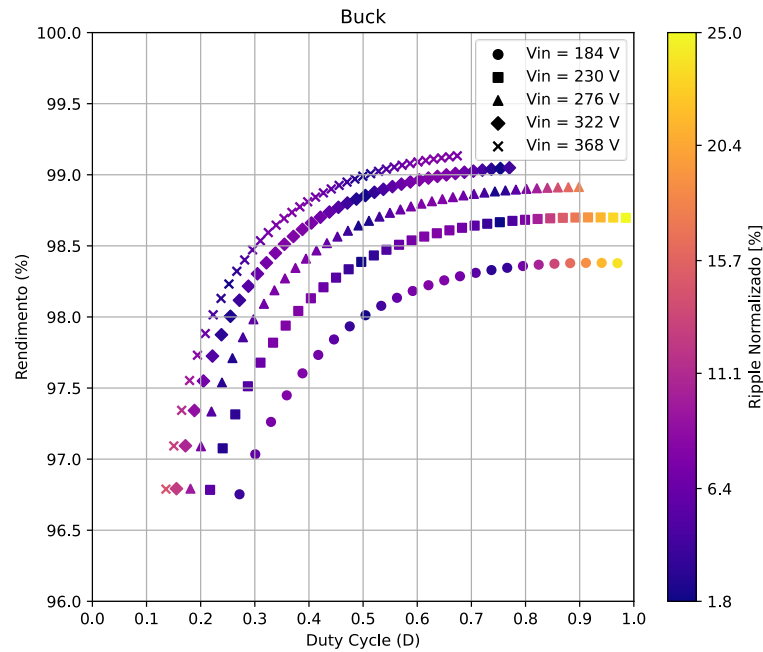
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 80 – Rendimento vs duty do boost e o ripple normalizado da corrente de saída resultante do entrelaçamento de 4 fases.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 81 – Rendimento vs duty do boost e o ripple normalizado da corrente de entrada resultante do entrelaçamento de 4 fases.



Fonte: elaborado pelo autor.

Os pontos do gráfico de rendimento foram expressos por um número menor de pontos e assim o cruzamento com os dados de ripple preciso ser interpolado. Assim, o menor valor dos gráficos é 1.8%.

Além disso, é proposto um indutor acoplado, onde indutâncias mútuas interagem com a indutância própria de cada fase, diminuindo a indutância necessária e consequentemente o tamanho do indutor.

4.1.2 Indutor acoplado

Como pode ser visto na equação para o buck, o ponto de operação crítico é onde a maior diferença tensão entre a bateria e o banco de SC ($V_{SC} = 368V$ e $V_{bat} = 136V$) e $D=0.375$. Considerando os 5% de 0.5C, a variação de tensão admitida é (168).

$$\Delta I = \frac{5,6}{2} \cdot 10\% \cdot 40 = 11.2A \quad (168)$$

Assim a indutância requerida pelo buck é (169).

$$L_{buck} = \frac{(V_{SC} - V_{bat}) \cdot D_{pcb}}{2 \cdot \Delta \cdot f} = 191\mu H \quad (169)$$

E para o modo boost um critério seria 5% da corrente média de saída, pensando no aquecimento adicional ao banco de SC e pulsação de torque na ME, portanto (170).

$$I_{Bripple} = 30A \cdot 5\% = 1.5A \quad (170)$$

A indutância para o caso é (171).

$$L_{boost} = \frac{V_{bat} \cdot D_{pcB}}{2 \cdot \Delta I_L \cdot f} = 197\mu H \quad (171)$$

Assim, a indutância do conversor será definida como $197 * \mu H$. O que implicaria em um Ripple de 10.9A para o buck.

O acoplamento dos indutores das fases implica na construção de um indutor compondo os enrolamentos de cada fase. Assim, dependendo do arranjo existe interação magnética entre

os indutores que pode ser destrutiva ou construtiva. Dessa forma é possível criar um arranjo que essa interação magnética colabore com o projeto reduzindo o ripple ao manter a mesma indutância ou mantendo o ripple e reduzindo a indutância.

A indutância mútua pode ser definida como (172).

$$M = k \cdot L_{\text{self}} \quad (172)$$

Onde

L_{self} = Indutância medida entre os terminais da fase com as outras abertas

k é o fator de acoplamento

O k expressa quanto de fluxo magnético é compartilhado da indutância própria de outra fase.

Ao acoplar 2 fases em sentidos opostos, durante a condução de uma fase a indutância da outra fase(mútua) contribui no coeficiente angular da corrente, diminuindo as derivadas de corrente, como demonstrado em (173).

$$v_1(t) = L_{\text{self}} \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_3}{dt} \quad (173)$$

Esse efeito pode ser expresso de maneira genérica para N fases pela equação (174).

$$L_{\text{efetivo}} = L_{\text{self}} - M \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) \quad (174)$$

Para esse caso de 2 fases obtém-se (175).

$$L_{\text{efetivo}} = L_{\text{self}} - M \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{2}\right) = L_{\text{self}} + M \quad (175)$$

Ou seja, a indutância vista pelo barramento ganha uma componente mútua.

Mas para o caso de 4 fases desse projeto, obtém-se (176).

$$L_{\text{efetivo}} = L_{\text{self}} - M \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{4}\right) = L_{\text{self}} \quad (176)$$

Dessa forma, não há impacto dessa associação na redução do ripple ou indutância.

Isso ocorre pela interação de múltiplas fases no mesmo período como foi expresso na Figura 79. O acoplamento da fase 1 com a fase 3, fases opostas, é comprometido pela interação da fase 4 em 90°, no caso específico de duty=50%, mas que pode ser ainda pior em valores de duty maiores.

Assim, é proposto o acoplamento em pares fase 1-fase 3 e fase 2 – fase. Dessa forma é possível obter resultados positivos da interação dos fluxos magnéticos das indutâncias.

Realizando um acoplado forte entre as fases podemos estimar um valor de $k=0,9$. Assim, M é (177).

$$M = 0,9 \cdot 197\mu H = 177,3 \mu H \quad (177)$$

Implicando em uma indutância efetiva de (178).

$$L_{\text{efetivo}} = 197\mu H + 177,3 \mu H = 374,3 \quad (178)$$

Como o objetivo é reduzir o volume do indutor e não o ripple de corrente que já atende ao projeto a indutância é (179).

$$L_{\text{efetivo}} = 197\mu H = L_{\text{self}} + L_{\text{self}} \cdot 0,9 \quad (179)$$

Dessa forma a indutância por fase pode ser substituída por (180).

$$L_{\text{self}} = \frac{197\mu H}{1,9} = 103,7\mu H \quad (180)$$

Praticamente metade da indutância sem acoplamento.

4.1.3 Dinâmicas de Pista

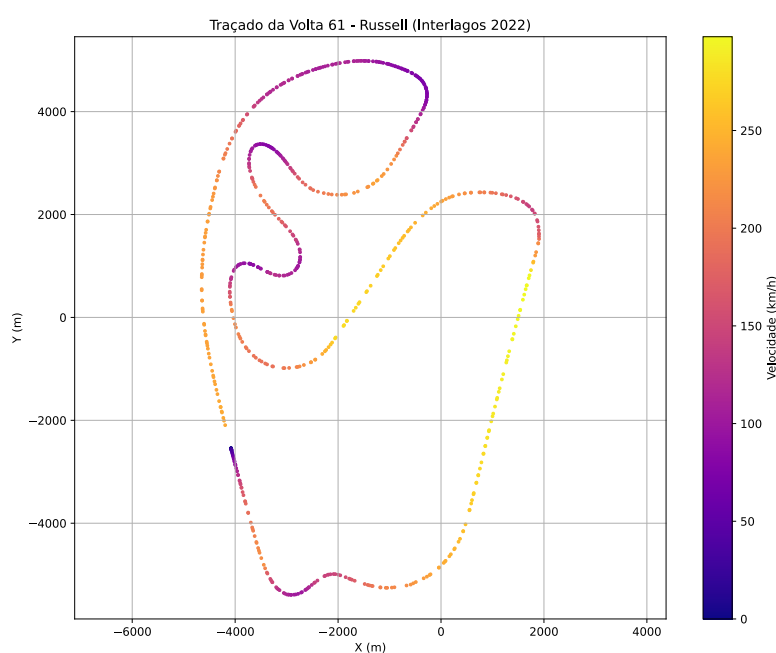
Nesta seção, analisa-se o comportamento dinâmico de um veículo de Fórmula 1 na pista de Interlagos, tomando como referência a volta 61 de George Russell no GP de São Paulo de 2022 — volta essa que marcou sua vitória e representa um cenário realista de desempenho extremo. O objetivo não é simular diretamente um Fórmula 1, mas utilizar seu perfil de aceleração e frenagem como base para o desenvolvimento de uma referência qualitativa, que

possibilite modelar com coerência o desempenho de um kart elétrico de alta performance em um ambiente competitivo, Figura 83.

A pista de Interlagos possui 4309 metros de extensão, e a volta foi completada em pouco mais de um minuto e onze segundos. A partir de dados públicos de velocidade ao longo do tempo e da distância, observou-se a presença de acelerações intensas após curvas técnicas e frenagens agressivas nas aproximações de setores mais travados, Figura 84. Essa distribuição permitiu identificar os trechos críticos em termos de troca de energia cinética, os quais, em uma aplicação prática, impactam diretamente no dimensionamento do sistema de propulsão, controle térmico e aproveitamento da frenagem regenerativa.

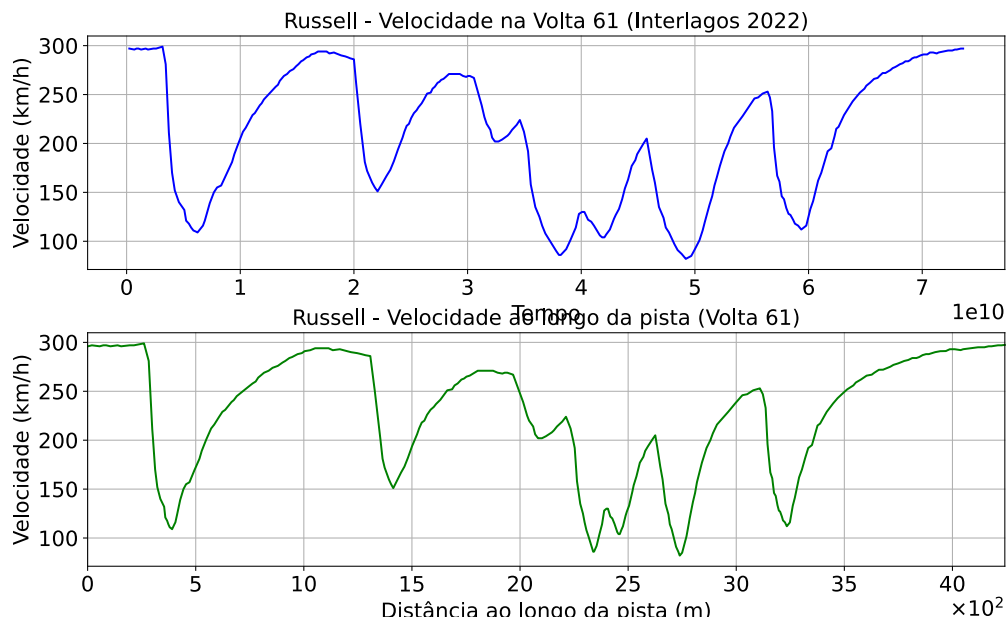
Com base nessa análise, desenvolveu-se um modelo simplificado para o kart, utilizando os mesmos princípios de resistência aerodinâmica, resistência de rolamento e inércia, adaptados à massa e proporções reais do veículo, desenvolvido nas seções anteriores. Esse modelo, embora apresente variações abruptas devido ao torque instantâneo dos motores elétricos, não busca representar com fidelidade absoluta a dinâmica real na pista, mas sim fornecer dados qualitativos de referência para as análises energéticas e estratégias de uso dos bancos de energia embarcados.

Figura 82 – Traçado de interlagos, F1.



Fonte: obtido por meio da API OpenF1.

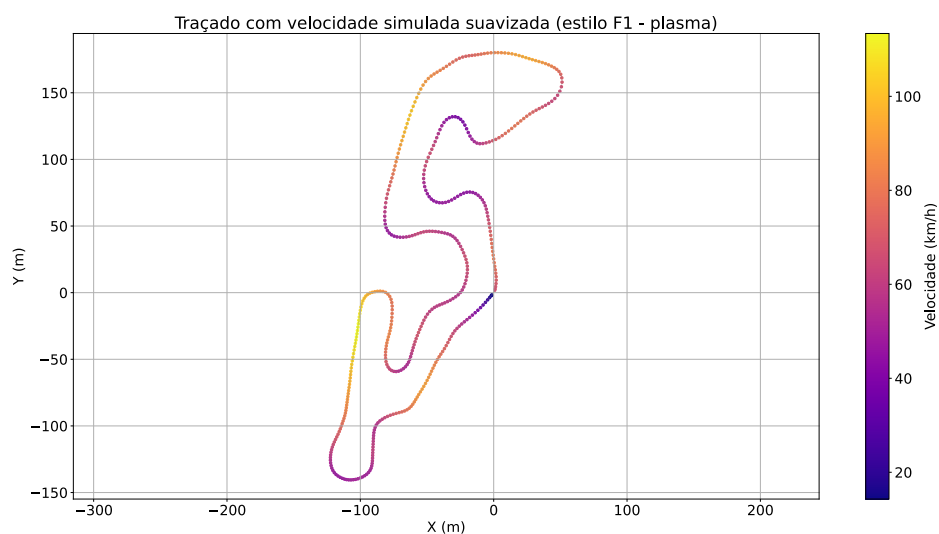
Figura 83 – Velocidade vs tempo/deslocamento.



Fonte: obtido por meio da API OpenF1.

Cabe destacar que, por se tratar de um ambiente competitivo, o Kartódromo de Interlagos foi selecionado neste estudo apenas como referência, sendo fundamental reconhecer que cada etapa de uma temporada apresenta características únicas que demandam ajustes específicos para a maximização do desempenho, Figura 85. A análise aqui realizada deve, portanto, ser entendida como uma base para desenvolvimento de estratégias mais amplas, a serem ajustadas de forma criteriosa conforme o traçado e a duração de cada corrida.

Figura 84 – Mapa de velocidade sobre o kartódromo de Interlagos.



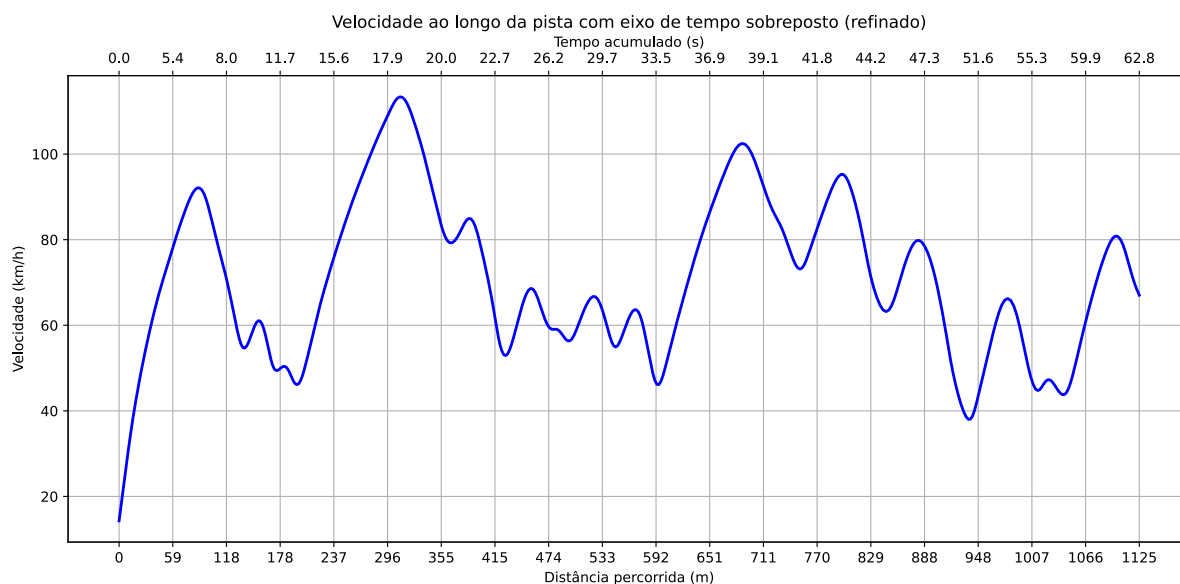
Fonte: elaborado pelo autor.

Embora o foco desta seção esteja nas dinâmicas longitudinais do veículo, a análise energética já pressupõe a exigência de consistência ao longo de toda a prova. Considerando-se, por exemplo, que o número de voltas é fixo em 20 para todas as etapas da temporada, é necessário garantir que o sistema de armazenamento de energia seja capaz de atender com segurança e eficiência a essa demanda total. A pista aqui analisada possui 1150 metros de extensão, o que representa um total de 25 km por prova. Tendo em vista que a maior pista da temporada atinge 1500 metros por volta, o projeto foi conduzido de modo a garantir que o veículo não apenas complete o traçado de Interlagos com margem, mas também que disponha de energia suficiente para suportar condições ainda mais exigentes em etapas futuras.

Essa abordagem permite não apenas a validação do sistema no cenário atual, mas antecipa o comportamento do conjunto em um panorama realista de campeonato, no qual o aproveitamento energético, a resistência térmica e a adaptabilidade do sistema de propulsão serão colocados à prova em diversas configurações de pista e clima. O aprofundamento dessas questões, em especial os limites operacionais e estratégias de controle do banco de supercapacitores, será abordada na seção seguinte.

Com base na leitura do gráfico apresentado na Figura 86, que projeta o desenvolvimento da velocidade do kart ao longo do tempo e o deslocamento correspondente a uma volta completa, é possível identificar quatro grandes zonas de aceleração, seguidas imediatamente por desacelerações intensas. Esses trechos concentram os momentos de maior exigência energética do traçado, sendo onde se espera o uso do potencial máximo tanto do conversor quanto do banco de supercapacitores. Após essas acelerações expressivas, surgem curvas técnicas que demandam frenagens abruptas, promovendo a oportunidade de carregamento do banco por meio da regeneração de energia, desde que respeitados os limites térmicos e operacionais do sistema.

Figura 85 – Velocidade desenvolvida ao longo do traçado, simulado.



Fonte: elaborado pelo autor.

