

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO  
CENTRO TECNOLÓGICO PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Atílio Caliari de Lima**

**APLICAÇÃO DOS CONTROLES MPC COM  
GRADIENTE DESCENDENTE E PI EM UM  
CONVERSOR TAB UTILIZADO EM  
POWERTRAINS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**

**VITÓRIA**

**2023**

Atílio Caliari de Lima

# **APLICAÇÃO DOS CONTROLES MPC COM GRADIENTE DESCENDENTE E PI EM UM CONVERSOR TAB UTILIZADO EM POWERTRAINS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Proposta de dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de Processamento de Energia e Sistemas Elétricos.

Orientador: Walbermark Marques dos Santos.

VITÓRIA

2023

Ficha catalográfica disponibilizada pelo Sistema Integrado de  
Bibliotecas - SIBI/UFES e elaborada pelo autor

---

Lima, Atílio Caliari de, 1996-  
L732a      Aplicação dos controles MPC com gradiente descendente e PI  
em um conversor TAB utilizado em powertrains de veículos  
elétricos / Atílio Caliari de Lima. - 2023.  
198 f. : il.

Orientador: Walbermark Marques dos Santos.  
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) -  
Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Métodos de gradiente conjugado. 2. Controle preditivo.  
3. Eletrônica de potência. 4. Veículos elétricos. I. Santos,  
Walbermark Marques dos. II. Universidade Federal do Espírito  
Santo. Centro Tecnológico. III. Título.

CDU: 621.3

---

Atílio Caliari de Lima

# **APLICAÇÃO DOS CONTROLES MPC COM GRADIENTE DESCENDENTE E PI EM UM CONVERSOR TAB UTILIZADO EM POWERTRAINS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Proposta de dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de Processamento de Energia e Sistemas Elétricos.

Trabalho aprovado. VITÓRIA- ES, 11 de Julho de 2023:

Documento assinado digitalmente  
**gov.br** WALBERMARK MARQUES DOS SANTOS  
Data: 13/07/2023 15:17:53-0300  
Verifique em <https://validar.itii.gov.br>

---

**Walbermark Marques dos Santos**  
Universidade Federal do Espírito Santo  
Orientador

Documento assinado digitalmente  
**gov.br** HELIO MARCOS ANDRE ANTUNES  
Data: 13/07/2023 20:30:29-0300  
Verifique em <https://validar.itii.gov.br>

---

**Dr. Hélio Marcos André Antunes**  
Universidade Federal do Espírito Santo  
Examinador Interno

Documento assinado digitalmente  
**gov.br** VINICIUS SECCHIN DE MELO  
Data: 20/07/2023 14:06:12-0300  
Verifique em <https://validar.itii.gov.br>

---

**Dr. Vinícius Secchin de Melo**  
Instituto Federal do Espírito Santo  
Examinador Externo

VITÓRIA

2023

# Agradecimentos

Os agradecimentos principais são direcionados à minha amada família, meu porto seguro e fonte inesgotável de amor e incentivo, sou imensamente grato. Vocês sempre estiveram ao meu lado, apoiando minhas decisões, encorajando-me a perseguir meus sonhos e oferecendo um ombro amigo em momentos difíceis.

Agradeço ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) pela oportunidade de expandir meus conhecimentos e ao Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (LEPAC) pela disponibilidade do espaço e equipamentos que foram essenciais para o desenvolvimento do presente trabalho.

Expresso minha gratidão ao professor e orientador Walbermark Marques dos Santos, pela paciência e sabedoria ao me guiar até o fim desta jornada. Meus mais sinceros agradecimentos aos membros da banca, prof. Hélio Marcos André Antunes e prof. Vinícius Secchin de Melo, pelos direcionamentos e críticas que por sua vez engrandecem não apenas o trabalho mas também minha percepção de mundo.

Aos meus colegas do laboratório, agradeço pela colaboração, companheirismo e apoio mútuo. Nossas jornadas de pesquisa foram repletas de desafios, mas também de grandes descobertas. Agradeço por todas as discussões estimulantes, pelo trabalho em equipe e pela troca de conhecimentos que tornaram possível o crescimento mútuo.