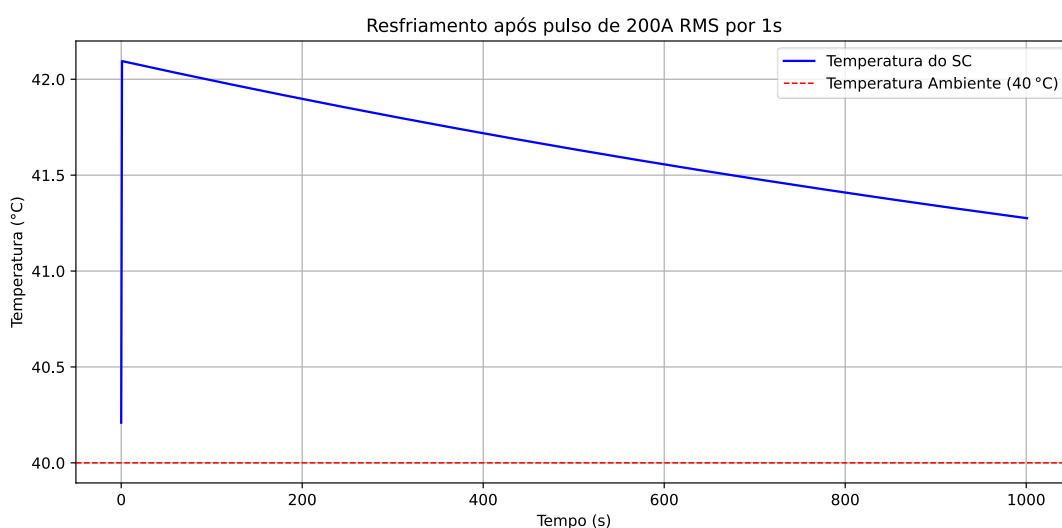
4.1.3.1 Dinâmicas dos Supercapacitores

O banco de supercapacitores adotado para o sistema de tração apresenta características específicas que impõem limites rigorosos ao seu uso em ambiente competitivo. A corrente de pico máxima que pode ser transmitida é de 200 A durante 1 segundo, sendo esta não repetitiva, ou seja, a aplicação de pulsos sucessivos de mesma magnitude não é permitida sem um intervalo adequado para dissipação térmica. Isso implica que, nas zonas de aceleração mais intensa, o ideal não é esgotar a capacidade máxima do banco, mas sim operar com margens que permitam o reaproveitamento da energia regenerada na frenagem subsequente, sem comprometer a estabilidade térmica do conjunto. A corrente nominal do banco é de 19 A, valor que pode ser mantido continuamente e utilizado para compor a corrente de saída do conversor CC, fornecendo suporte estável à tração em regime estacionário ou durante acelerações mais suaves.

Considerando que o traçado simulado apresenta três grandes acelerações principais, será realizada uma análise detalhada da evolução térmica do banco ao longo da volta. Conforme demonstrado na Figura 87, cada disparo de corrente no valor de 200 A resulta em um aumento estimado de 2,91 °C na temperatura do supercapacitor. Partindo de um critério de segurança adotado de 60 °C como temperatura máxima admissível ainda abaixo do limite de 65 °C especificado pelo fabricante, torna-se evidente que o uso estratégico e controlado da energia do

banco é fundamental para garantir repetibilidade e confiabilidade ao longo da prova. Após um disparo de pico com temperatura ambiente de 40 graus, por se tratar de uma função que depende do gradiente térmico e ser uma exponencial decrescente assintótica o tempo para voltar aos 40 graus é de mais de 10000s, maior que a própria prova, o que inviabiliza o uso da corrente máxima em curvas sucessivas. Mas com maiores aquecimentos, devido ao gradiente térmico com o ambiente, o resfriamento dos capacitores é mais rápido e consegue retomar a temperatura de disparo em 222s, praticamente o tempo de 2 voltas na pista em análise, Figura 88. Essa limitação reforça a necessidade de estratégias inteligentes de controle térmico e gerenciamento de energia.

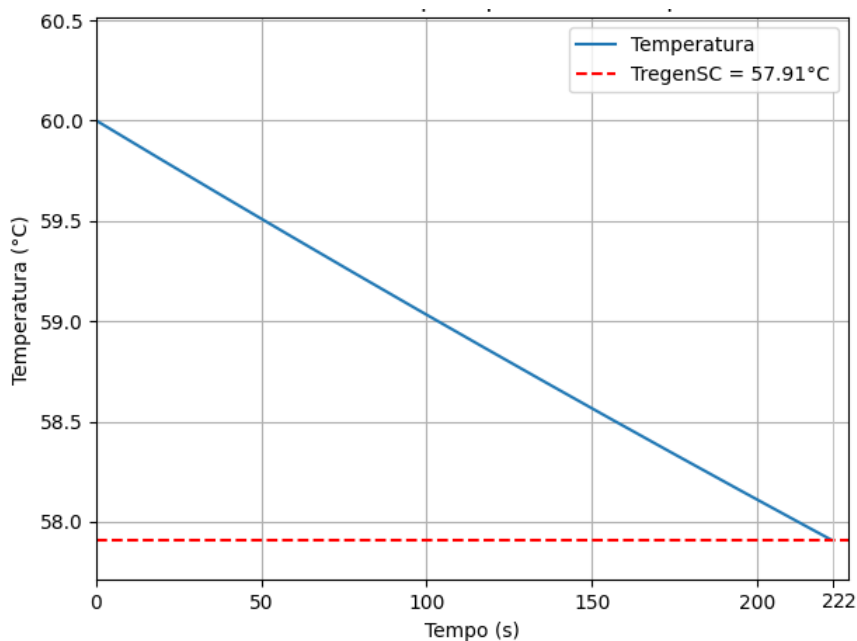
Figura 86 – aquecimento SC.



Fonte: elaborado pelo autor.

Uma alternativa interessante identificada durante a fase experimental diz respeito à otimização do uso da pista em conjunto com a estratégia de gerenciamento térmico dos supercapacitores. Visando prolongar o desempenho do sistema em condições de elevada demanda térmica, adotou-se uma abordagem que explora de forma inteligente a capacidade de descarga do banco de supercapacitores. Conforme ilustrado na Figura 89, em situações específicas é viável utilizar toda a energia disponível no banco de supercapacitores uma vez por volta, até que a temperatura alcance o limite operacional de 60 °C — valor previamente definido como referência de segurança.

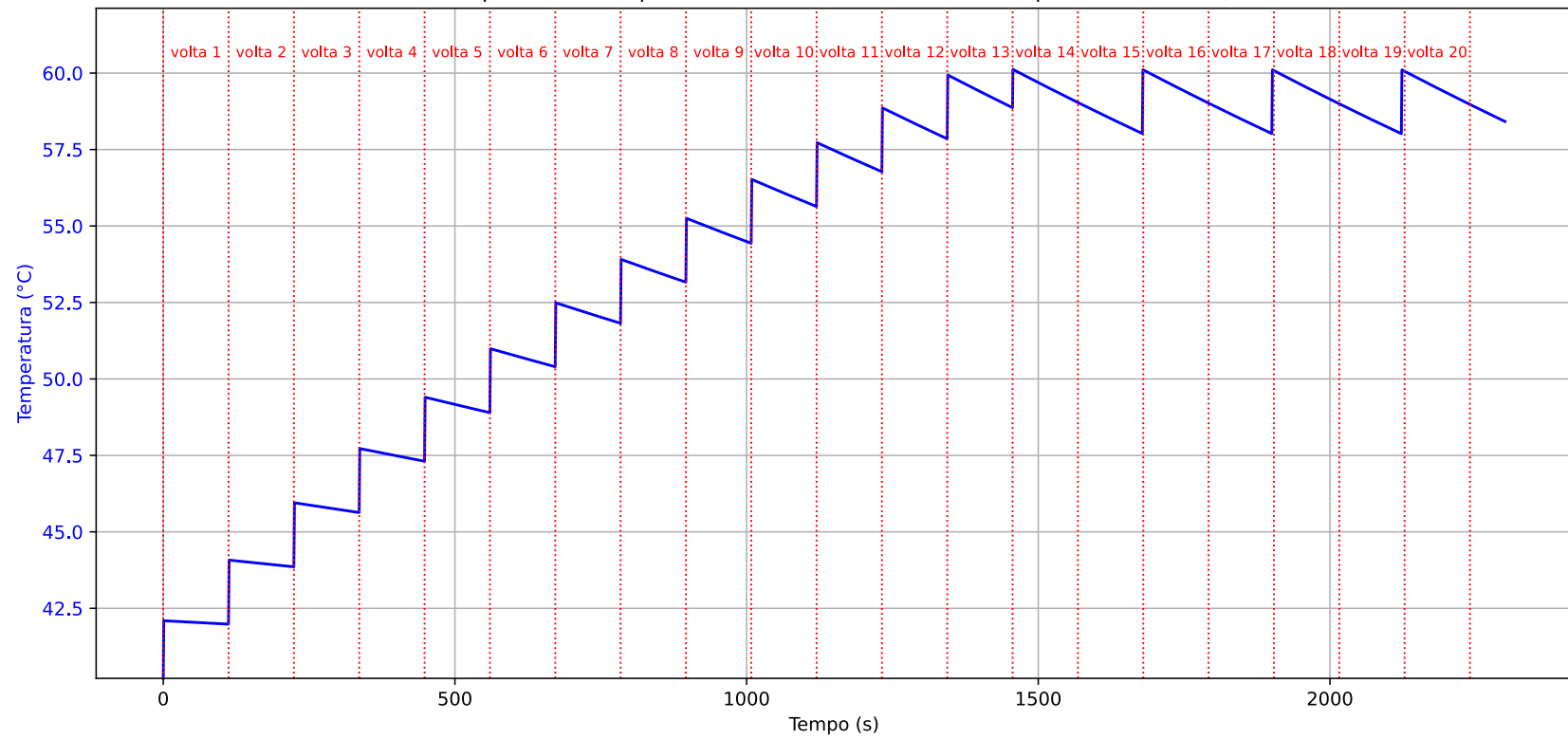
Figura 87 – Resfriamento 60 graus.



Fonte: elaborado pelo autor.

A partir desse ponto, e considerando a limitação térmica imposta, a estratégia passa a limitar o uso dos supercapacitores a uma descarga mais intensa a cada duas voltas, permitindo uma janela de resfriamento mais efetiva entre os picos de potência. Essa abordagem permite um balanceamento entre desempenho e integridade térmica, resultando em uma utilização mais eficiente dos supercapacitores ao longo da prova, sem comprometer a estabilidade do sistema ou exceder os limites estabelecidos.

Figura 88 – dinâmica térmica prova completa.



Fonte: elaborado pelo autor.

4.1.4 Projeto Ideal

Considerando um cenário de projeto ideal, típico de veículos de alta performance onde os recursos financeiros não se configuram como principal restrição, é possível propor soluções mais arrojadas e de maior impacto sobre o desempenho final do sistema. Entre essas alternativas, destaca-se a adoção de baterias de titanato de lítio (LTO), reconhecidas por sua elevada densidade de potência, alta vida útil e segurança térmica. Tais baterias apresentam capacidades típicas de descarga da ordem de 20 C e taxas de recarga de até 10 C, proporcionando vantagens significativas não apenas em termos de potência instantânea, mas também de redução de peso e volume do sistema de armazenamento.

Com base nas necessidades energéticas estimadas do projeto, a utilização de células LTO permitiria a construção de um banco de baterias com massa aproximada de apenas 30 kg — uma redução expressiva se comparada a tecnologias mais convencionais de íons de lítio. No entanto, tal configuração teria um custo elevado, estimado em aproximadamente R\$ 150.000,00, sem considerar economias de escala decorrentes de produção em maior volume.

No mesmo contexto, também são consideradas soluções com supercapacitores de alto desempenho, como os modelos metálicos da série SkelCap D60, fabricados pela Skeleton Technologies. Estes dispositivos são capazes de operar com picos de corrente de até 2,6 kA, permitindo não apenas uma operação segura em margens elevadas, mas também garantindo maior repetibilidade de grandes descargas e confiabilidade térmica graças ao encapsulamento metálico, que facilita a dissipação passiva ou forçada do calor gerado.

Ainda em um cenário ideal, o projeto poderia prever um número maior de células em paralelo no banco de baterias, otimizando a capacidade de corrente disponível instantaneamente e aumentando a robustez do sistema em relação à degradação por sobrecargas. Isso também permitiria alinhar melhor a resistência interna total com as exigências dinâmicas do conversor, reduzindo perdas por efeito Joule e elevando o rendimento global.

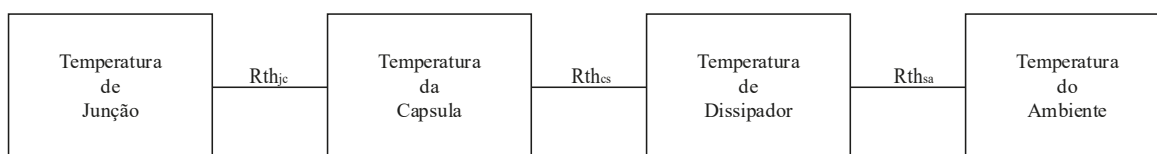
Essas alternativas, embora não economicamente viáveis para a maior parte dos projetos experimentais, demonstram o potencial técnico que pode ser atingido com o emprego de componentes de ponta e mostram caminhos para futuras versões do sistema, conforme avanços tecnológicos e eventuais reduções de custo no mercado.

4.2 Análise Térmica

Um projeto adequado de conversores exige não somente o dimensionamento dos elementos para o processamento de potência, mas também de sua capacidade de extrair calor. Como todo dispositivo não é ideal, existem perdas, como já foi abordado na análise de rendimento dos conversores anteriormente. Essas perdas geram calor que podem ser destrutivos para os componentes, especialmente os semicondutores. Para evitar que isso ocorra, é necessário um projeto térmico robusto, considerando as condições de contorno do conversor e as características dos métodos de dissipação.

A seguir será apresentada a análise térmica do conversor bidirecional Buck/Boost 2N já considerando os parâmetros dos semicondutores que serão utilizadas na construção. Na Figura 90, é apresentado circuito equivalente a condução térmica para a extração de calor dos semicondutores. Onde cada traço entre os blocos representa uma resistência térmica e cada bloco a temperatura em cada região de condução.

Figura 89 – Modelagem térmica para dissipação.



Fonte: elaborado pelo autor.

O objetivo dessa modelagem é garantir que a temperatura de junção do semicondutor esteja em valores seguros de operação. Como pode ser visto na Tabela 18, a temperatura máxima de operação do IGBT escolhido (SEMiX202GB12E4s) é de 175°C, no entanto, qualquer valor acima disso traria uma falha catastrófica ao dispositivo. Portanto, será adotada a temperatura máxima de operação em torno de 150°C, dando uma margem de segurança para a operação, conferindo maior robustez ao projeto.

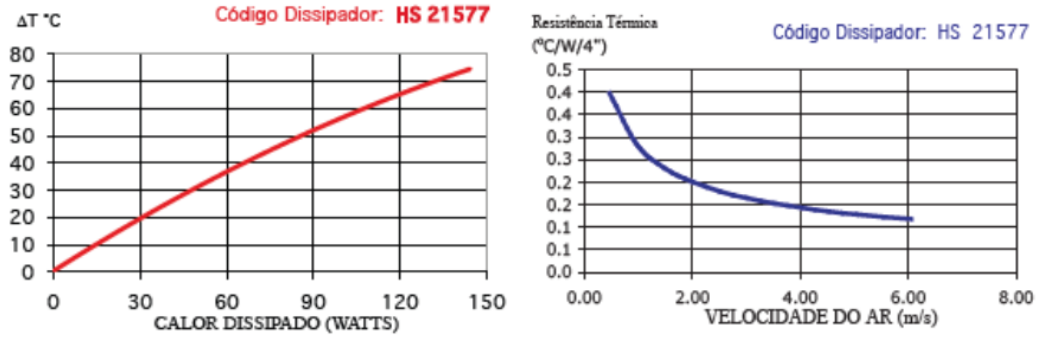
Tabela 18 – Parâmetros do IGBT e condições de contorno.

$r_{IGBT} \left[\frac{K}{W} \right]$	$r_{Rcd} \left[\frac{K}{W} \right]$	$r_{cd} \left[\frac{K}{W} \right]$	$R_{cd} \left[\frac{K}{W} \right]$	$R_{da} \left[\frac{K}{W} \right]$	$r_{CE} [\Omega]$	$r_{CE} [V]$	$V_{CE} [\Omega]$	$r_F [V]$	$V_F ^\circ C$	$T_a ^\circ C$
0.14	0.26	0.045	0.045	0.52	0.008	2.4	0.005	1.1	175	40

Fonte: elaborado pelo autor.

Foi considerado também o dissipador HS21577, Figura 91, com sua resistência térmica variando conforme o ar incidente, fato considerado nas avaliações seguintes.

Figura 90 – Características do dissipador escolhido.

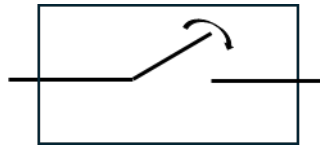


Fonte: elaborado pelo autor.

4.2.1 Topologia Clássica

Primeiramente será considerada a topologia clássica, considerando somente 2 semicondutores, ou 1 semicondutor por etapa de operação, conforme demonstrado na Figura 92.

Figura 91 – Conversor clássico, 1 interruptor por etapa.



Fonte: elaborado pelo autor.

As equações de perdas para o IGBT e para seu diodo estão apresentadas (181) e (182).

$$P_{IGBT} = I * D * V_{CE} + r_{CE} (I * \sqrt{D})^2 \quad (181)$$

$$P_D = I * (1 - D) * V_F + r_F (I * \sqrt{1 - D})^2 \quad (182)$$

As perdas por módulo, portanto, é a soma de suas perdas, conforme ().

$$P_{mod} = P_{IGBT} + P_D \quad (183)$$

Em cada modo do IGBT que será utilizado contém 1 par de IGBTs e 1 par de diodos, assim, considerando um dissipador por módulo, os 4 dispositivos estão em paralelo, e, portanto, sua resistência térmica equivale conforme (184).

$$R_{jce} = \frac{R_{jcl} * R_{jcd}}{R_{jcl} + R_{jcd}} \quad (184)$$

Com isso em mãos, todas as resistências térmicas são conhecidas e pode ser obtida a resistência térmica equivalente entre a junção e o ambiente (185).

$$R_{da} = R_{jce} + R_{cd} + R_{da} \quad (185)$$

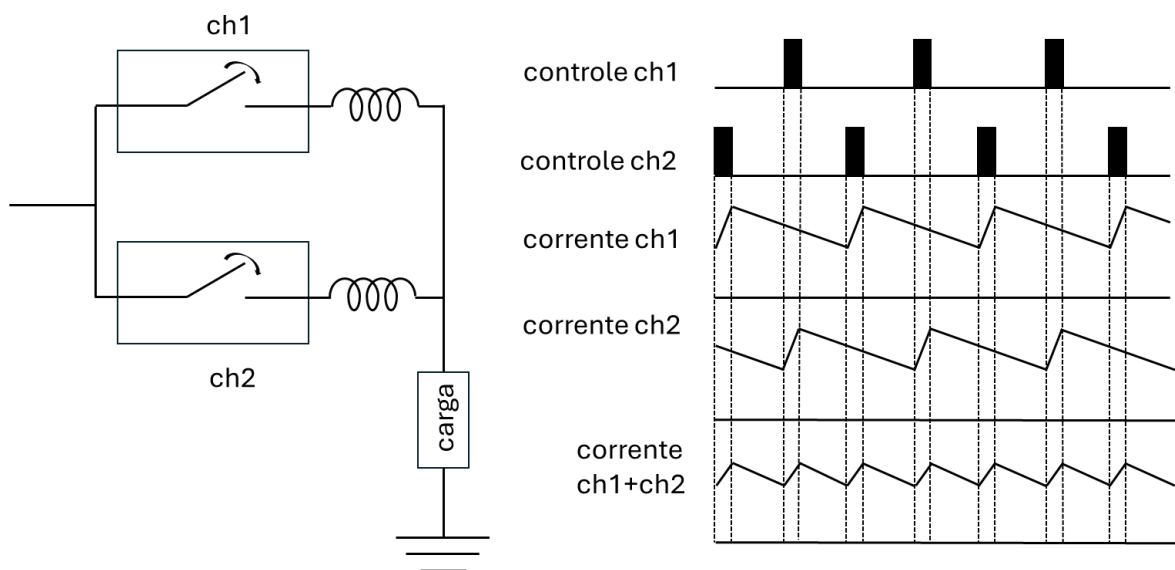
E, portanto, torna-se possível obter a temperatura de junção (186) dado o fluxo térmico.

$$T_j = P_{conv} * R_{ja} + T_a \quad (186)$$

4.2.2 Topologia Entrelaçada

Em vista da topologia clássica não conseguir atender a temperatura de operação, é proposta a análise considerando sua versão entrelaçada como ilustrado na Figura 93. A estrutura entrelaçada alterna a condução entre períodos de condução diferentes, distribuindo as perdas entre 2 semicondutores. Tipicamente outros componentes também são duplicados tal como duplicar os indutores acoplados aos seus terminais, por fim conectados em um ponto comum, como ilustrado na Figura 93. Essa associação de indutores faz com que se reduza o ripple de corrente, pois no ponto comum, na ilustração a carga, a corrente de saída será correspondente a soma ponto a ponto dos dois canais.

Figura 92 – Topologia entrelaçada.



Fonte: elaborado pelo autor.

Assim, como cada semiconductor conduz metade do tempo em relação a topologia clássica, as equações anteriormente apresentadas agora ficam como (187) e (188), onde $n=2$ nesse caso:

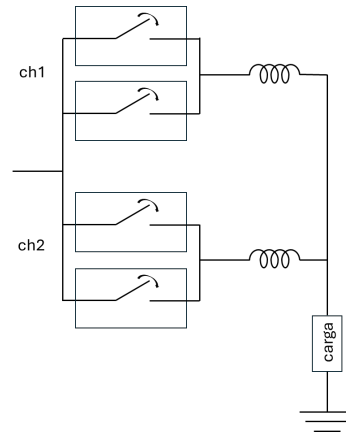
$$P_{IGBT} = I * \frac{D}{n} * V_{CE} + r_{CE} \left(I/n * \sqrt{D} \right)^2 \quad (187)$$

$$P_D = I * \left(\frac{1-D}{n} \right) * V_F + r_F \left(I/n * \sqrt{1-D} \right)^2 \quad (188)$$

4.2.3 Topologia Entrelaçada e Paralelizada

Por fim, foi adotado mais um recurso modificando a topologia, paralelizando a condução com 2 semicondutores, conforme a Figura 94.

Figura 93 – Topologia entrelaçada e paralelizada.



Fonte: elaborado pelo autor.

Isso faz com que a corrente conduzida em cada semiconductor se divida pela metade, conforme (189).

$$I_{sw} = \frac{I}{2} \quad (189)$$

4.3 Protótipo de Pequena Escala 1 – Alta tensão e baixa potência

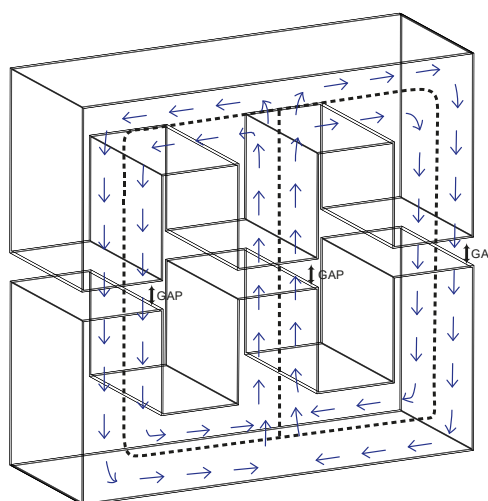
Se trata de um indutor projetado para o teste do banco de baterias disponível no laboratório.

4.3.1 Projeto Indutor

O dimensionamento de indutores com entreferro envolve o cálculo da permeabilidade magnética equivalente, do número de espiras, da corrente máxima e da seção transversal do fio. A seguir, apresenta-se o desenvolvimento matemático com base nos dados do núcleo, entreferro e material condutor.

Os núcleos disponíveis no laboratório que mais se adequaram as especificações desse projeto são do tipo E, conforme a Figura 95.

Figura 94 – núcleo magnético tipo E e linhas de campo.



Fonte: elaborado pelo autor.

Para o projeto de indutores, o núcleo pode ser modelado como um circuito magnético equivalente conforme a Figura 96. Onde cada segmento do núcleo equivale a uma relutância bem como o gap que separa os núcleos E. E ao centro é feito o enrolamento das espiras que é modelado como uma fonte de tensão, no caso como fonte da força magneto motriz, em acordo com a equação (190).

$$\Phi = \frac{\mathcal{F}}{\mathcal{R}} \quad (190)$$

$\mathcal{F}$ = forçamagnetomotriz(A)

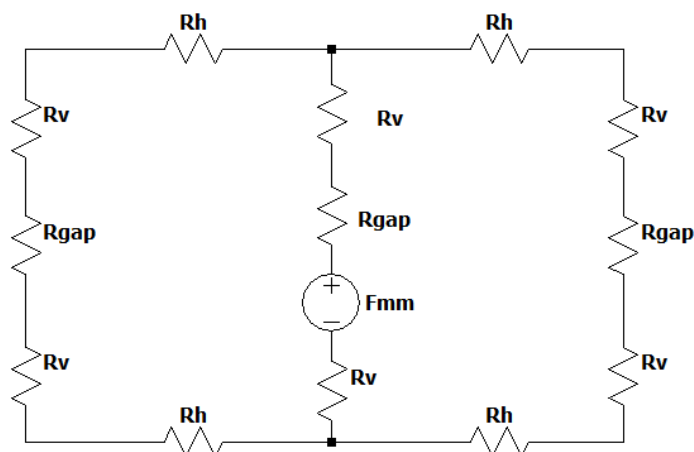
$\mathcal{R}$ = relutânciamagnética(A/Wb)

Φ = fluxo magnético (Wb)

Onde a força magnetomotriz é dada por (191).

$$\mathcal{F} = N \cdot I \quad (191)$$

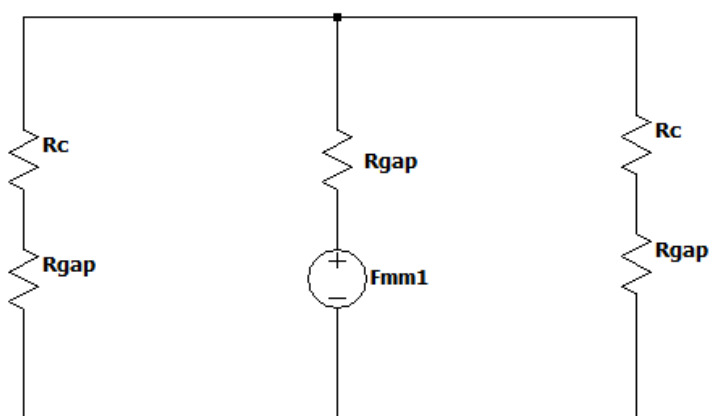
Figura 95 – Circuito Magnético equivalente.



Fonte: elaborado pelo autor;

Somando as parcelas de R_v com R_h de cada malha o circuito fica mais simples conforme a Figura 97.

Figura 96 – Circuito magnético equivalente.



Fonte: elaborado pelo autor;

Então em cada malha tem-se (192).

$$R_{eq} = R_c + R_g \quad (192)$$

E, portanto, a relutância total é (193).

$$R_T = \frac{R_{eq}^2}{2 \cdot R_{eq}} + R_g \quad (193)$$

Onde cada uma das relutâncias pode ser obtida através da equação (194).

$$R = \frac{L}{\mu_c \cdot A_c} \quad (194)$$

O fluxo é equivalente a corrente elétrica circulando pelo núcleo. Portanto, agora é possível obter o valor do número de espiras do indutor (195).

$$N \cdot I_{max} = \phi \cdot R_T \quad (195)$$

E por fim encontrar o valor da indutância resultante (196).

$$L = \frac{N^2}{R} \quad (196)$$

Bem como o valor do campo magnético máximo (197), que servirá para calcular a saturação do núcleo que é um parâmetro característico do material:

$$B_{max} = \frac{N \cdot I_{max}}{A_c \cdot R_T} \quad (197)$$

Além desses parâmetros, outros 2 são também importantes: área da janela e caminho médio por volta (MLT, em inglês) (198).

$$MLT = 2 \cdot \left(\frac{w_{ext} + w_{int}}{2} + \left(\frac{w_{ext} + w_{int}}{2} - w_{int} + h \right) \right) \quad (198)$$

Onde

MLT = comprimento médio por espira (mm)

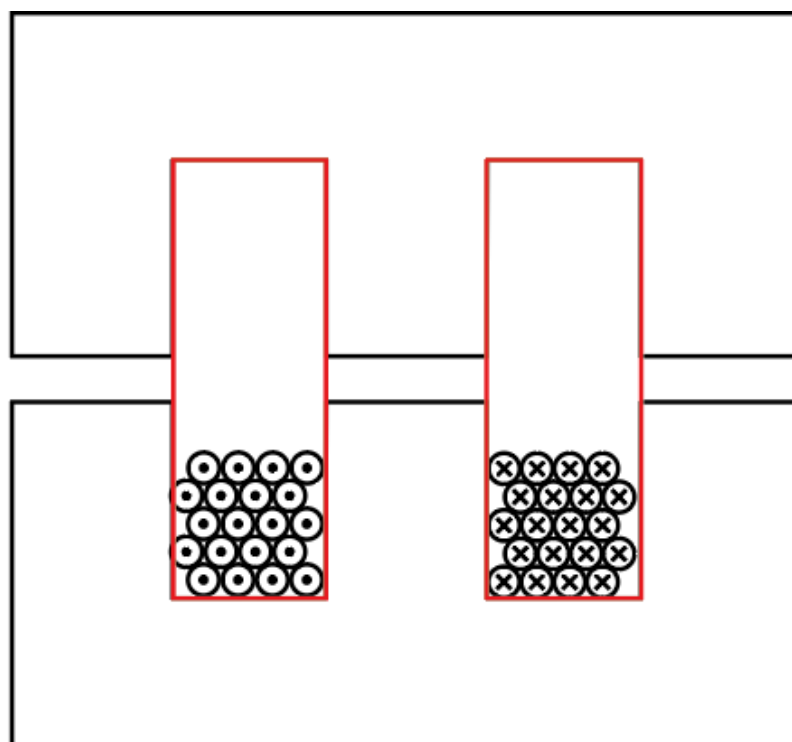
w_{ext} = largura externa do enrolamento (mm)

w_{int} = largura da coluna central (mm)

h = altura útil da janela (mm)

Essa equação se aplica a essa geometria apenas. E o conceito de janela é a área da seção transversal disponível para realizar os enrolamentos, como está em destaque em vermelho na Figura 98.

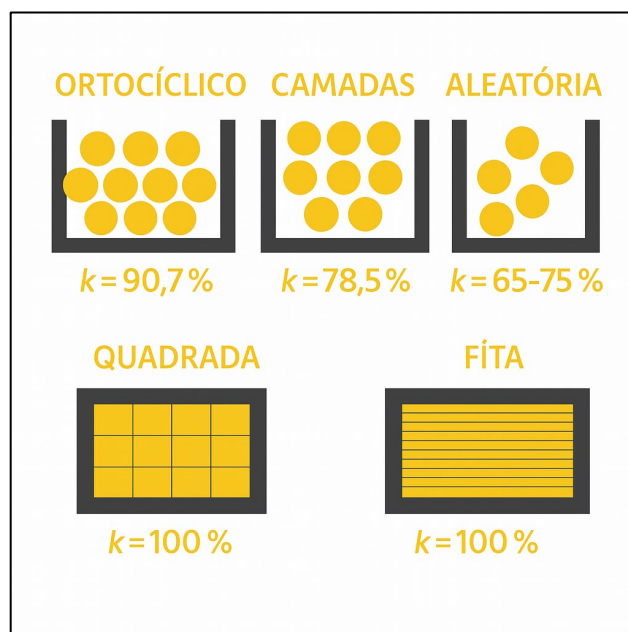
Figura 97 – Área da janela.



Fonte: elaborado pelo autor.

Outro conceito que pode ser notado é o fator de preenchimento. Como os condutores possuem seção transversal circular, o preenchimento completo da janela torna-se geometricamente impossível, o que é intensificado com o tamanho da bitola do fio. Sabendo disso, o fator de preenchimento visa estimar um valor que há preenchimento em detrimento da área vazia entre fios não preenchida. Diversas disposições com tipos de condutores estão apresentados na Figura 99.

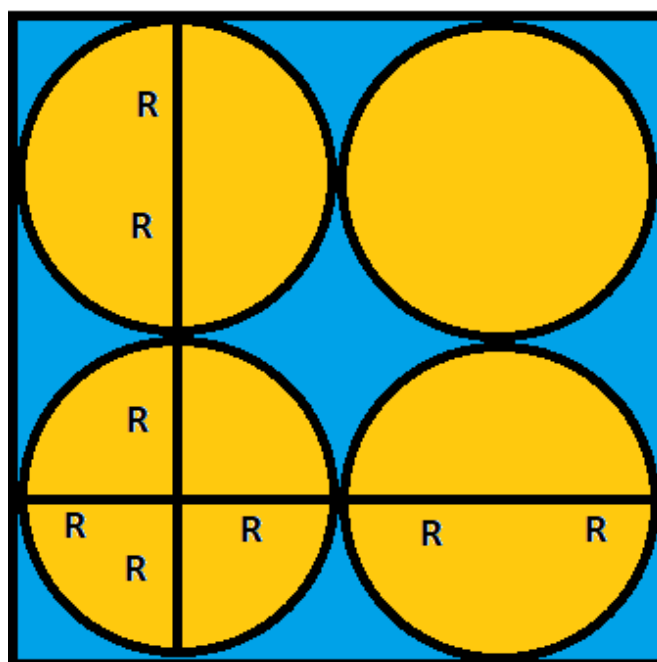
Figura 98 – Imagem descrevendo diversas disposições de fator de forma.



Fonte: Adaptado de Parsons (2023).

Considerando que o enrolamento será feito em camadas, geometricamente é possível obter o valor teórico do fator de preenchimento, ilustrado na Figura 100. E é demonstrado no equacionamento em(199)

Figura 99 – Análise geométrica para o fator de preenchimento de condutores circulares.



Fonte: elaborado pelo autor.

$$k_u = \frac{A_{ocupada}}{A_{total}} = \frac{4 \cdot \pi \cdot R^2}{4^2 \cdot R^2} = \frac{4\pi R^2}{16R^2} = \frac{\pi}{4} \approx 0,785 \quad (199)$$

Concomitantemente, deve ser definido o diâmetro do condutor. Sabendo que se trata de uma corrente variante no tempo, o condutor sofre do efeito pelicular, concentrando a condução nas bordas e perdendo a capacidade de condução ao centro. Com isso, deve ser feito o cálculo de penetração de corrente, ou seja, a profundidade do efeito pelicular, equação (200).

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu}} \quad (200)$$

Onde:

$\rho = 1.68 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$, a resistividade de linear do cobre

$\mu = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$, a permeabilidade magnética

δ , a profundidade do efeito pelicular

f , a frequência

Tendo em mãos as especificações de capacidade de condução de corrente e a profundidade do efeito pelicular, é possível encontrar condutores na Tabela 19 um condutor que satisfaça as condições de projeto ou combinações de condutores.

E também calcular as perdas de condução. Que irão considerar o a resistência total, resultado da resistividade linear do cobre, o número de voltas e o MLT, obtendo assim o valor da resistência total do enrolamento (201).

$$P_{fio} = R \cdot I_{max}^2 \quad (201)$$

Tabela 19 – Tabela de condutores e capacidade de condução de corrente.

AWG	Diâmetro (mm)	Raio (mm)	Área (mm²)	Corrente Máxima(A)
10	2.588	1.294	5.26	55
11	2.304	1.152	4.169	45
12	2.052	1.026	3.307	38
13	1.828	0.914	2.624	32
14	1.628	0.814	2.082	27
15	1.45	0.725	1.651	22
16	1.291	0.646	1.309	18
17	1.15	0.575	1.039	15
18	1.024	0.512	0.824	12
19	0.912	0.456	0.653	10
20	0.812	0.406	0.518	8

Fonte: Elaborado pelo autor.

Por fim, deve ser verificada a viabilidade térmica do indutor. O volume mínimo térmico é estimado para garantir que o núcleo escolhido seja capaz de dissipar o calor gerado pelas perdas de cobre, sem ultrapassar limites térmicos aceitáveis. É uma relação entre o aquecimento gerado e a capacidade do núcleo em transferir calor ao ambiente. A equação (202) avalia se a geometria do núcleo é suficiente:

$$K'_g = \frac{\rho \cdot L^2 \cdot I_{max}^2}{B_{max}^2 \cdot R \cdot K_u} \quad (202)$$

E a equação (203) é o volume térmico do núcleo escolhido.

$$K_g = \frac{A_c \cdot W_A}{MLT} \quad (203)$$

Estará adequado se satisfazer a condição $K_g < K'_g$.

Caso algum dos critérios não seja atingido, deve ser escolhido um novo núcleo e refeito todo processo de avaliação de satisfação aos critérios. Fica a seguir o resumo do processo iterativo de avaliação:

- a) Definir as especificações do indutor.
- b) Selecionar um núcleo candidato no catálogo.
- c) Calcular o número de espiras necessário.
- d) Verificar a saturação magnética do núcleo.
- e) Verificar a ocupação da janela magnética.
- f) Calcular resistência e perdas no fio.
- g) Verificar a viabilidade térmica com (K'_g) .
- h) Repetir o processo com outro núcleo, se necessário.

Como o processo de escolha do projeto foi um processo iterativo, após algumas verificações e o núcleo que satisfaz os critérios do projeto foi o modelo NEE-65/33/26 da Thornton com suas dimensões apresentadas na A relutância teórica foi obtida conforme segue. Primeiramente a relutância dos segmentos do núcleo (206).

$$R_c = \frac{L_e}{\mu_c \cdot A_c} = 1,4 \times 10^5 \frac{1}{H} \quad (206)$$

Relutância do gap (207).

$$R_{gap} = \frac{L_g}{\mu_0 \cdot A_c} = 5,2 \times 10^6 \frac{1}{H} \quad (207)$$

E por fim a total (208).

$$R_T = \frac{R_{eq}^2}{2 \cdot R_{eq}} + R_g = 7,9 \times 10^6 \frac{1}{H} \quad (208)$$

Com a indutância especificada, se encontra o número de espiras (209).

$$N = \sqrt{(R_T \cdot L)} \approx 203 \text{ espiras} \quad (209)$$

E assim é calculado o campo magnético máximo (210).

$$B_{\max} = \frac{N \cdot I_{\max}}{A_c \cdot R_T} = 3460 \text{ G} \quad (210)$$

E como pode ser visto no gráfico da Figura 101, o valor máximo de campo está abaixo da saturação do material em 80°, mas caso o núcleo esquentar até próximo de 140° a permeabilidade deve se alterar muito pouco, sem impactar significativamente a permeabilidade do núcleo.