Por fim, mas certamente não menos importante, gostaria de expressar minha sincera gratidão ao CNPq pelo isentivo financeiro durante o período do projeto.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Fundação de Amparo à Pesquisa e Inovação do Espírito Santo (Fapes) – < “T.O 1068/2022, EDITAL FAPES Nº 21/2022 APOIO À INFRAESTRUTURA DE PESQUISA, DESENVOLVIMENTO E INOVAÇÃO EM LABORATÓRIOS INTERDISCIPLINARES” > e < “T.O 390/2020, MOBILIDADE ELÉTRICA NO ESTADO DO ESPÍRITO SANTO” >

*“Nada se move sem mover nada.”*

# Resumo

A busca por meios de transportes menos poluentes tem intensificado a pesquisa e difusão dos veículos elétricos (VEs). Ao contrário dos veículos convencionais, os VEs possuem um circuito elétrico de força composto basicamente de conversores eletrônicos de potência que associados compõem o sistema de carregamento de baterias e o *powertrain*. Estes sistemas geralmente possuem diferentes níveis de tensão, sendo então atrativo a utilização de conversores multiportas isolados. Os conversores podem ser controlados por várias técnicas, estando ultimamente em evidencia a aplicação do controle preditivo baseado em modelo (MPC). Destaca-se como vantagens do controle preditivo a concepção baseada em equações da planta, a facilidade de implementação e sua boa precisão e exatidão. No MPC a busca pelo *setpoint* desejado é realizado minimizando uma função custo. No presente trabalho a minimização desta função é conseguida utilizando a técnica do gradiente descendente (GD). Neste trabalho simulações computacionais realizadas na plataforma Matlab/Simulink com conversores multiportas isolados sendo controlado por MPC ,MPC com GD e uma abordagem híbrida entre controle PI e MPC-GD é apresentada e os resultados comparados e discutidos.

**Palavras-chaves:** Gradiente Descendente. MPC. Conversores Multiportas Isolados. Powertrain. VE.

# Abstract

The search for less polluting means of transport has intensified the research and promotion of electric vehicles (EVs). Unlike conventional vehicles, EVs have an electric power circuit composed of power electronic converters that together make up the battery charging system and the powertrain. These systems usually have different voltage levels, so it is attractive to use multiport converters. Among the various techniques used to control converters, the application of model predictive control (MPC) has recently become evident. The advantages of predictive control are the design based on plant equations, the ease of implementation, and good precision and accuracy. In MPC the search for the desired setpoint is performed by minimizing a cost function. In the present study, the minimization of the cost function is achieved using the gradient descent technique. Also, computer simulations performed on the Matlab/Simulink platform with multiport converters being controlled by MPC and MPC with gradient descent and a hybrid approach combining PI control and MPC-GD are presented, and the results are compared and discussed.

**Key-words:** Gradient Descent. MPC. Isolated Multiport Converters. Powertrain. EV.

# Listas de ilustrações

Figura 1 – Powertrain de um VEH . . . . .	27
Figura 2 – Powertrain de um VEB . . . . .	28
Figura 3 – Gráfico do crescimento mundial da frota de VEs entre os anos de 2010 - 2021 . . . . .	29
Figura 4 – Venda global de VEs por fabricante na primeira metade de 2022 . . . . .	30
Figura 5 – Eletricidade gerada por diferentes fontes em território brasileiro de 1990 a 2020 . . . . .	31
Figura 6 – Capacidade instalada de geração elétrica – cenário 2020 – 2030 . . . . .	31
Figura 7 – Veículo elétrico de Willian Morrison . . . . .	33
Figura 8 – Powertrain do VE de Morrison . . . . .	34
Figura 9 – Lohner-Porsche Semper Vivus em 1900 . . . . .	34
Figura 10 – Powertrain do Lohner-Porsche Semper Vivus . . . . .	35
Figura 11 – Veículo explorador lunar tripulado na missão Apollo 15 . . . . .	36
Figura 12 – Powertrain do veículo explorador lunar . . . . .	36
Figura 13 – Chevrolet Bolt 2017 . . . . .	37
Figura 14 – Powertrain do Chevrolet Bolt 2017 . . . . .	38
Figura 15 – Classificação de topologias de conversores CC-CC . . . . .	39
Figura 16 – Conversor Cuk . . . . .	39
Figura 17 – Conversor CC-CC de Capacitor Chaveado . . . . .	40
Figura 18 – Conversor CC-CC de Indutor Acoplado . . . . .	41
Figura 19 – Conversor Quasi Z-Source . . . . .	41
Figura 20 – Conversor Multi Dispositivos Intercalados . . . . .	42
Figura 21 – Conversor Push-Pull . . . . .	43
Figura 22 – Conversor Flyback . . . . .	44
Figura 23 – Conversor Ressonante . . . . .	44
Figura 24 – Topologia do conversor ZVS isolado . . . . .	45
Figura 25 – Topologia de um conversor Multiportas Isolado . . . . .	46
Figura 26 – Conversor multiportas com multi conversores CC-CC integrados . . . . .	47
Figura 27 – Conversor proposto com seleção de modo de operação . . . . .	47
Figura 28 – Powertrain de um ônibus elétrico com tração por cabos aéreos . . . . .	48
Figura 29 – DAB instalado no <i>Trolleybus</i> . . . . .	49
Figura 30 – Conversor Multi Portas proposto pelos autores . . . . .	50
Figura 31 – Topologia e controle do powertrain . . . . .	52
Figura 32 – Conversor TAB aplicado ao projeto . . . . .	53
Figura 33 – Bateria utilizada em um <i>powertrain</i> de um VE . . . . .	56
Figura 34 – Circuito equivalente de uma bateria de íon de lítio . . . . .	57