Tabela 20. A corrente considerada é a máxima possível com o banco de baterias disponível em sua taxa de descarga recomendada 1C, portanto 11.2A. E também foi considerado um ripple que pudesse ser menor que a metade da taxa de carga do conjunto de baterias. Para o indutor foi considerado 15% de ripple da corrente máxima, correspondendo a 1.68A, que para cada conjunto em paralelo sofra com metade desse valor. Considerando também o pior caso para razão cíclica 0.5 para os dois modos de operação a indutância especificada é de 1.45mH, como pode ser verificado pelas equações (205)(204) abaixo.

$$L_{\text{buck}} = \frac{(V_H - V_L) \cdot D}{2 \cdot \Delta I_L \cdot f} = 1.45 \text{ mH} \quad (204)$$

$$L_{\text{boost}} = \frac{V_L \cdot D}{2 \cdot \Delta I_L \cdot f} = 1.25 \text{ mH} \quad (205)$$

A relutância teórica foi obtida conforme segue. Primeiramente a relutância dos segmentos do núcleo (206).

$$R_c = \frac{L_e}{\mu_c \cdot A_c} = 1,4 \times 10^5 \frac{1}{H} \quad (206)$$

Relutância do gap (207).

$$R_{\text{gap}} = \frac{L_g}{\mu_0 \cdot A_c} = 5,2 \times 10^6 \frac{1}{H} \quad (207)$$

E por fim a total (208).

$$R_T = \frac{R_{eq}^2}{2 \cdot R_{eq}} + R_g = 7,9 \times 10^6 \frac{1}{H} \quad (208)$$

Com a indutância especificada, se encontra o número de espiras (209).

$$N = \sqrt{(R_T \cdot L)} \approx 203 \text{ espiras} \quad (209)$$

E assim é calculado o campo magnético máximo (210).

$$B_{max} = \frac{N \cdot I_{max}}{A_c \cdot R_T} = 3460 \text{ G} \quad (210)$$

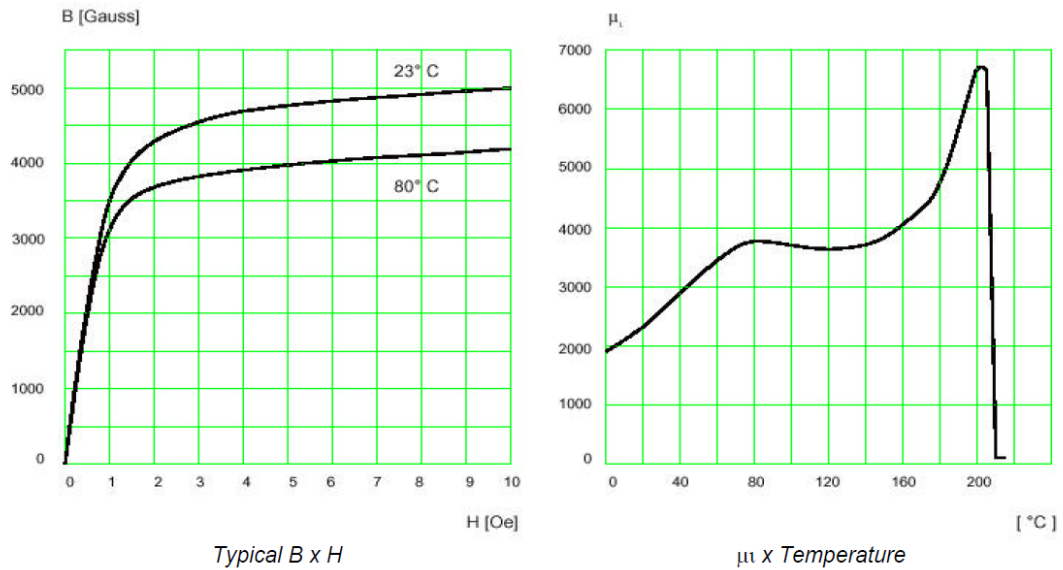
E como pode ser visto no gráfico da Figura 101, o valor máximo de campo está abaixo da saturação do material em 80°, mas caso o núcleo esquentar até próximo de 140° a permeabilidade deve se alterar muito pouco, sem impactar significativamente a permeabilidade do núcleo.

Tabela 20 – Dimensões do núcleo escolhido.

Parâmetro	Valor
Largura total externa da janela	44,2 mm
Largura da coluna central	19,3 mm
Altura útil da janela	27,0 mm
Comprimento médio da espira (MLT)	142,4 mm
Permeabilidade do vácuo (μ_0)	$1,257 \cdot 10^{-6} \text{ H/m}$
Permeabilidade relativa (μ_c)	$1604 \cdot \mu_0 = 0,00202 \text{ H/m}$
Área da seção transversal (A_c)	$532 \text{ mm}^2 = 5,32 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$
Comprimento do núcleo (L_e)	147 mm
Entreferro (L_g)	5 mm
Corrente média (I)	$2 \times 56 = 11,2 \text{ A}$
Ripple de corrente (ΔI)	$15\% = 1,68 \text{ A}$
Corrente de pico (I_{max})	$I + \Delta I = 11,2 + 1,68 = 12,88 \text{ A}$

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 100 – Curva B x H do núcleo IP12R e permeabilidade x temperatura.



Fonte: (Catálogo Thornton, 2025)

Verificado a permeabilidade magnética do núcleo, a próxima etapa é definir os condutores.

No momento do projeto, não foi considerada o efeito skin, que levou a escolha que atendia ao problema, mas não aproveitando completamente as capacidades do material. Como o chaveamento será de 20kHz, tem-se como (211).

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu}} = 0.46mm \quad (211)$$

Dessa forma, verificando a Tabela 19, as melhores escolhas considerando somente o aproveitamento do condutor são os fios 19AWG ou mais finos. O 19AWG sozinho não seria capaz de conduzir, então seria necessário um fio litado com 2 fios 19AWG. No entanto, foi escolhido um fio 15AWG.

Desconsiderando a área do condutor que sofre efeito pelicular, obtém-se a área útil (212).

$$A_{\text{cobre}} = \pi \cdot [(0,725)^2 - (0,46)^2] \text{ mm}^2 \approx 0,987 \text{ mm}^2 \quad (212)$$

Que considerando somente essa área equivaleria aproximadamente ao 17AWG conduzindo integralmente que possui capacidade de condução de corrente de 15A, atendendo as especificações.

É obtida a resistividade linear desse condutor conforme (213).

$$R_l = \frac{\rho}{A_{15AWG}} = \frac{1,724 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m}{0,65 \text{ mm}^2} = 26,523 \cdot 10^{-3} \Omega/m \quad (213)$$

E estimando o comprimento do fio é possível encontrar a resistividade total (214).

$$R = MLT \cdot R_l \cdot N = 0.767 \Omega \quad (214)$$

Medindo com um ohmímetro foi obtido o valor de 0.6 ohms. A divergência teórica da prática se dá pela estimativa do comprimento médio de cada espira.

A perda máxima que esse condutor pode dissipar é (215).

$$P_{fio} = R \cdot I_{max}^2 = 0.6 \cdot (12.88)^2 \approx 100W \quad (215)$$

O fator de preenchimento teórico já foi determinado anteriormente, mas aquilo considera que toda a janela foi ocupada por condutores. É necessário saber se todo conjunto de condutores cabe na janela, para isso tem-se (216).

$$K_u = \frac{N \cdot A_{fio}}{A_w} \quad (216)$$

Onde A_w é a área da janela (217).

$$W_A = (w_{ext} - w_{int}) \cdot 2 \cdot h = 1095.6 \text{ mm}^2 \quad (217)$$

Com isso é possível obter a área possível de se ocupar da janela A_w que considera o fator de preenchimento teórico anterior (218).

$$A_w = \frac{k_u \cdot W_A}{n} = 4.236 \text{ mm}^2 \quad (218)$$

Por fim, obtém o fator de preenchimento da janela (219).

$$K_u = 79\% \quad (219)$$

O que significa que caberá todos os fios na janela bem como 79% da janela será aproveitada.

Por fim, foi realizada a avaliação da viabilidade térmica do núcleo por meio das equações que avaliam o máximo que o número é capaz em relação (220).

$$K_g = \frac{A_c \cdot W_A}{MLT} = 5,44 \text{ cm}^5 \quad (220)$$

Tal como o indutor projetado, obtém-se (221).

$$K'_g = \frac{\rho \cdot L^2 \cdot I_{max}^2}{B_{max}^2 \cdot R \cdot K_u} = 0.102 \text{ cm}^5 \quad (221)$$

Assim, para satisfazer essa condição (222).

$$(K_g \geq K'_g) \quad (222)$$

Portanto o núcleo está adequado termicamente.

Foram realizados ensaios para se certificar que o indutor estava conforme projetado. Foram realizados dois ensaios: ensaio em corrente contínua e ensaio em corrente alternada. O ensaio em corrente contínua consistia em dar um pulso de corrente no indutor e avaliar seu comportamento ao longo do tempo, como pode ser visto na

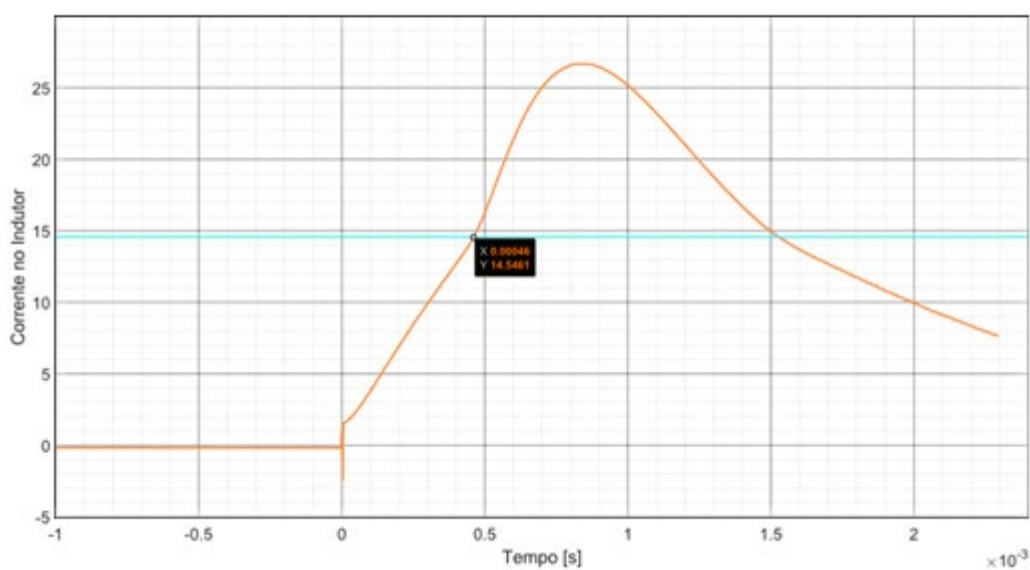
Figura 102. Analisando o gráfico obtido, pode ser analisada a corrente nula no início da avaliação e após o pulso é possível ver uma região linear do comportamento do indutor e no ponto destacado, aos 14,5ª é o início da saturação, onde a indutância diminui e a derivada de corrente aumenta.

Já no ensaio de corrente contínua, foram realizados ensaios com diferentes valores de corrente, disponível na Figura 103. Como pode ser visto, foi conduzida uma corrente alterna sobre o indutor de modo que pudesse observar seu comportamento com diferentes amplitudes. Até 11ª volta o comportamento é como esperado, mas com 14ª volta o topo da curva já perde

seu perfil arredondado. E com 18A isso fica mais evidente, além do afunilamento do pico, uma distorção na lateral do pico.

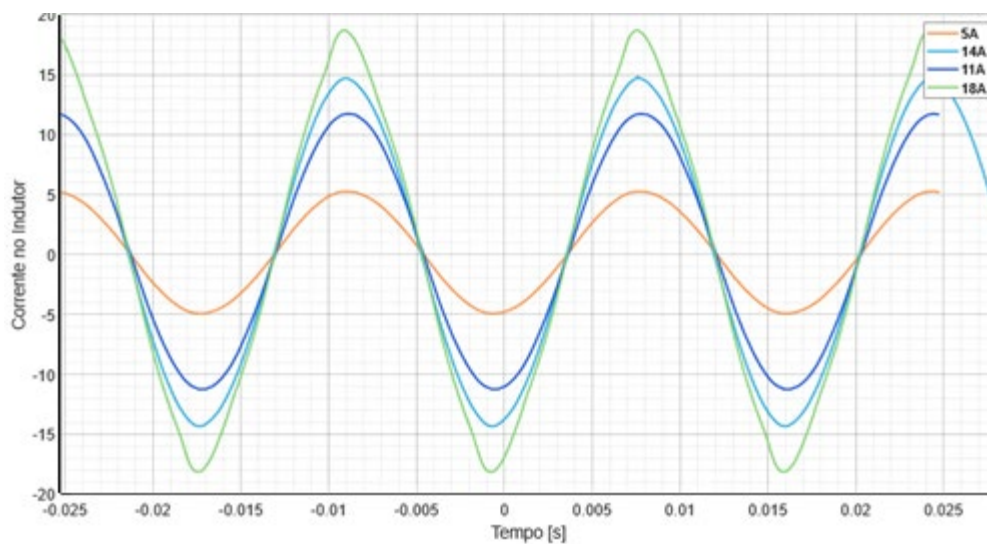
Os dois ensaios ratificam a mesma conclusão de que o indutor está devidamente construído conforme projeto.

Figura 101 – Ensaio CC do indutor.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 102 – Ensaio CA do indutor.



Fonte: elaborado pelo autor.

4.4 Protótipo de Pequena Escala – Máxima capacidade de 1 célula

Foi construído uma única célula em sua plena capacidade de processar potência.

Com base nas especificações do indutor do conversor e sabendo que cada módulo irá processar igualmente modo boost é 11,77kW. No modo buck 12,7kW é a potência demandada que o conversor completo teria que suprir, mesmo que uma única célula seja capaz de processar essa potência, será considerado $\frac{1}{4}$ do total, pois essa etapa experimental visa avaliar o comportamento de 1 célula do conversor completo. Portanto, a corrente máxima será a do boost conforme mostrado em (223).

$$I_{max} = \frac{11.04kW}{184V} \cdot \frac{1}{1 - 0.087} = 70,1A \quad (223)$$

Como trata-se de tensões que variam no tempo devido ao chaveamento, ocorrem degradações da capacidade de condução dos fios devido ao efeito pelicular. Para avaliar essa condição foi aplicada a equação de penetração de corrente (224).

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot 20kHz \cdot \mu}} = 0,461mm \quad (224)$$

A fim de aproveitar totalmente a capacidade de condução de corrente nessas condições é ideal utilizar um fio litado, um conjunto de fios de menor bitola que juntos atendem as especificações de capacidade de condução de corrente. Sendo assim, os condutores 15AWG e mais finos atendem a especificação.

Havia disponível no laboratório um indutor toróide apenas com as especificações do núcleo modelo T400-14D, Figura 104. Foi identificado que os enrolamentos foram construídos com fio litado a 4 fios esmaltados de 1mm de diâmetro, portanto fios 15AWG. Cada fio desse é capaz de conduzir 24A, portanto o toróide seria capaz de conduzir 96A, considerando inclusive que seu conduziria em praticamente todo o condutor, não conduzindo apenas em 0.5mm-0.46mm=0.04mm sem circulação de corrente.

Figura 103 – Toróide disponível.



Fonte: elaborado pelo autor.

Foi medida sua indutância em um LCR meter modelo 4263B da HP e foi obtido o valor de $L = 6.81\text{mH}$ e $R = 10.3\text{ ohms}$, atendo as especificações de projeto. Com o fator de núcleo A_L disponível na Figura 105 é possível encontrar o número de enrolamentos desse indutor (225).

Figura 104 – Dados de indutância do núcleo toróide.

Inductance	μ_i (reference)	14
	A_L value (nominal)	45.5 nH/N ²
	Test Winding	N=40, #20 AWG
	Frequency	1 MHz
	Voltage on Agilent 4284A	1.0 V
	A_L tolerance	±10%

Fonte: (Micrometals, 2019).

$$N = \sqrt{\left(\frac{L}{A_L}\right)} = \sqrt{\frac{6.8\text{mH}}{45.5\text{nH}}} \approx 387 \text{ espiras} \quad (225)$$

Figura 105 – Dados magnéticos do núcleo.

Magnetic Dimensions	A_e - Eff. Mag. Cross Section	6.85 cm ²
	L_e - Eff. Mag. Path Length	25.0 cm
	V_e - Eff. Core Volume	171 cm ³
	WA - Min. Eff. Window Area	25.0 cm ²
	sa - Surface Area	360 cm ²
	mlt - mean length per turn	14.2 cm

Fonte: (Micrometals, 2019).

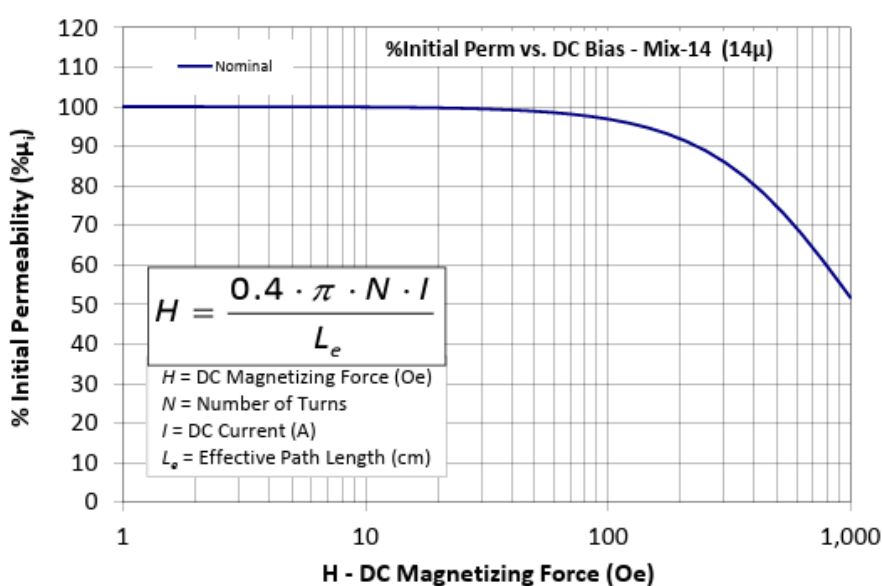
Mas ainda era necessário verificar a saturação do núcleo. Foi calculado, portanto, o campo magnético máximo que irá circular pelo núcleo através da equação abaixo dada pelo próprio fabricante e os dados técnicos da Figura 106.

Obtido o valor da área efetiva de magnetização da seção transversal do núcleo, A_e , tem-se (226).

$$H = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N \cdot I}{L_e} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 387,35A}{250mm} = 855 \text{ Oe} \quad (226)$$

Com base na folha técnica do modelo disponibilizado pelo fabricante é possível verificar que mesmo considerando $\frac{1}{4}$ da corrente máxima, ou seja, 2 indutores em paralelo, haveria saturação do núcleo em torno de 55%, conforme a Figura 107.

Figura 106 – Gráfico do fabricante de permeabilidade magnética versus Força de magnetização.



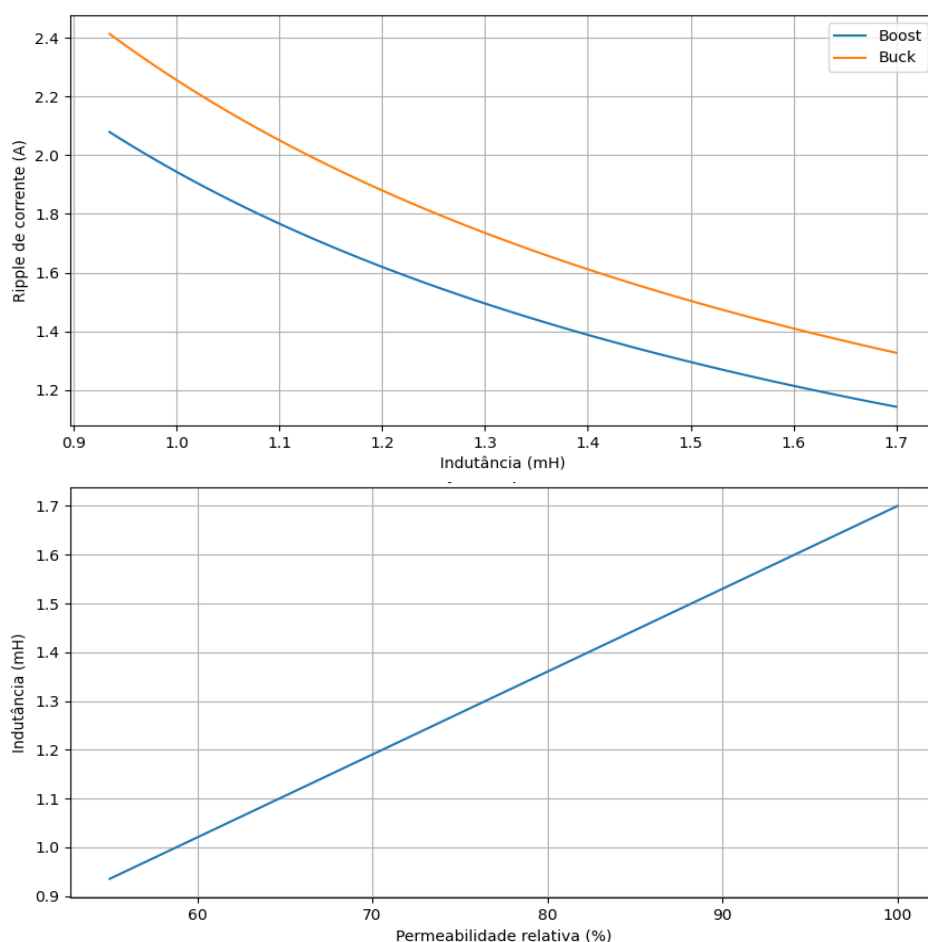
Fonte: (Micrometals, 2019).

Na situação mais crítica, o Ripple de corrente chega a 2A no modo boost e 2.4A no modo buck, conforme a Figura 108. Mas é uma situação atípica, pois os momentos que possuem demanda total potência são apenas em arrancadas partindo do repouso que dura 5 segundos. Outro detalhe é que o banco de baterias para entregar plena potência a uma célula exigiria $144/5.6=26$ bancos em 1C, sendo desprezível para o modo buck que é o mais sensível.

Por fim, se verifica as perdas no núcleo desses toróides pela equação (227) abaixo

$$B_{pk} = \frac{E_{rms}}{4,44 \cdot A_e \cdot N \cdot f} = 157 \text{ Gauss} \quad (227)$$

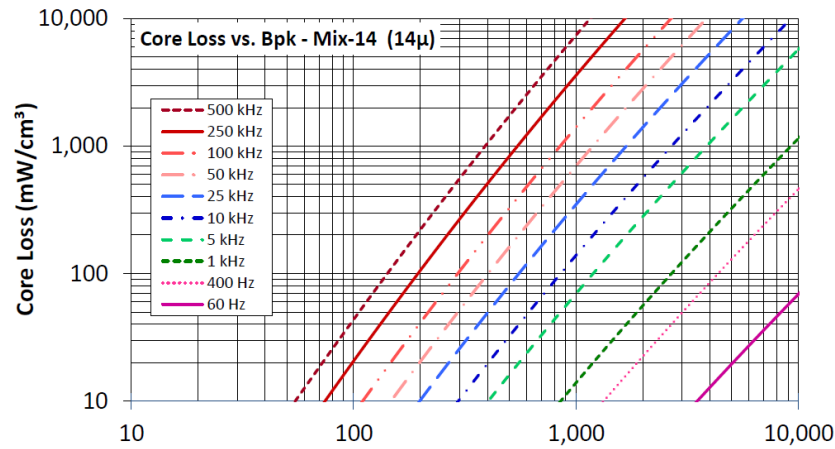
Figura 107 – Variação do Ripple em detrimento da mudança de indutância.



Fonte: Elaborado pelo autor.

E conferindo no gráfico da Figura 109, corresponde a 10 mW/cm^3 ou menos, que está dentro do valor nominal de 18 mW/cm^3 .

Figura 108 – Perdas no núcleo.



Fonte: (Micrometals, 2019).

4.4.1 Dimensionamento de snubber RC por deslocamento de frequência

O método de deslocamento de frequência, apresentado por Betten (2016) nas notas de aplicação, permite estimar as reatâncias parasitas (L_p) e (C_0) de um circuito ressonante a partir da medição de duas frequências de oscilação. Conhecidas essas impedâncias parasitas, dimensiona-se o snubber RC que amortecerá a oscilação de tensão promovido pelo chaveamento, reduzindo ruído eletromagnético e esforços nos semicondutores, com perdas aceitáveis no resistor de dissipação.

Foi inicialmente medida a frequência oscilatória que ocorria após o chaveamento, 2.55MHz. Sabendo a ordem de grandeza de megahertz, foi conectado em paralelo ao IGBT um capacitor de 1nF. Isso fez com que frequência oscilatório presente no chaveamento se alterasse, reduzindo para 1.5MHz. Foi encontrado, portanto, a razão dessas frequências, definida por m (228).

$$m = \frac{f_0}{f_1} = \frac{2.55 \text{ MHz}}{1.40 \text{ MHz}} = 1.821 \quad (228)$$

A partir de m , é possível obter o calor equivalência da capacitância parasita do conversor (229).

$$C_0 = \frac{C_1}{m^2 - 1} = \frac{6.8 \text{ nF}}{1.821^2 - 1} = 2.934 \text{ nF} \quad (229)$$

Da mesma forma é obtida a indutância parasita do conversor (230).

$$L_p = \frac{m^2 - 1}{(2\pi f_0)^2 C_1} = \frac{1.821^2 - 1}{(2\pi \cdot 2.55 \text{ MHz})^2 \cdot 6.8 \text{ nF}} = 1.328 \quad (230)$$

Tipicamente utilizado o valor da capacitância de snubber, (231), como 3 vezes o valor da capacitância parasita, pois seria suficientemente grande.

$$C_{\text{snub}} = 3 C_0 = 3 \times 2.934 \text{ nF} = 8.802 \text{ nF} \quad (231)$$

Assim a resistência adequada é obtida pela impedância equivalente ao par ressonante parasita está em (232).

$$R_{\text{snub}} = \sqrt{\frac{L_p}{C_0}} = \sqrt{\frac{1.328 \mu\text{H}}{2.934 \text{ nF}}} = 21.272 \Omega \quad (232)$$

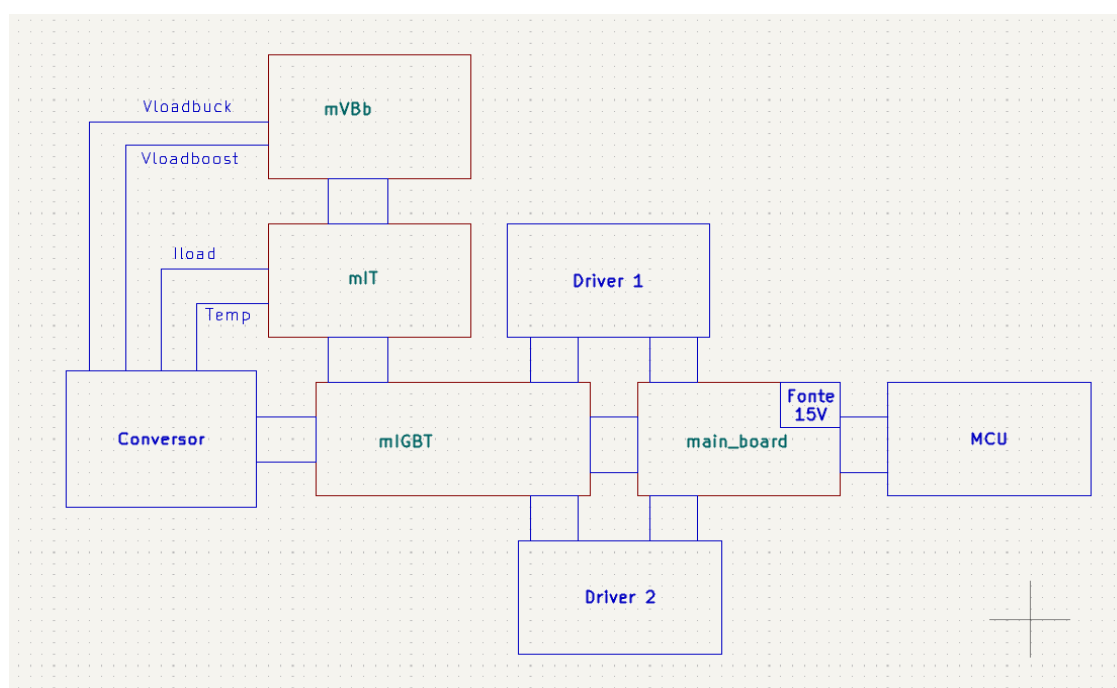
Foi inicialmente inserido um resistor de 22 ohms, valor comercial mais próximo do teórico, de 10W. com os primeiros testes em baixa potência foi demonstrado insuficiente devido ao aquecimento. Foi, portanto, substituído por um de 20W. Esse resistor no ensaio de grande potência estava sobreaquecendo e foi novamente substituído por 2 resistores de 10 ohms e 10W, dividindo, portanto, a dissipação de potência requerida para a dissipação das frequências oscilatórias.

4.5 Circuitos Construídos

Como o projeto se trata da composição de 4 células entrelaçadas, o projeto das placas foi feito de modo que garanta modularidade e flexibilidade na construção do conversor. Desse modo, a disposição de 1 célula completa está presente na Figura 110. O módulo IGBT selecionado é composto de meia ponte de transistores, portanto, dois transistores em série e com um diodo em antiparalelo de cada transistor. Sendo necessário para controlar cada módulo

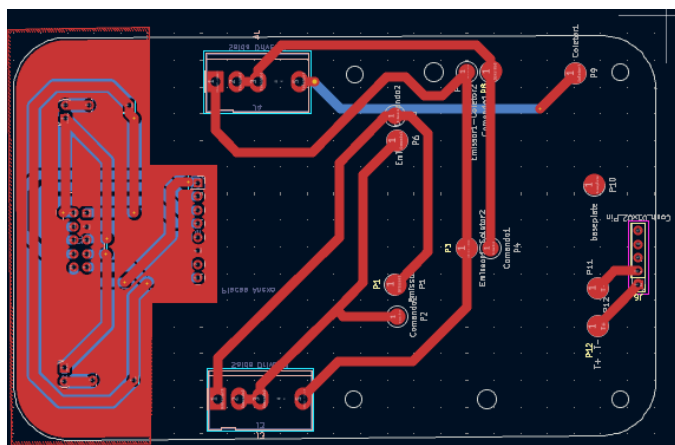
com os transistores de maneira independente 2 drivers. Esse módulo possui um sistema de molas, conforme Figura 112, que faz o contato com o circuito, a placa responsável por essa intermediação é a mIGBT, com pode ser visto na Figura 111. Ao centro estão *pads* que fazem o contato com as molas, por meio de parafusos que comprimem um contra o outro, identificados pelos círculos nas laterais. Os dois conectores nas laterais são conexões com os drivers. Na parte inferior é uma barra de pinos que faz a transmissão dos terminais do termistor embutido do módulo para a placa de cima, que é responsável pelo devido condicionamento. Na parte superior estão todos os sinais que saem das placas superiores e estão em outra referência do conversor, por isso a ausência de plano terra na maior parte da placa e a separação do sinal de temperatura dos demais sinais. Existem dois leds na parte superior também, responsáveis por indicar o sinal de ERROR do respectivo driver.

Figura 109 – Esquemático de circuitos do conversor



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 110 – mIGBT.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para o devido funcionamento dos drivers é necessário conectar 4 pinos do primário: alimentação, referência (GND), RESET, ERROR e comando, com o pode ser verificado na Figura 113 no lado esquerdo do esquemático. O sinal de reset deve ser mantido em nível baixo para garantir a operação do driver e nível alto(15V) para desabilitá-lo. O sinal de erro indica alguns problemas na operação e necessita monitoramento. Esse sinal pode indicar problemas na alimentação do driver ou curto-circuito no IGBT.

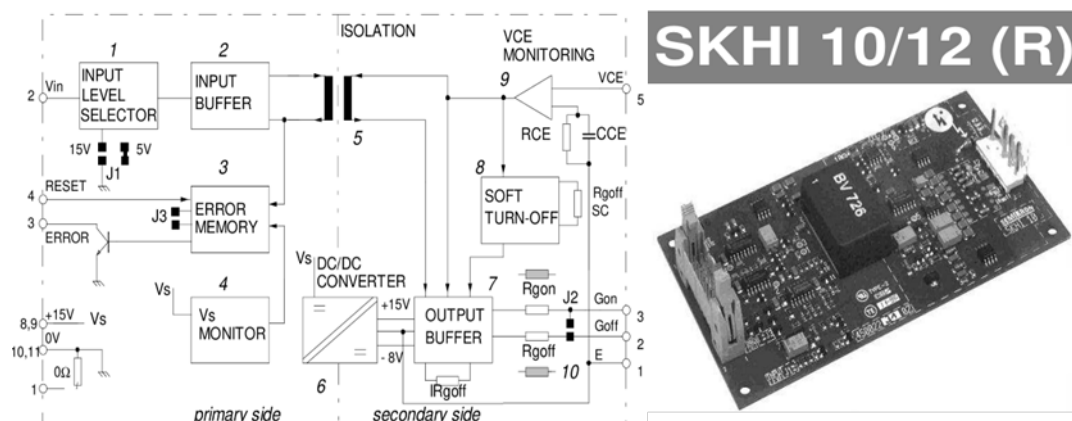
Já no secundário é conectado os pinos no comando, que podem ser separados para condução e bloqueio, e as tensões do emissor e coletor para monitoramento contra curto-circuito. O primário está conectado por um por cabo com a placa principal e o secundário diretamente na placa mIGBT.

Figura 111 – Módulo IGBT - SEMiX202GB12E4s.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 112 – Driver utilizado e seu esquemático.



Fonte: adaptado de Semikron (2006).

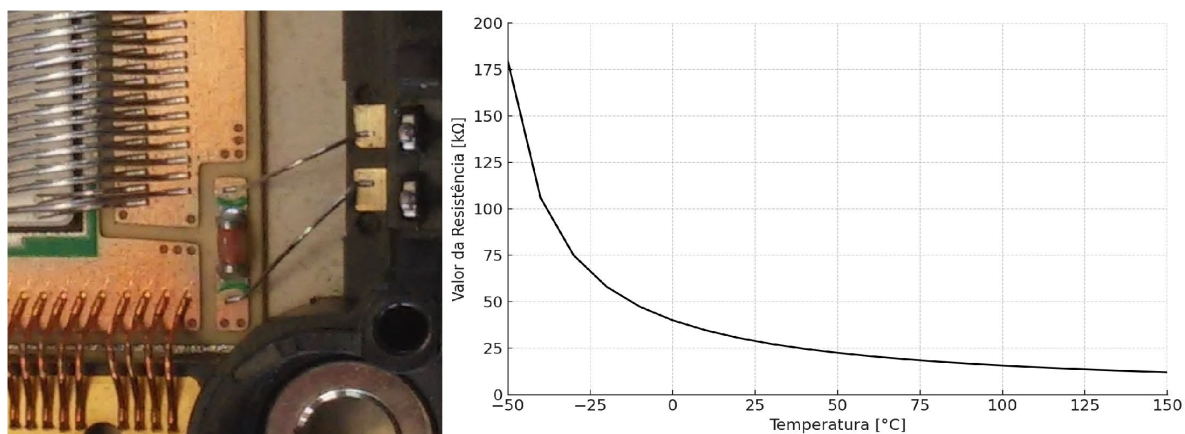
Na Figura 115 está apresentada a frente e o verso da placa de condicionamento de sinais e o esquemático do condicionamento desses sinais está contido na Figura 116. Nessa placa é onde os sinais recebidos são ajustados para a devida leitura pelo MCU. O sinal de corrente vem direto de um resistor shunt por meio de dois fios. A saída desse resistor tem fundo de escala de 75mV para 300A. O sinal é recebido por um amplificador que dá um ganho para aproveitar o fundo de escala do isolador, um ACPL 79A. Sua entrada é de 300mVpp e sua saída 2.5Vp. Do isolador o sinal passa por um amplificador diferencial que ajusta esse ganho para que caiba dentro de 3.3Vpp, amplitude de leitura do MCU. Por fim, um estágio para remover o offset inserido no sinal pelos amplificadores operacionais.

Para a leitura de temperatura é bem semelhante o circuito de condicionamento de corrente como pode ser notado pelo esquemático. A entrada é onde apresenta a diferença entre esses dois circuitos. A leitura de corrente é feita por meio de um termistor do tipo NTC (“Negative Temperature Coefficient”), um resistor que a medida que a temperatura aumenta sua resistência diminui, como pode ser visualmente descrito pelo gráfico da Figura 114. Para que a leitura seja linear, a corrente que circula por esses termistor precisa ser constante, assim a leitura de corrente irá refletir somente a mudança de resistência em detrimento da variação de temperatura infligida pelo aquecimento do módulo IGBT. A fonte de corrente é o da Figura 117. Trata-se de um amplificador operacional com realimentação na entrada inversora. O AmpOp tenta igualar as tensões das entradas por meio da saída. A corrente

que flui da fonte é a mesma que alimenta as cargas e pode ser descrita por meio da equação (233).