Figura 35 – Modelo simples de bateria do Simulink . . . . .	58
Figura 36 – Circuito equivalente de um supercapacitor . . . . .	59
Figura 37 – Modelo simples de SC no Simulink . . . . .	60
Figura 38 – Topologia VSI . . . . .	61
Figura 39 – Topologia CSI . . . . .	62
Figura 40 – Topologia ZSI . . . . .	63
Figura 41 – MI automotivo . . . . .	64
Figura 42 – MSIP automotivo de 60kW . . . . .	65
Figura 43 – MSIP de 250kW utilizado na Formula-E . . . . .	65
Figura 44 – BLDC automotivo de 20kW . . . . .	66
Figura 45 – Diagrama de blocos do modelo dinâmico de um veículo . . . . .	71
Figura 46 – Topologia do conversor DAB . . . . .	76
Figura 47 – Sequência de chaveamento do conversor DAB . . . . .	78
Figura 48 – 1 <sup>a</sup> etapa de operação do DAB . . . . .	78
Figura 49 – 2 <sup>a</sup> etapa de operação do DAB . . . . .	79
Figura 50 – 3 <sup>a</sup> etapa de operação do DAB . . . . .	80
Figura 51 – 4 <sup>a</sup> etapa de operação do DAB . . . . .	80
Figura 52 – 5 <sup>a</sup> etapa de operação do DAB . . . . .	81
Figura 53 – 6 <sup>a</sup> etapa de operação do DAB . . . . .	82
Figura 54 – Formas de onda características do DAB . . . . .	83
Figura 55 – Gráfico da potência ativa em p.u. em função do ângulo de defasagem $\varphi$ . . . . .	85
Figura 56 – Modelo fundamental do DAB . . . . .	87
Figura 57 – Gráfico de comparação da potência ativa em p.u. do modelo médio e modelo fundamental em função do ângulo de defasagem $\varphi$ . . . . .	88
Figura 58 – Modelo Médio Generalizado do DAB . . . . .	90
Figura 59 – Circuito na saída da porta 2 . . . . .	91
Figura 60 – Diagrama de blocos da planta . . . . .	91
Figura 61 – Diagrama de blocos de um sistema em malha fechada . . . . .	92
Figura 62 – Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta não compensado . . . . .	93
Figura 63 – Diagrama de blocos de um sistema em malha fechada . . . . .	93
Figura 64 – Diagrama de Bode do sistema em malha compensada . . . . .	95
Figura 65 – Resposta da tensão no sistema em malha fechada . . . . .	96
Figura 66 – Resposta do ângulo de defasagem $\varphi$ no sistema em malha fechada . . . . .	96
Figura 67 – Resposta da corrente no sistema em malha fechada . . . . .	96
Figura 68 – Resposta da corrente no sistema em malha fechada . . . . .	97
Figura 69 – DAB com MPC . . . . .	99
Figura 70 – Comparativo da resposta da tensão entre MPC e PI . . . . .	100
Figura 71 – Comparativo do ângulo de defasagem $\varphi$ entre MPC e PI . . . . .	101