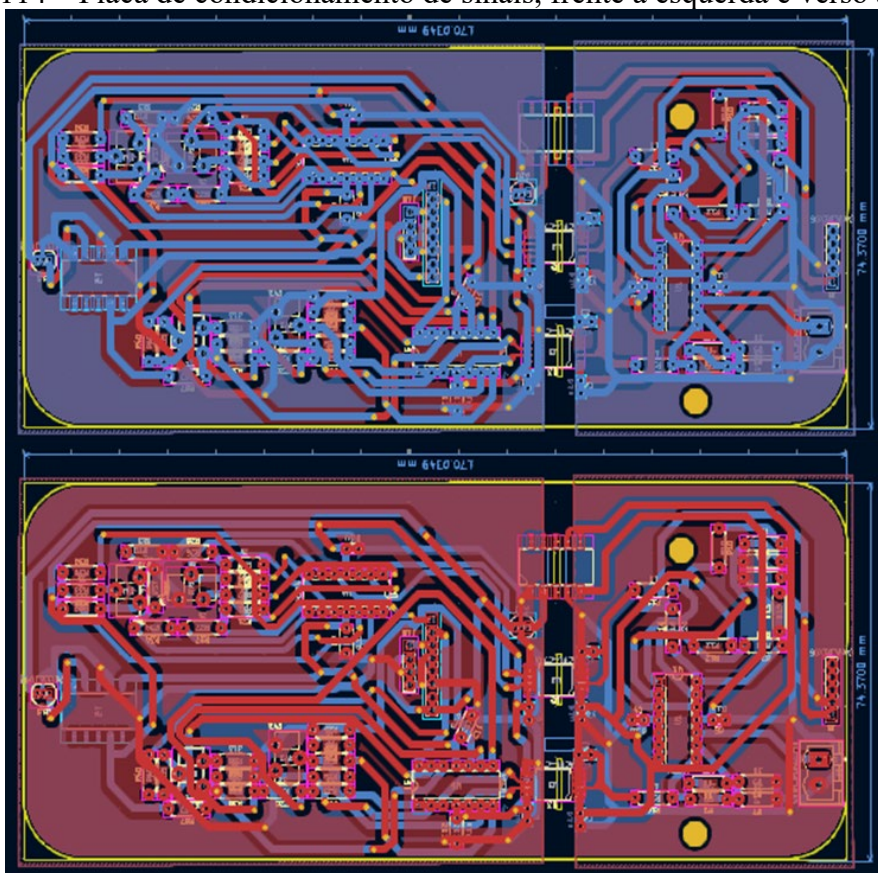
$$I = \frac{V_{cc} - V_-}{R_{12}} = \frac{V_- - V_{cc}}{R_{15}} = I_{carga} \quad (233)$$

Figura 113 – Termistor NTC do módulo IGBT.



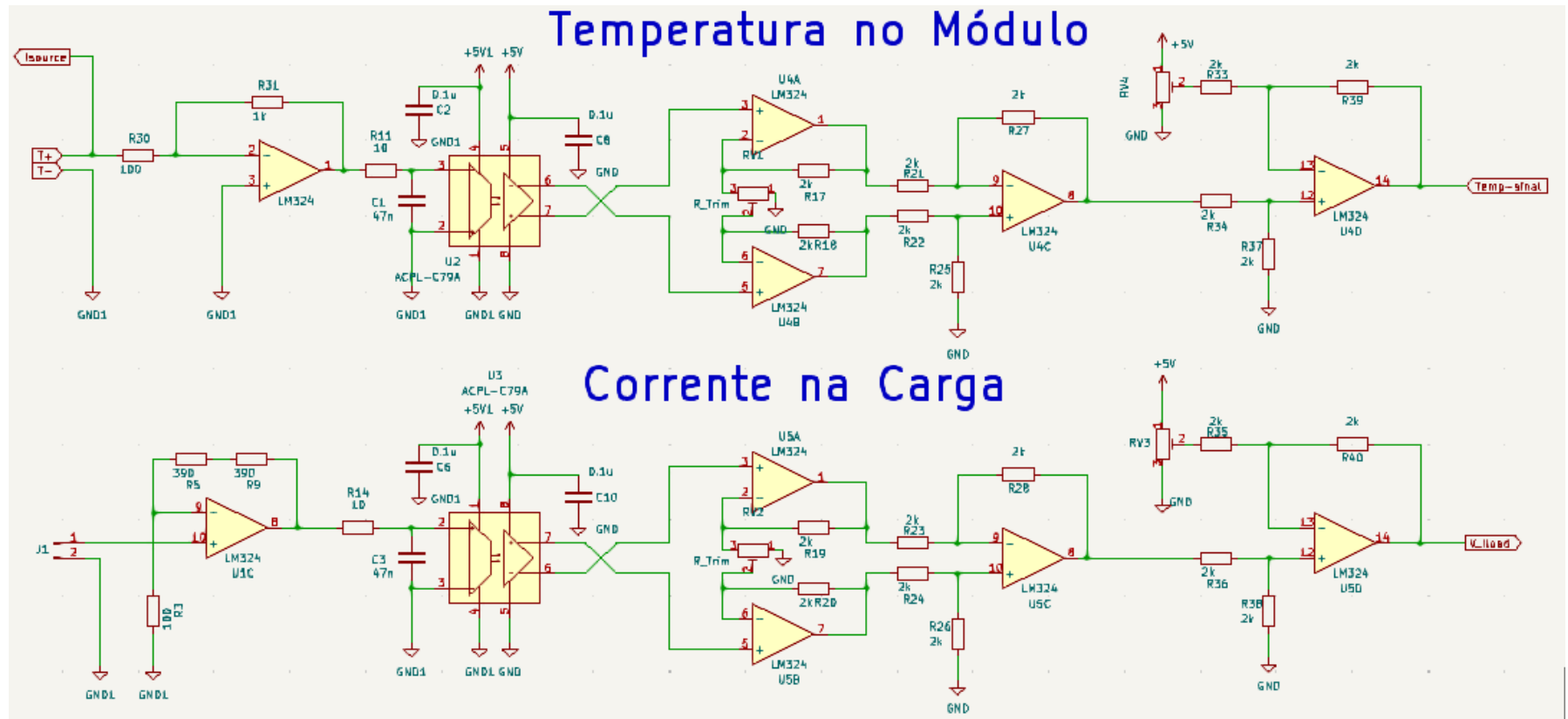
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 114 – Placa de condicionamento de sinais, frente a esquerda e verso a direita.



Fonte: Elaborado pelo autor.

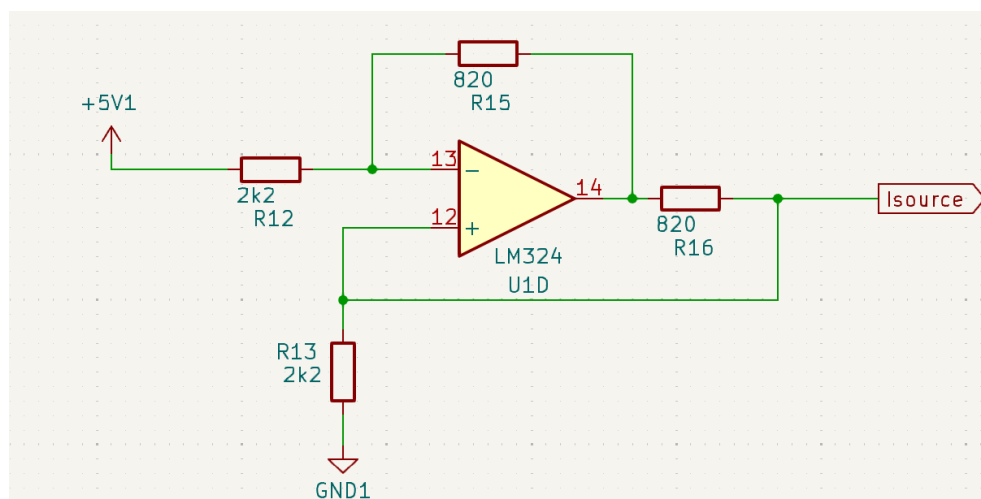
Figura 115 – Circuitos de condicionamento de temperatura e corrente na carga.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A fonte de corrente foi projetada de modo a garantir as correntes recomendadas pela folha técnica do fabricante, portanto 2~3mA. A maior precisão desse termistor está acima de 100°C com +-5%.

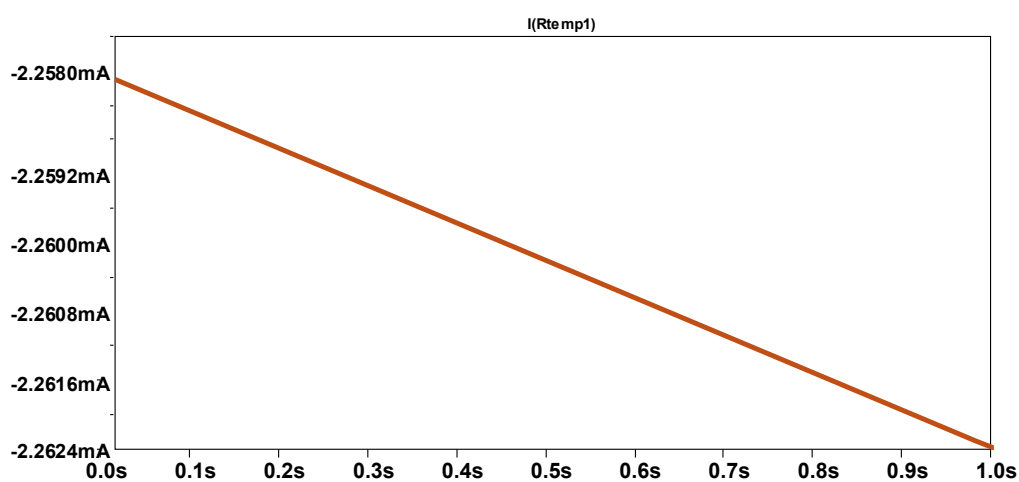
Figura 116 – Fonte de corrente do termistor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Assim, foi simulada sua operação nessas condições com a resistência variando de com as piores condições dentro dos valores descritos pelo fabricante de 100°C a 150°C e a corrente obtida na carga foi a descrita no gráfico da Figura 118, mesmo variando de 518 a 171 ohms, variou somente 4.4μA.

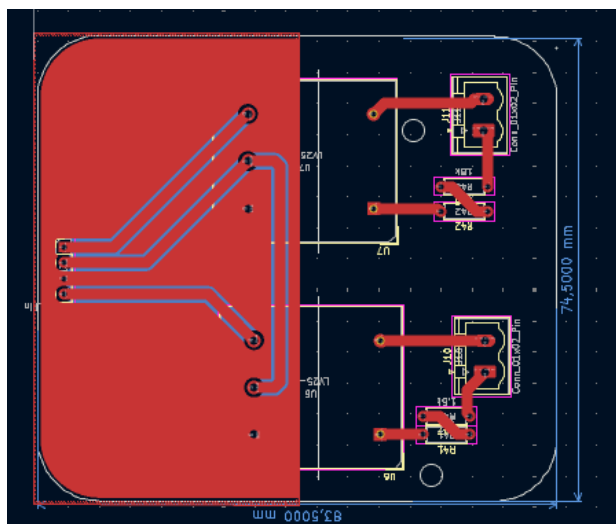
Figura 117 – Corrente no termistor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A placa da Figura 119 é para a tensão de saída do lado boost e do lado buck por meio de módulos LV25P. Trata-se de um sistema isolado com saída em corrente. As saídas descem para as placas inferiores mIT e mIGBT.

Figura 118 – Placa de leitura de tensão das saídas, mVBb.



Fonte: Elaborado pelo autor.

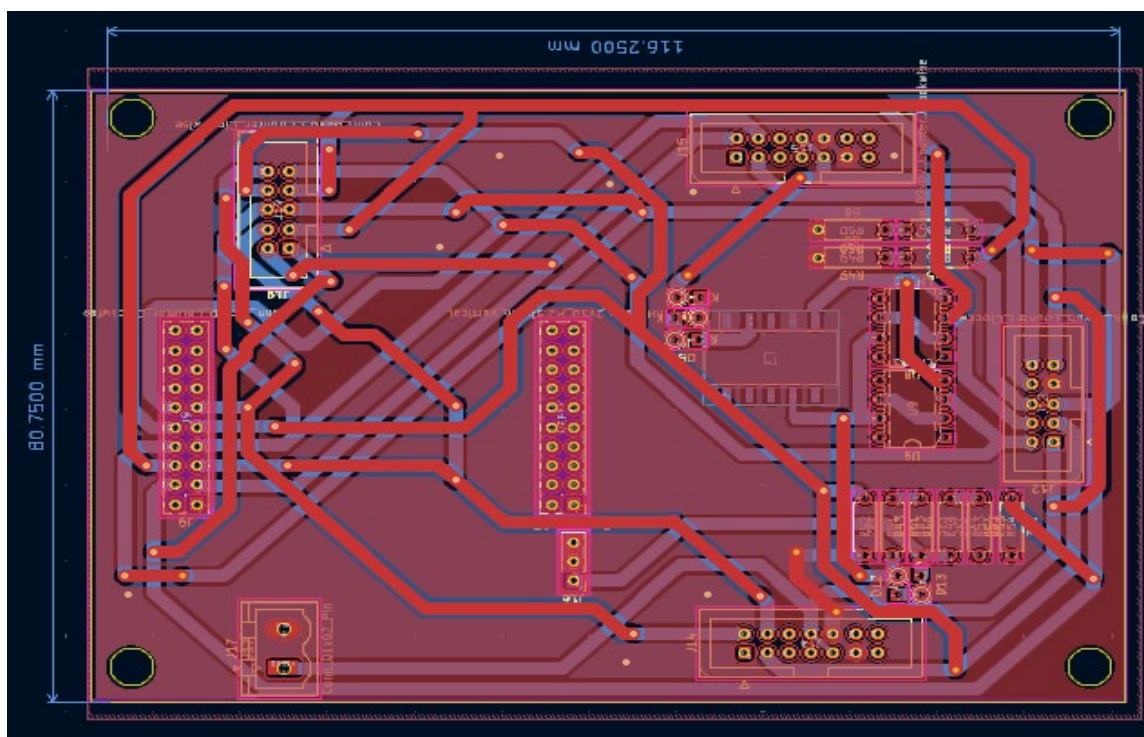
Todos os sinais que saem da placa mIGBT são enviados para a placa principal, Figura 120, que é conectada diretamente o microcontrolador e possui também um conector que envia todos os sinais que iria para o MCU conectado, mas na condição de várias células 4 placas dessa se conectariam com uma placa centralizadora que conteria o MCU. As leituras de tensão passam por resistores próximos ao MCU para reduzir a possibilidade de distorção dos sinais. Os sinais de corrente e temperatura são transmitidos em tensão e por isso passam por buffers para garantir que o sinal chegue integro ao MCU.

Foi percebida a incompatibilidade elétrica entre o driver e o MCU durante a fase de testes. Assim foi montado em uma protoboard um conjunto de amplificadores para realizar a interface entre os dois dispositivos. E para que os sinais de erro sejam identificados pelo MCU, também possuem comparadores.

Para a interface do comando e do controle do sinal de reset foi utilizado o amplificador em modo emissor comum, pois os valores de entrada do driver são de 0~15V e do MCU 0~3.3V.

E duas interfaces: uma para comunicar pwm do mcu com o driver, Figura 121, e outro para o sinal de erro, foi colocado um comparador conforme a Figura 122.

Figura 119 – Placa principal(mainboard).

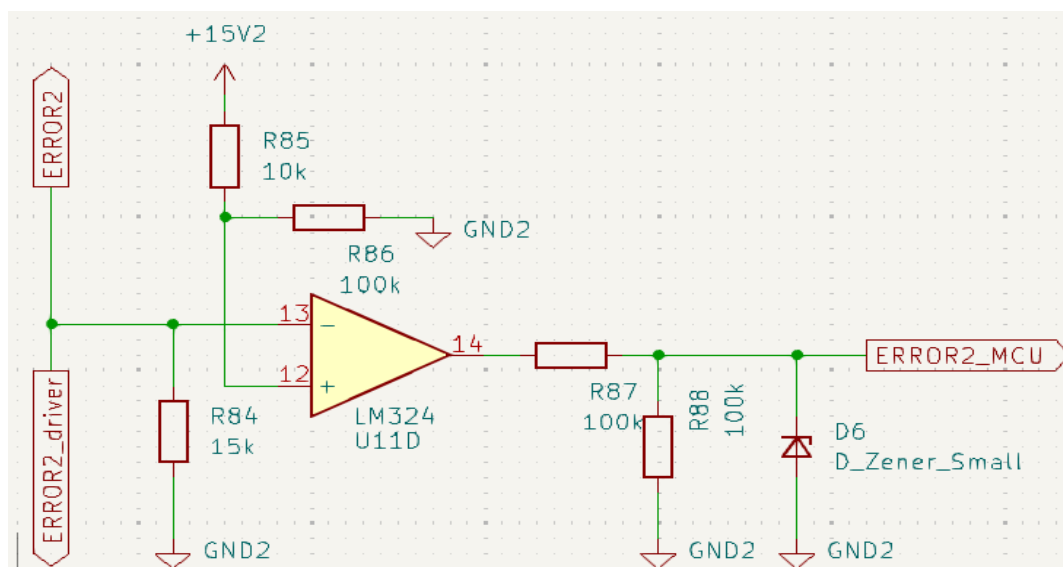


Fonte: Elaborado pelo autor.

Por fim, o microcontrolador utilizado no projeto foi um launchpad TMS320F2002x da classe C2000 da Texas Instruments. Foi necessário selecionar 10 pinos: 2 para geração dos PWMs para controlar os transistores, 2 saídas digitais para operar o funcionamento do drivers, 2 entradas digitais para leitura do sinal de erro dos drivers e 4 entradas analógicas para leitura dos sinais de corrente, tensão dos dois lados do conversor e temperatura do módulo, como pode ser verificado pela Tabela 21.

O TMS320F28027 é um microcontrolador C2000 da TI voltado para controle em tempo real, com CPU de 32 bits (C28x) operando a 50 MHz. Possui 3 módulos ePWM, totalizando 6 canais (A e B) com suporte a sincronização e geração de 6 sinais PWM independentes precisos. Inclui também um ADC de 12 bits com até 7 canais, capaz de uma amostragem rápida e sincronizada com os PWMs, ideal para aplicações como conversores de potência e controle de motores.

Figura 120 – Interface error.



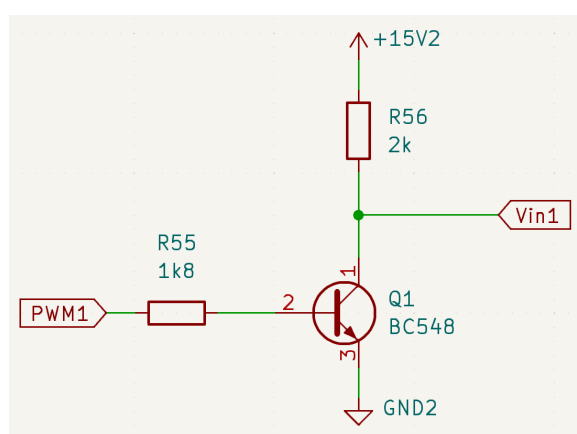
Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 21 – Pinagem selecionada para operação do MCU.

Pino	Função	Jumper	Valor do Mux
Vin1	PWM	J1	1
Vin2	PWM	J1	1
RESET1	Saída Digital	J1	0
RESET2	Saída Digital	J1	0
Vloadb	Entrada Analógica	J1	0
VloadB	Entrada Analógica	J1	0
I_load	Entrada Analógica	J1	0
Temp	Entrada Analógica	J1	0
Error1	Entrada Digital	J5	0
Error2	Entrada Digital	J5	0

Fonte: Elaborado pelo autor.

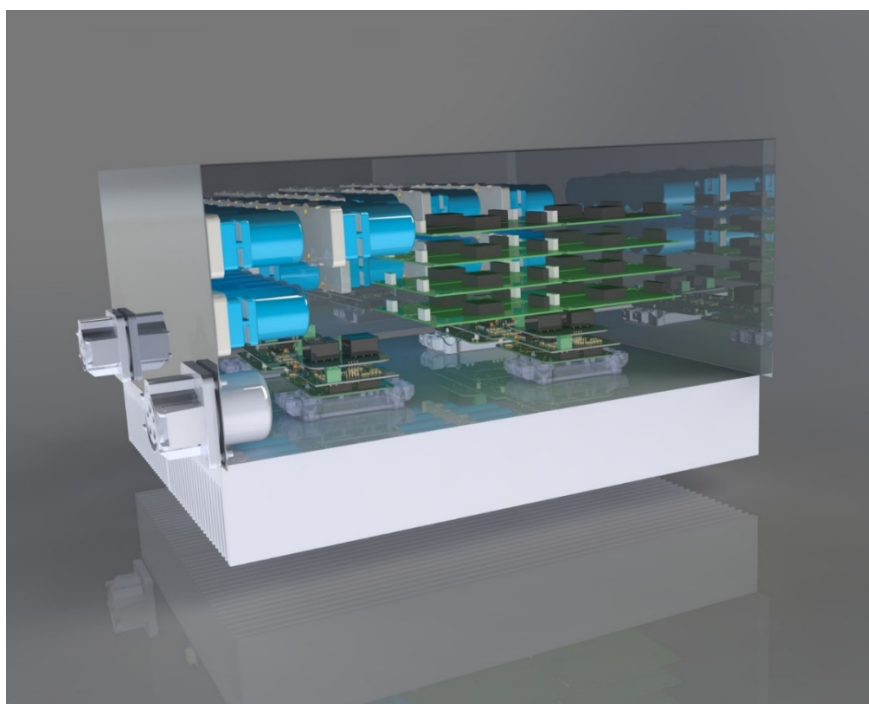
Figura 121 – Interface MCU-Driver.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Por fim, foi elaborado um modelo 3D completo, representando com precisão todos os módulos de potência e controle do sistema. Esse modelo inclui os quatro módulos principais com seus respectivos dissipadores reais, os supercapacitores e as placas de acionamento, além das conexões de alta corrente feitas com tomadas industriais apropriadas para aplicações automotivas de grande porte. O conjunto foi renderizado em alta qualidade, permitindo uma visualização detalhada tanto da distribuição dos componentes quanto da integração térmica e elétrica do sistema, conforme mostrado na Figura 123.

Figura 122 – Renderização do conversor completo.



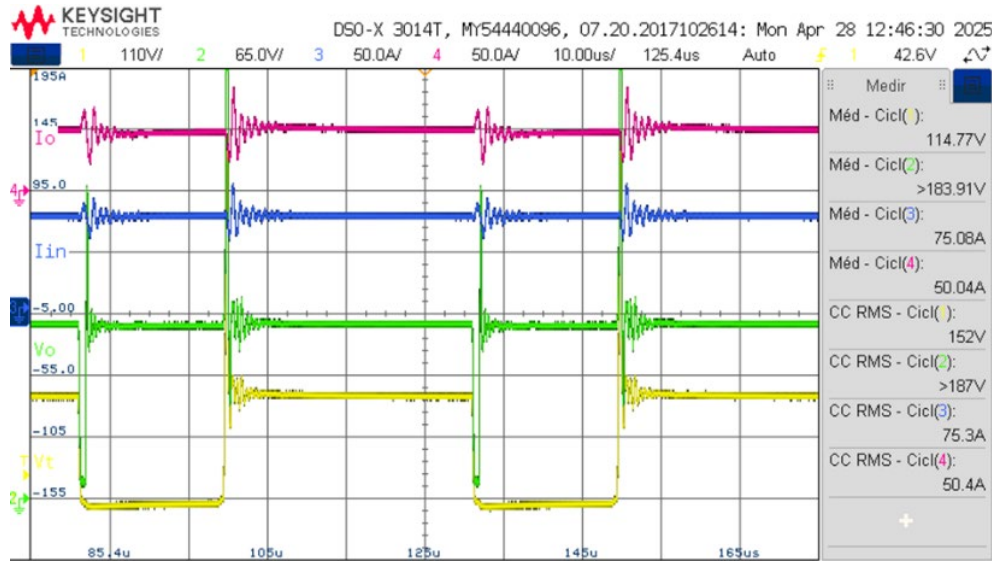
Fonte: Elaborado pelo autor.

4.6 Validação Experimental

Os testes experimentais em bancada foram realizados com o objetivo de validar o desempenho do conversor projetado, com ênfase nos modos de operação *boost* e *buck*. Inicialmente, os ensaios foram conduzidos em regime de baixa potência, utilizando um indutor de menor valor, a fim de avaliar a funcionalidade geral do sistema sem riscos aos componentes. Posteriormente, empregou-se um indutor de valor mais elevado, projetado para suportar a densidade de corrente e as condições reais de fluxo de potência especificadas no projeto.

Na primeira etapa, foi utilizado um capacitor eletrolítico de 4700 μF na saída. As formas de onda obtidas via osciloscópio são apresentadas na Figura 124.

Figura 123 – Boost $V_{in}=136\text{V}$ e $V_o=184\text{V}$, com capacitor eletrolítico 4700uF.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A figura apresenta as formas de onda obtidas pelo osciloscópio onde é possível se obter sensão sobre o transistor, tensão de saída, corrente de entrada e saída. Com isso é possível obter as potencias de entrada e saída (234) e (235), respectivamente.

$$P_{in} = 136V \cdot 75.08A = 11.332kW \quad (234)$$

$$P_{out} = 183.91V \cdot 50.04A = 10.214kW \quad (235)$$

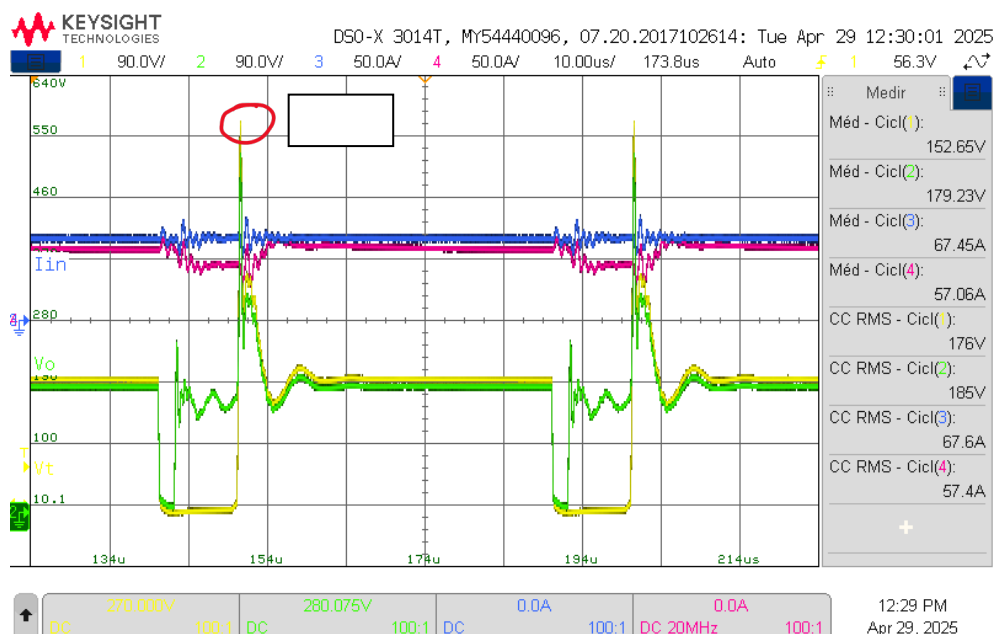
E portanto, obter seu rendimento em (236).

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = 0,901 \quad (236)$$

E então compará-lo com seu valor teórico esperado (237).

$$\eta_{teórico} = 0,957 \quad (237)$$

Figura 124 – Grandes derivadas de tensão no supercapacitor Boost Vin=136V e Vo=184V.



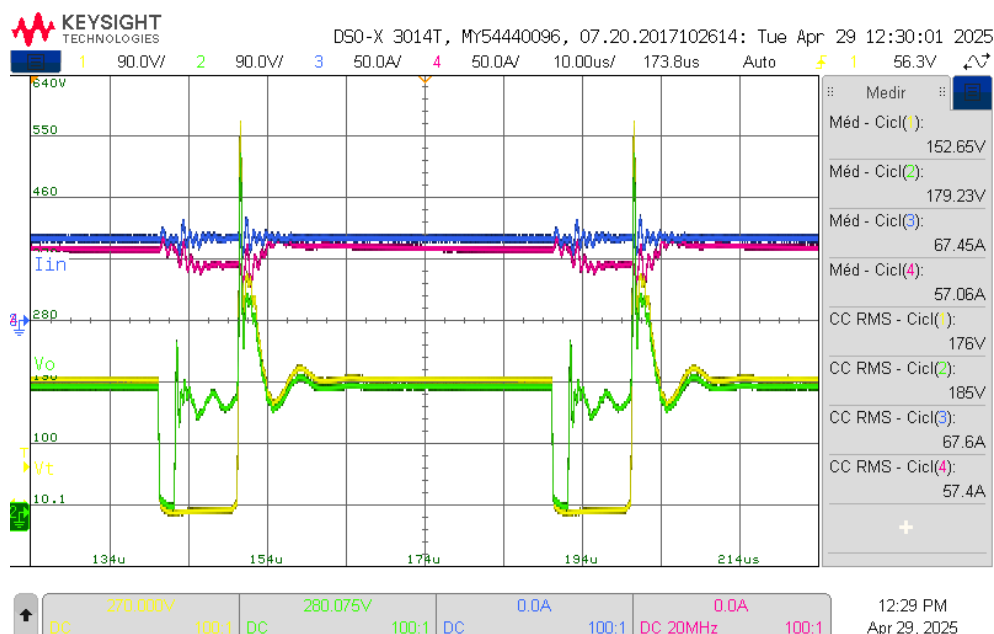
Fonte: Elaborado pelo autor.

Na sequência, substituiu-se o capacitor eletrolítico por um banco de supercapacitores. A Figura 125 apresenta o comportamento da tensão de saída nesse cenário. Observou-se uma acentuada oscilação de tensão durante o desligamento do transistor, atingindo amplitude 2,9 vezes superior ao valor máximo previsto. Considerando a tensão nominal do banco de supercapacitores em 368 V, a sobretensão calculada foi ().

$$V_{pico} = 2,9 \cdot 368V = 1075V \quad (238)$$

Essa condição representa um risco iminente de ruptura dielétrica do banco. Para mitigar esse efeito e garantir a integridade do conversor, foi implementado um circuito *snubber* dissipativo. Embora esse componente introduza perdas adicionais, sua presença é essencial para evitar surtos destrutivos de tensão durante a comutação, como também para reduzir o *ringing* associado às indutâncias parasitas do circuito.

Figura 125 – Boost Vin=168V e Vo=180V com capacitor eletrolítico.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Trocando para um capacitor eletrolítico para se replica as condições do caso anterior e verificar o impacto no rendimento, Figura 126. Assim, encontrando a potência de entrada (239).

$$P_{in} = 136V \cdot 70,19A = 11.792kW \quad (239)$$

E a potência de saída (240).

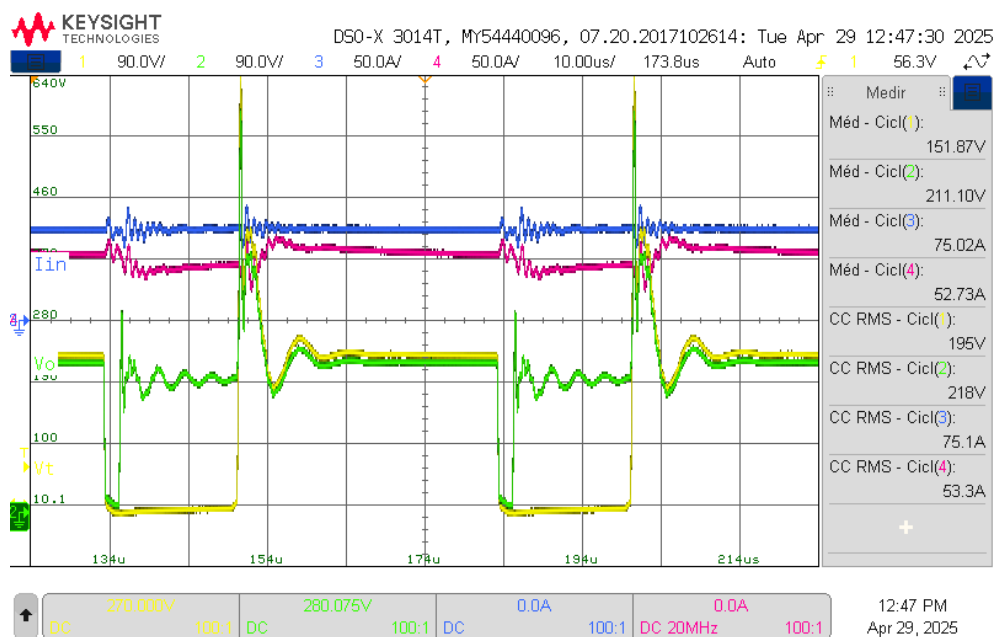
$$P_{out} = 184.19V \cdot 59,47A = 10.954kW \quad (240)$$

E então encontrar o rendimento (241).

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = 0,929 \quad (241)$$

As oscilações estão impedindo o completo bloqueio e as perdas comutativas aumentam comprometendo o rendimento.

Figura 126 – Boost Vin=168V e Vo=211V com capacitor eletrolítico.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para fins comparativos, foi obtida outra amostragem do conversor agora com tensão de saída em 211V, Figura 127. Para isso, como anteriormente foi encontrada a potencia de saída 242

$$P_{in} = 168V \cdot 75.02A = 12.603 \text{ kW} \quad (242)$$

E a potência de saída (243).

$$P_{out} = 211V \cdot 52.73 \text{ A} = 11.126 \text{ kW} \quad (243)$$

Para então encontrar o rendimento (244).

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = 0,883 \quad (244)$$

E poder comparar com seu valor teórico esperado (245).

$$\eta_{teórico} = 0,952 \quad (245)$$

A análise dos ensaios revela uma tendência coerente de degradação do rendimento com o aumento da tensão de saída e da corrente conduzida. A implementação do circuito snubber se

mostrou imprescindível para garantir o correto funcionamento do sistema ao operar com supercapacitores. Embora a curva de rendimento em função do duty cycle não tenha sido traçada, os três pontos experimentais registrados são representativos dos desafios técnicos enfrentados e demonstram o desempenho sólido do conversor em condições reais de operação.

5 CONCLUSÃO

O presente trabalho foi desenvolvido com o objetivo de se desenvolver um conversor bidirecional de alta potência aplicado à tração elétrica veicular de alto desempenho, com ênfase no rendimento, simplicidade e viabilidade construtiva. Inicialmente, foi realizada uma ampla revisão sobre tecnologias aplicadas à mobilidade elétrica, abordando desde os fundamentos de acionamento de máquinas, arquiteturas de veículos elétricos e híbridos, padronização de conectores e níveis de tensão, até topologias de conversores e características de dispositivos semicondutores.

Com base nessa fundamentação, optou-se por investigar e comparar topologias clássicas bidirecionais de dois e três níveis, operando nos modos Buck e Boost. A avaliação qualitativa indicou que topologias de três níveis apresentam vantagens apenas em regimes de alta frequência e baixa potência. Assim, seguiu-se com o projeto baseado na topologia bidirecional de dois níveis, mais adequada ao perfil de operação de veículos de competição elétrica, como o kart de alto desempenho em estudo.

Também foi realizada a comparação entre dispositivos semicondutores IGBT de silício e MOSFETs de carbeto de silício (SiC). Para a frequência de chaveamento adotada (20 kHz) e considerando a ausência de operação ressonante, a substituição pelo SiC não apresentou ganhos significativos de rendimento, reforçando a escolha pelo IGBT como solução mais adequada no contexto de custo-benefício.

A etapa de projeto demandou o enfrentamento de desafios significativos, como a consideração de diferentes pontos de operação, dimensionamento sob restrições térmicas e de massa, e a integração com tecnologias como supercapacitores, cuja performance não se resume aos valores nominais, exigindo uma abordagem cuidadosa em termos de segurança, repetibilidade de descargas e gerenciamento térmico. Foram estudadas estratégias como o entrelaçamento e indutores acoplados, com destaque para a redução do ripple de corrente e da massa total do sistema magnético.

A validação prática foi conduzida de forma escalonada, com testes iniciais em baixa potência e posterior incremento das condições operacionais, permitindo verificar o funcionamento estável do sistema, incluindo acionamento, sensoriamento e controle básico.

Diversos problemas foram identificados e resolvidos ao longo do processo, especialmente relacionados ao isolamento galvânico, condicionamento de sinais e interpretação dos sinais de drivers. Ferramentas de simulação como LTspice, MATLAB/Simulink, Mathcad e SolidWorks foram fundamentais para antecipar falhas e otimizar o desenvolvimento.

Embora a implementação do controle digital em tempo real não tenha sido concluída na dissertação, essa etapa fica condicionada à continuidade do projeto. O trabalho, no entanto, já gerou impacto prático com a produção de um artigo aceito no congresso internacional ROPEC 2024, e faz parte de um programa de pesquisa tecnológica mais amplo conduzido pelo Laboratório de Eletrônica de Potência, cujo objetivo é o desenvolvimento de um veículo elétrico completo para estudos experimentais.

Por fim, a experiência de projeto mostrou que, para extrair ainda mais desempenho do sistema, seria necessário explorar topologias mais avançadas, como os conversores ressonantes, capazes de operar com menores perdas de chaveamento em maiores frequências. No entanto, esse avanço implicaria em maior complexidade de projeto, exigindo controle mais sensível das capacitâncias e indutâncias parasitas, possíveis estágios adicionais e, possivelmente, a introdução de isolamento galvânico. Este último, apesar de representar vantagens adicionais em proteção e segurança dos barramentos CC e do banco de baterias, demandaria estudos complementares sobre interferência eletromagnética, blindagem, impacto em volume e massa, e sua integração no sistema. Tais caminhos representam oportunidades concretas para a continuidade e evolução desta linha de pesquisa.