Figura 72 – Comparativo da corrente no indutor entre MPC e PI . . . . .	101
Figura 73 – Impacto do valor de LR na planta. (a) LR pequeno; (b) LR grande . .	104
Figura 74 – Diagrama de blocos do FOC . . . . .	108
Figura 75 – Variação de torque aplicado durante a simulação . . . . .	110
Figura 76 – Comparaçao entre velocidade de referêcia e velocidade medida . . . .	110
Figura 77 – Corrente no eixo em quadratura . . . . .	111
Figura 78 – Corrente no eixo direto . . . . .	111
Figura 79 – Corrente na carga no inversor . . . . .	111
Figura 80 – Esquema de conexão da simulação . . . . .	112
Figura 81 – Comparativo de resposta da tensão no estágio 1 . . . . .	114
Figura 82 – Comparativo de resposta do ângulo de defasagem no estágio 1 . . . .	114
Figura 83 – Comparativo de resposta da tensão no estágio 3 . . . . .	115
Figura 84 – Comparativo de resposta do ângulo de defasagem no estágio 3 . . . .	116
Figura 85 – Comparativo de resposta da corrente no estágio 3 . . . . .	116
Figura 86 – Comparativo de forma de onda da corrente no estágio 3 . . . . .	117
Figura 87 – Comparativo de resposta da tensão no estágio 4 . . . . .	118
Figura 88 – Comparativo de resposta do ângulo de defasagem no estágio 4 . . . .	118
Figura 89 – Comparativo de resposta da corrente no estágio 4 . . . . .	119
Figura 90 – Comparativo da forma de onda da corrente no estágio 4 . . . . .	120
Figura 91 – Topologia do conversor TAB . . . . .	124
Figura 92 – Circuito equivalente $\Delta$ do conversor TAB . . . . .	125
Figura 93 – Operação SISO do TAB . . . . .	126
Figura 94 – Operação DISO do TAB . . . . .	127
Figura 95 – Operação SIDO do TAB . . . . .	127
Figura 96 – Formas de onda do TAB . . . . .	128
Figura 97 – Circuito simplificado do TAB destacando o sentido do fluxo de potência adotado . . . . .	129
Figura 98 – Circuito equivalente Y do conversor TAB . . . . .	131
Figura 99 – Modelo Médio Quase Instantâneo do TAB . . . . .	135
Figura 100 – Diagrama em blocos de pequenos sinais do TAB . . . . .	136
Figura 101 – Diagrama de blocos do controle de duplo feedback do TAB . . . . .	137
Figura 102 – Sistema de controle de duplo feedback do TAB . . . . .	138
Figura 103 – Diagrama de Bode de MA e MC da porta 1 . . . . .	138
Figura 104 – Diagrama de Bode de MA e MC da porta 3 . . . . .	139
Figura 105 – Resposta da tensão no conversor TAB . . . . .	140
Figura 106 – Controle phase shift no conversor TAB . . . . .	140
Figura 107 – Resposta das potências no conversor TAB . . . . .	141
Figura 108 – Sistema de controle MPC+PI . . . . .	143
Figura 109 – Tensão do TAB com controle MPC+PI . . . . .	144

Figura 110 – Controle phase shift no TAB com controle MPC+PI . . . . .	144
Figura 111 – Resposta da potência no TAB com controle MPC+PI . . . . .	145
Figura 112 – Sistema simulado . . . . .	145
Figura 113 – Tensão na porta 2 do TAB com os controles PI e MPC+PI . . . . .	147
Figura 114 – Ângulo de defasamento dos controladores PI e MPC+PI . . . . .	147
Figura 115 – Tensão na porta 2 do TAB - Parte 2 . . . . .	148
Figura 116 – Ângulo de defasamento - Parte 2 . . . . .	148
Figura 117 – Comparação do comportamento da potência na porta 1 - Parte 2 . . .	149
Figura 118 – Comparação do comportamento da potência na porta 2 - Parte 2 . .	149
Figura 119 – Comparação do comportamento da potência na porta 3 - Parte 2 . .	150
Figura 120 – Corrente nos indutores do TAB . . . . .	151
Figura 121 – Formas de onda da corrente nos indutores do TAB . . . . .	152
Figura 122 – Tensão na porta 2 do TAB - Parte 3 . . . . .	152
Figura 123 – Ângulo de defasamento - Parte 3 . . . . .	153
Figura 124 – Comparação do comportamento da potência na porta 1 - Parte 3 . .	153
Figura 125 – Comparação do comportamento da potência na porta 2 - Parte 3 . .	154
Figura 126 – Comparação do comportamento da potência na porta 3 - Parte 3 . .	154
Figura 127 – Corrente nos indutores do TAB - Parte 3 . . . . .	155
Figura 128 – Formas de onda da corrente nos indutores do TAB - Parte 3 . . . .	156