REFERÊNCIAS

- A BRIEF history of the battery. Battery Industry, 2022. Disponível em: <https://batteryindustry.tech/a-brief-history-of-the-battery/>. Acesso em 29 de junho de 2022.
- ACHARIGE, S. S. G.; ELEFThERIOS, M. Review of Electric Vehicle Charging Technologies, Standards, Architectures, and Converter Configurations. **IEEE Access**, Nova York, v. 11, p. 41218-41255, 2023.
- ALATAI, S. a. A Review on State-of-the-Art Power Converters: Bidirectional, Resonant, Multilevel Converters and Their Derivatives. **Applied Sciences**, Basileia, v. 11, 2021.
- ARTAL-SEVIL, J. S. ULISES: Autonomous mobile robot using ultracapacitors-storage energy system. **Renewable Energy and Power Quality Journal**, Bilbao, p. 1105-1110, 2011.
- BARROS, H. L. **Química inorgânica: uma introdução**. 1. ed. v. 1. Belo Horizonte: Editora UFMG, 1990.
- BERRUETA, A.; URSÚA, A.; MARTÍN, I. S.; EFTEKHARI, A.; SANCHIS., P. Supercapacitors: Electrical Characteristics, Modeling, Applications, and Future Trends. **IEEE Access**, Nova York, v. 7, fev. 2019.
- BOSE, B. K. **Modern power electronics and AC Drives**. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002.
- BU-101: When Was the Battery Invented?. **Battery University**, 2022. Disponível em: <https://batteryuniversity.com/article/bu-101-when-was-the-battery-invented>. Acesso em 29 jun. 2022.
- BU-303: Confusion with Voltages. **Battery University**, 27 de abril de 2023. Disponível em: <https://batteryuniversity.com/article/bu-303-confusion-with-voltages>. Acesso em: 27 abr. 2023.
- CATÁLOGO Thornton. **Thornton Eletrônica Ltda**, 2025. Disponível em: <https://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>. Acesso em: 5 de fevereiro de 2025.
- DAS, H.; RAHMAN, M.; LI, S.; TAN, C. Electric vehicles standards, charging infrastructure, and impact on grid integration: A technological review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Oxford, v. 120, 2020.
- DAS, M. Review of the Wide-Input-Wide-Output Bi-directional DC-DC Converter for Electric Vehicle Applications. **IETE Technical Review**, Londres, p. 1-13, 2023.

DEPARTAMENTO DE ENERGIA DOS EUA. Timeline: History of the Electric Car. **USA Energy Department**, s.d. Disponível em: <https://www.energy.gov/timeline/timeline-history-electric-car>. Acesso em 28 maio 2022.

DORF, R. C. (Ed.). **The Electrical Engineering Handbook**. 3. ed. Boca Raton: CRC Press, 2006.

ECONOMIC COMMISSION FOR LATIN AMERICA AND THE CARIBBEAN – ECLAC. **Lithium extraction and industrialization: opportunities and challenges for Latin America and the Caribbean**. 2023.

UNITED STATES ENVIRONMENTAL PROTECTION AGENCY – EPA. **Sources of Greenhouse Gas Emissions**. 2019. Disponível em: <https://www.epa.gov/ghgemissions/sources-greenhouse-gas-emissions#transportation>. Acesso em: 01 set. 2022.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. Springer, 2001.

EUROPEAN COMMISSION. **CO₂ emission performance standards for cars and vans**. 2019. Disponível em: https://ec.europa.eu/clima/eu-action/european-green-deal/delivering-european-green-deal/co2-emission-performance-standards-cars-and-vans_en. Acesso em 10 fev. 2022.

FERREIRA, A. C., & KENNEL, R. Interleaved or Sequential Switching - for Increasing the Switching Frequency. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS*, 7., 2007, Daegu. **Anais [...]**. Daegu, 2007. p. 22-27.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C. **Máquinas elétricas**. 7. ed. McGraw Hill, 2014.

GOODENOUGH, J. B., & PARK, K.-S. The Li-Ion Rechargeable Battery: A Perspective. **Journal of the American Chemical Society**, Washington, D.C., v. 135, p. 1167-1177, jan. 2013.

GRAOVAC, D., PÜRSTINGER, M., & KIEP, A. **MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters**. Infineon, 2006.

HAIGHT, J., Gilbert P. Electron Transfer. *In: MEYERS, R. A. (Ed.). Encyclopedia of Physical Science and Technology*. 3. ed. Academic Press, 2001.

HISTORY of Batteries. **Panasonic**, s.d. Disponível em: <https://www.panasonic.com/global/consumer/battery/academy/history.html>. Acesso em 29 jun. 2023.

HOW to charge a lead acid battery. **Power Sonic**, s.d. Disponível em: <https://www.power-sonic.com/blog/how-to-charge-a-lead-acid-battery/>. Acesso em 6 ago. 2023.

INTERACTIVE Periodic Table of Elements. **Periodic Table**, 5 de agosto de 2020. Disponível em: <https://periodictable.me/difference-between-electronegative-and-electropositive/>. Acesso em: 5 ago. 2024.

JAGADEESH, I.; INDRAGANDHI, V. Review and comparative analysis on dc-dc converters used in electric vehicle applications. *In*: INTERNATIONAL CONFERENCE ON SMART SYSTEMS AND INVENTIVE TECHNOLOGY – ICSSIT, 2019, Tirunelveli. **IOP Conference Series: Materials Science and Engineering** [Bristol], v. 623, 2019. Disponível em: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/623/1/012013>. Acesso em: 8 jul. 2025.

JAY. Using the Nernst equation. **Khan Academy**, 2015. Disponível em: <https://www.khanacademy.org/test-prep/mcat/physical-processes/intro-electrochemistry-mcat/v/using-the-nernst-equation>. Acesso em: 06 ago. 2023.

JIN, K.; YANG, M. Three-Level Bidirectional Converter for Fuel-Cell/Battery Hybrid Power System. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Nova York, 2010.

KARKI, A., PHUYAL, S., TULADHAR, D., BASNET, S., & SHRESTHA, B. P. Status of Pure Electric Vehicle Power Train Technology and Future Prospects. **Applied System Innovation**, Basileia, ago. 2020.

KETTELL, S. Oil Crisis. **Encyclopedia Britannica**, 2020. Disponível em: <https://www.britannica.com/topic/oil-crisis>. Acesso em: 28 out. 2022.

KONDORCARS. **How It Works Audi e-tron engine & gearbox animation, e-tron powertrain animation**. Youtube, 8 de out. de 2019. Disponível em: <http://www.youtube.com/watch?v=qTf-rHQjkU>. Acesso em: 28 out. 2024.

LESICS. **Tesla model 3's motor: the brilliant engineering behind it**. Youtube, 18 de dez. de 2020. Acesso em 26 de maio de 2022. Disponível em: <http://www.youtube.com/watch?v=esUb7Zy5Oio>. Acesso em: 27 out. 2024.

LINDEN, D., & REDDY, T. B. **Handbook of batteries**. 3. ed. McGraw-Hill Professional, 2001.

LITESH, G.; KANNAN, B. K. Review and Comparative Study of Bi-Directional DC-DC Converters. *In*: IEEE INTERNATIONAL POWER AND RENEWABLE ENERGY CONFERENCE (IPRECON), 2021, Kerala. **Anais [...]**. Kerala: IEEE, 2021. p. 1-6.

LIU, C., LEE, C. H., & SONG, Z. A Critical Review of Advanced Electric Machines and Control Strategies for Electric Vehicles. **IEEE Xplore**, Nova York, v. 109, n. 6, jun. 2021.

MANUAL Técnico: Bateria estacionária. Sorocaba: Freedom, 2008.

MICROMETALS. **Folha técnica T400-14D**. 2019.

MPS. Three-Phase Inverters. **Monolithic Power Systems**, s.d. Disponível em: <https://www.monolithicpower.com/en/learning/mpscholar/power-electronics/dc-ac-converters/three-phase-inverters>. Acesso em: 05 nov. 2024.

NGUYEN, T. M. Lead acid batteries in extreme conditions: accelerated charge, maintaining the charge with imposed low current, polarity inversions introducing non-conventional charge methods. **HAL Open Science**, Lyon, v. 175, dez. 2009.

NIMITTI, F. G. **Contribuição à família de conversores CC-CC**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2022.

OM PRAKASH JAGA, R. G. Bi-directional DC/DC Converters Used in Interfacing ESSs for RESs and EVs: A Review. **IETE Technical Review**, Londres, p. 334-370, 2023.

PAOLI, L., & GÜL, T. **Electric cars fend off supply challenges to more than double global sales**. International Energy Agency – IEA, 2022. Disponível em: <https://www.iea.org/commentaries/electric-cars-fend-off-supply-challenges-to-more-than-double-global-sales>. Acesso em: 24 dez. 2024.

PARSONS, R. Why you don't see tape wound foil conductors used on electric motors. **Things in Motion**, 23 nov. 2023. Disponível em: <https://things-in-motion.blogspot.com/2018/11/why-you-dont-see-tape-wound-foil.html>. Acesso em: 17 de maio de 2024.

REDONDO-IGLESIAS, E., VENETB, P., & PELISSIERA., S. Calendar and cycling ageing combination of batteries in electric vehicles. **Microelectronics Reliability**, Amsterdã, v. 88–90, 2018.

RUFER, A. **Energy Storage: systems and components**. CRC Press, 2018.

SAKUNTHALA, S.; KARTHIKEYAN, R. Investigation of PI and Fuzzy Controllers for Speed Control of PMSM Motor Drive. *In*: INTERNATIONAL CONFERENCE ON RECENT TRENDS IN ELECTRICAL, CONTROL AND COMMUNICATION (RTECC), 2018, Chennai. **Anais** [...]. Chennai: 2018. p. 133-136.

SALEEM, U.; JAVED, B. Hydrometallurgical Routes to Close the Loop of Electric Vehicle (EV) Lithium-Ion Batteries (LIBs) Value Chain: A Review. **Journal of Sustainable Metallurgy**, Nova York, 2022.

SAWAI, T. The invention of rechargeable batteries: An interview with Dr. Akira Yoshino, 2019 Nobel laureate. **WIPO Magazine**, Genebra, set. 2020. Disponível em: https://www.wipo.int/wipo_magazine/en/2020/03/article_0004.html. Acesso em: 15 out. 2023.

SCHUMM, B. Development of batteries. **Britannica**, 2021. Acesso em 29 de junho de 2022. Disponível em: <https://www.britannica.com/technology/battery-electronics/Development-of-batteries>. Acesso em: 16 out. 2023.

SEMIKRON. **SKHI 10/12(R) High Power IGBT Driver**. Driver Electronic – PCB Drivers, p. 8, 18 de ago. de 2006.

SHAO, L. *et al.* Design Approaches and Control Strategies for Energy-Efficient Electric Machines for Electric Vehicles: a review. **EEE Access**, Nova York, v. 8, p. 183017–183031, 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3029006>. Acesso em: 8 jul. 2025.

SPEIRS, J.; CONTO, M. The future of lithium availability for electric vehicle batteries. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Oxford, p. 183-193, 2014.

SUN, Z., & ZHU, D. G. **Design and control of automotive propulsion systems**. 1st ed. CRC Press, 2015.

SYMES, D.; AL-DURI, B. Cost-effective design of the alkaline electrolyser for enhanced electrochemical performance and reduced electrode degradation. **International Journal of Low-Carbon Technologies**, Oxford, jan. 2013.

WAGH, K., & DHATRAK, P. A review on powertrain subsystems and charging technology in battery electric vehicles: Current and future trends. **Journal of Automobile Engineering**, Londres, 2021.

WAGH, K., & DHATRAK, P. A review on powertrain subsystems and charging technology in battery electric vehicles: Current and future trends. **Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers**, Londres, p. 479-496, 2022.

WANG, H. Capacitors in Power Electronics Applications. *In*: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS – IECON, 42., 2016, Florence. **Tutorials** [...] Florence: IEEE, 2016. p. 82.

WARMUTH, V. *et al.* Reconstructing the origin and spread of horsedomestication in the Eurasian steppe. **PNAS**, Washington, D.C., v. 109, n. 21, 2012.

WHAT is Metal plating? A Look at the Metal Plating Process and Techniques. **Thomasnet.com**, s.d. Disponível em: <https://www.thomasnet.com/articles/custom-manufacturing-fabricating/plating-types/>. Acesso em: 29 jun. 2022.

WHITE HOUSE: Briefing Room. **Fact Sheet: President Biden Announces Steps to Drive American Leadership Forward on Clean Cars and Trucks**. 2021. Disponível em: <https://www.whitehouse.gov/briefing-room/statements-releases/2021/08/05/fact-sheet-president-biden-announces-steps-to-drive-american-leadership-forward-on-clean-cars-and-trucks/>. Acesso em: 19 out. 2023.

YAO P, Y. H. Review on Polymer-Based Composite Electrolytes for Lithium Batteries. **Frontiers in Chemistry**, Lausanne, 8 jul. 2019.

YONG, J. Y., RAMACHANDARAMURTHY, V. K., TAN, K. M., & MITHULANANTHAN, N. A review on the state-of-the-art technologies of electric

vehicle, its impacts and prospects. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Oxford, v. 49, p. 365-385, 2015.

ZHANG, S. State of Health Estimation of Lithium-Ion Batteries Based on Electrochemical Impedance Spectroscopy and Backpropagation Neural Network. **World Electric Vehicle Journal**, Basileia, v. 156, 3 dez. 2021.

ZIMMERMAN, A. H., & QUINZIO, M. V. **Lithium Plating in Lithium-Ion Cells**. The Aerospace Corporation, p. 19, 2010. Acesso em 16-18 de nov. de 2010. Disponível em: https://www.nasa.gov/sites/default/files/atoms/files/1-lithium_plating_azimmerman.pdf. Acesso em: 05 nov. 2024.

APÊNDICE A – NOX ELEMENTOS

Electrode reaction	E^0 , V	Electrode reaction	E^0 , V
$\text{Li}^+ + e \rightleftharpoons \text{Li}$	-3.01	$\text{Tl}^+ + e \rightleftharpoons \text{Tl}$	-0.34
$\text{Rb}^+ + e \rightleftharpoons \text{Rb}$	-2.98	$\text{Co}^{2+} + 2e \rightleftharpoons \text{Co}$	-0.27
$\text{Cs}^+ + e \rightleftharpoons \text{Cs}$	-2.92	$\text{Ni}^{2+} + 2e \rightleftharpoons \text{Ni}$	-0.23
$\text{K}^+ + e \rightleftharpoons \text{K}$	-2.92	$\text{Sn}^{2+} + 2e \rightleftharpoons \text{Sn}$	-0.14
$\text{Ba}^{2+} + 2e \rightleftharpoons \text{Ba}$	-2.92	$\text{Pb}^{2+} + 2e \rightleftharpoons \text{Pb}$	-0.13
$\text{Sr}^{2+} + 2e \rightleftharpoons \text{Sr}$	-2.89	$\text{D}^+ + e \rightleftharpoons \frac{1}{2}\text{D}_2$	-0.003
$\text{Ca}^{2+} + 2e \rightleftharpoons \text{Ca}$	-2.84	$\text{H}^+ + e \rightleftharpoons \frac{1}{2}\text{H}_2$	0.000
$\text{Na}^+ + e \rightleftharpoons \text{Na}$	-2.71	$\text{Cu}^{2+} + 2e \rightleftharpoons \text{Cu}$	0.34
$\text{Mg}^{2+} + 2e \rightleftharpoons \text{Mg}$	-2.38	$\frac{1}{2}\text{O}_2 + \text{H}_2\text{O} + 2e \rightleftharpoons 2\text{OH}^-$	0.40
$\text{Ti}^+ + 2e \rightleftharpoons \text{Ti}$	-1.75	$\text{Cu}^+ + e \rightleftharpoons \text{Cu}$	0.52
$\text{Be}^{2+} + 2e \rightleftharpoons \text{Be}$	-1.70	$\text{Hg}^{2+} + 2e \rightleftharpoons 2\text{Hg}$	0.80
$\text{Al}^{3+} + 3e \rightleftharpoons \text{Al}$	-1.66	$\text{Ag}^+ + e \rightleftharpoons \text{Ag}$	0.80
$\text{Mn}^{2+} + 2e \rightleftharpoons \text{Mn}$	-1.05	$\text{Pd}^{2+} + 2e \rightleftharpoons \text{Pd}$	0.83
$\text{Zn}^{2+} + 2e \rightleftharpoons \text{Zn}$	-0.76	$\text{Ir}^{3+} + 3e \rightleftharpoons \text{Ir}$	1.00
$\text{Ga}^{3+} + 3e \rightleftharpoons \text{Ga}$	-0.52	$\text{Br}_2 + 2e \rightleftharpoons 2\text{Br}^-$	1.07
$\text{Fe}^{2+} + 2e \rightleftharpoons \text{Fe}$	-0.44	$\text{O}_2 + 4\text{H}^+ + 4e \rightleftharpoons 2\text{H}_2\text{O}$	1.23
$\text{Cd}^{2+} + 2e \rightleftharpoons \text{Cd}$	-0.40	$\text{Cl}_2 + 2e \rightleftharpoons 2\text{Cl}^-$	1.36
$\text{In}^{3+} + 3e \rightleftharpoons \text{In}$	-0.34	$\text{F}_2 + 2e \rightleftharpoons 2\text{F}^-$	2.87

Fonte: (Linden & Reddy, 2001)

APÊNDICE B – FATORES PARA SELEÇÃO DE BATERIA

1. Tipo de bateria: primária, secundária ou estacionário.
2. Tensão: tensão nominal ou operacional, tensões máximas e mínimas permitidas, regulação de tensão, perfil da curva de descarga, tempo de inicialização, retardo de tensão.
3. Corrente e perfil de carga/descarga: corrente, resistência, ou potência constante; valor da corrente ou perfil de carga/descarga, carga/descarga única, variável ou pulsada.
4. Ciclo de trabalho: contínuo ou intermitente, cronograma de ciclagem se intermitente.
5. Requisitos de temperatura: faixa de temperatura necessária para operação.
6. Vida útil: tempo de operação necessário.
7. Requisitos físicos: tamanho, forma, peso; terminais.
8. Vida útil de armazenamento: sistema de bateria ativa/reserva; estado de carga durante o armazenamento; tempo de armazenamento em função da temperatura, umidade e outras condições.
9. Ciclo de carga-descarga (se recarregável): carregamento por flutuação ou ciclagem; requisito de vida útil ou ciclo; disponibilidade e características da fonte de carregamento; eficiência do carregamento.
10. Condições ambientais: vibração, impacto, rotação, aceleração, etc.; condições atmosféricas (pressão, umidade, etc.).
11. Segurança e confiabilidade: variabilidade permitida, taxas de falha; ausência de gaseificação ou vazamento; uso de componentes potencialmente perigosos ou tóxicos; tipo de subproduto característico gasoso ou líquido, alta temperatura etc.; operação sob condições severas ou potencialmente perigosas; ambientalmente sustentável.
12. Condições de operação incomuns ou rigorosas: armazenamento, espera ou operação de longo prazo ou temperatura extrema; alta confiabilidade para aplicações especiais; ativação rápida para baterias de reserva, sem retardo de tensão; embalagem especial para baterias; requisitos mecânicos incomuns, por exemplo, alto impacto ou aceleração, não magnéticos.
13. Manutenção e reabastecimento: facilidade de aquisição de baterias, distribuição acessível; facilidade de substituição da bateria; instalações de carregamento disponíveis; transporte especial, recuperação ou procedimentos de descarte necessários.
14. Custo: custo inicial; custo operacional ou de ciclo de vida; uso de materiais críticos ou exóticos (caros).