# Listas de tabelas

Tabela 1 – Tabela comparativa entre conversores CC-CC aplicados em VEs . . . . .	54
Tabela 2 – Tensão da bateria de veículos comerciais . . . . .	56
Tabela 3 – Componentes em condução durante diferentes etapas de condução . . . . .	82
Tabela 4 – Parâmetros da simulação . . . . .	92
Tabela 5 – Parâmetros adicionais do MPC . . . . .	100
Tabela 6 – Parâmetros do motor simulado . . . . .	109
Tabela 7 – Inversores aplicados a diferentes veículos . . . . .	109
Tabela 8 – Parâmetros do DAB . . . . .	112
Tabela 9 – Parâmetros da bateria de íon de lítio . . . . .	113
Tabela 10 – Parâmetros de controle para diferentes algoritmos . . . . .	113
Tabela 11 – Parâmetros de controle para diferentes algoritmos . . . . .	113
Tabela 12 – Tempo de acomodação e overshoot no estágio 1 . . . . .	114
Tabela 13 – Tempo de acomodação e overshoot no estágio 3 . . . . .	115
Tabela 14 – <i>Overshoot</i> da corrente no estágio 3 . . . . .	117
Tabela 15 – Tempo de acomodação e overshoot no estágio 4 . . . . .	118
Tabela 16 – Convenção angular do modo SISO do TAB . . . . .	126
Tabela 17 – Parâmetros de projeto do TAB . . . . .	137
Tabela 18 – Ganhos dos compensadores . . . . .	139
Tabela 19 – Parâmetros adicionais do MPC . . . . .	143
Tabela 20 – Parâmetros da bateria de íon de lítio . . . . .	146
Tabela 21 – Parâmetros do supercapacitor . . . . .	146
Tabela 22 – Perdas no circuito na segunda parte da simulação . . . . .	150
Tabela 23 – Perdas no circuito na segunda parte da simulação . . . . .	154

# **Lista de abreviaturas e siglas**

AT	Alta tensão
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CMPI	Conversores multiportas isolados
DAB	Dual Active Bridge
GD	Gradiente Descendente
MAB	Multi Active Bridge
MCI	Motor a combustão interna
MPC	Controle por modelo preditivo
MPC-GD	Modelo de controle preditivo com gradiente descendente
MSIP	Motor síncrono de imãs permanentes
p.u.	Por Unidade
PI	Proporcional-Inegral
PWM	Pulse-Width Modulation
SC	supercapacitor
SGB	Sistema de gerenciamento de bateria
SOC	Estado da carga da bateria
SPS	Single Phase Shift
TAB	Triple Active Bridge
VCC	Veículo elétrico a célula combustível
VE	Veículo elétrico
VEB	Veículo elétrico a bateria
VEH	Veículo elétrico híbrido

VEHP Veículo elétrico híbrido plug-in

VEP Veículo elétrico puro

VSI Voltage Source Inverter

# Lista de símbolos

$\alpha$	Aceleração
$\alpha_{eixo}$	Aceleração angular do eixo
$\alpha_1$ e $\alpha_2$	Pesos para o ajuste da função custo
$\beta_1$ e $\beta_2$	Ganho de decaimento
$\Delta_{ada}(k)$	Momento acumulado nas atualizações de peso atual
$\Delta_{adam}$	Momento acumulado nas atualizações de peso atual
$\Delta_{rms}(k)$	Momento acumulado nas atualizações de peso atual
$\Delta_m(k)$	Momento acumulado nas atualizações de peso atual
$\Delta_m(k - 1)$	Momento acumulado nas atualizações de peso passado
$\eta_g$	Eficiência de transmissão
$\gamma(k)$	Acúmulo de gradientes ao quadrado atual
$\gamma(k - 1)$	Acúmulo de gradientes ao quadrado passado
$\gamma_{adam}(k)$	Média móvel quadrática do algoritmo Adam atual
$\gamma_r(k)$	Média móvel dos gradientes quadráticos atual
$\gamma_r(k - 1)$	Média móvel dos gradientes quadráticos passado
$\omega t$	Ângulo de operação
$\omega$	Velocidade angular
$\phi_{adam}(k)$	Média móvel do algoritmo Adam atual
$\Phi_m$	Constante de fluxo dos imãs permanentes
$\rho$	Densidade do ar
$\tau_{mf}$	Constante de tempo em malha fechada
$\Theta_c$	constante dada em $[rad/V]$
$\theta_i$	Ângulo de condução

$\tilde{\gamma}_{adam}(k)$	Correção da média móvel quadrática do algoritmo Adam atual
$\tilde{\phi}_{adam}(k)$	Correção da média móvel do algoritmo Adam atual
$\tilde{\varphi}$	Ângulo de defasagem imposto pelo controlador
$\varepsilon$	Permissividade no material
$\varepsilon_0$	Permissividade do vácuo
$\varepsilon_i$	Constante que previne que o denominador seja zero
$\varphi_{ij}$	Ângulo de defasagem entre o enrolamentos
$\varphi$	Ângulo de defasagem
$\varphi(k)$	Ângulo no instante k
$\varphi(k + 1)$	Ângulo predito no instante k+1
$\varphi_{adp}$	Ângulo de passo adaptativo
$\varphi_{min}$	Ângulo mínimo que será aplicado
$\vec{I}$	Corrente circulante entre fontes
$\vec{I}^*$	Conjugado da corrente
$A$	Área transversal do veículo
$A$	Tensão exponencial da bateria [V]
$A_i$	Área entre os eletrodos e o eletrólito [ $m^2$ ]
$B$	Capacidade exponencial da bateria [ $Ah^{-1}$ ]
$B_n$	Coeficiente de atrito viscoso
$c$	Concentração molar [ $mol/m^3$ ]
$C_{custoI}$	Função custo da corrente
$C_{custoT}$	Função custo total
$C_{custoV}$	Função custo da tensão
$C_2$	Capacitor de filtro da porta 2
$C_b$	Capacitor de bloqueio
$C_D$	Coeficiente de arrasto aerodinâmico

$C_n$	Capacidade nominal
$C_R$	Coeficiente de resistência ao rolamento
$C_s$	Capacitor em série do supercapacitor [F]
$C_T$	Capacitância total [F]
$d$	Ganho de tensão do conversor
$d_m$	Raio molecular [m]
$D_x$	Díodo
$E_{Carga}$	Função de carga da bateria
$E_{Descarga}$	Função de descarga da bateria
$E_0$	Tensão constante da bateria [V]
$F$	Constante de Faraday
$f$	Frequência de chaveamento
$f_{zc}$	Frequência do zero do compensador
$f_0$	Frequência de ressonância
$F_a$	Força de aceleração
$F_D$	Força de arrasto aerodinâmico
$F_m$	Força motriz
$F_R$	Força de resistência ao rolamento
$f_r$	Frequência relativa
$F_V$	Força de carga rodoviária do veículo
$g$	Aceleração da gravidade [ $m/s^2$ ]
$G_{custoI}$	Função custo da corrente
$G_{custoT}$	Função custo total
$G_{custoV}$	Função custo da tensão
$H_L(s)$	Função de transferência da tensão de saída da porta 2
$i^*$	Corrente que sai do filtro passa baixa [A]

$I_{base}$	Corrente de base
$I_{C_2}$	Corrente no capacitor da porta 2
$I_{disN}$	Corrente de descarga nominal
$i_{sc}$	Corrente do SC [A]
$I_1$	Corrente média na porta 1
$\dot{i}_1$	Corrente do primário referente ao secundário
$I_2(k+1)$	Corrente na porta 2 predita
$I_2(k+2)$	Corrente na porta 2 predita
$\dot{i}_3$	Corrente do terciário referente ao secundário
$I_d$	Corrente no eixo direto
$i_L$	Corrente na indutância
$i_L(0)$	Corrente na indutância no instante zero
$I_L(k)$	Corrente no indutor atual
$I_q$	Corrente no eixo em quadratura
$I_s$	Corrente no estator
$it$	Capacidade extraída da bateria [Ah]
$J$	Momento de inércia
$J_{eixo}$	Momento de inércia do eixo
$K$	Constante de polarização [V/Ah]
$ki$	Ganho integral
$kp$	Ganho proporcional
$L$	Indutor
$L_{12}$	Indutância entre o primário e o secundário
$L_{31}$	Indutância entre o primário e o terciário
$L_{32}$	Indutância entre o terciário e o secundário
$L_1'$	Indutância do primário referente ao secundário

$L_3'$	Indutância do terciário referente ao secundário
$L_s$	Indutância do estator
$LR$	Ganho de aprendizado
$m$	Massa do veículo [kg]
$n_i$	Relação de tensão entre enrolamentos
$N_1$	Número de enrolamentos no primário
$N_2$	Número de enrolamentos no secundário
$N_e$	Número de camadas de eletrodos
$n_g$	Relação de engrenagem
$n_p$	Número de pares de polos
$N_p$	Número de SC em paralelo
$N_s$	Número de SC em série
$P_1$	Potência transferida do primário
$P_{12}$	Potência transferida entre o primário e o secundário
$P_2$	Potência transferida do secundário
$P_3$	Potência transferida do terciário
$P_{31}$	Potência transferida entre o primário e o terciário
$P_{32}$	Potência transferida entre o terciário e o secundário
$P_{base}$	Potência de base
$P_{ij_mf}$	Potência transferida entre os enrolamentos na frequência fundamental
$P_{mf(p.u.)}$	Potência ativa na frequência fundamental em p.u.
$P_{mf}$	Potência ativa na frequência fundamental
$P_{p.u.}$	Potência em p.u.
$P_n$	Potência nominal
$Q$	Capacidade máxima da bateria [Ah]
$Q_{mf}$	Potência reativa na frequência fundamental

$Q_T$	Carga elétrica [ $C$ ]
$Q_x$	Interruptor controlável
$R$	Constante ideal do gás
$r$	Raio da roda do veículo
$R_{in}$	Resistência interna
$R_{sc}$	Resistência total [ $ohms$ ]
$R_L$	Resistência da carga na porta 2
$R_s$	Resistência do estator
$S$	Potência aparente
$S_x$	Interruptores de dois quadrantes genéricos
$SoC_i$	Estado da carga inicial
$T$	Período em segundos
$T$	Temperatura de operação [ $K$ ]
$T_{eixo}$	Torque de tração no eixo
$T_a$	Tempo de acomodação
$T_e$	Torque eletromagnético
$T_n$	Torque nominal
$T_t$	Torque de tração
$v$	Velocidade do veículo [ $m/s$ ]
$V_{1(ef)}$	Tensão eficaz na porta 1
$V_{2(ef)}$	Tensão eficaz na porta 2
$V_{adp}$	Valor de tensão adaptativo
$v_{air}$	Velocidade do vento [ $m/s$ ]
$V_{base}$	Tensão de base
$V_{max}$	Tensão máxima
$V_{oc}$	Fonte de tensão do modelo da bateria [ $V$ ]

$V_{ref}$	Tensão de referência
$V_{sc}$	Tensão do SC [V]
$V_1$	Tensão no primário do trafo
$V_1'$	Tensão do primário referente ao secundário
$V_2$	Tensão no secundário do trafo
$V_2(k)$	Tensão na porta 2 no instante k
$V_2(k+1)$	Tensão na porta 2 no instante k+1
$V_2(k+2)$	Tensão na porta 2 no instante k+2
$V_2'$	Tensão no secundário referenciado ao primário
$V_3'$	Tensão do terciário referente ao secundário
$V_m$	valor máximo de tensão aplicado a variável $V_{adp}$
$V_n$	Tensão nominal
$V_s$	Tensão no estator

# Sumário

<b>I</b>	<b>POWERTRAINS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS</b>	<b>26</b>
1	<b>INTRODUÇÃO</b>	27
2	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	33
	<i>Esta Seção apresenta uma revisão bibliográfica a respeito de componentes e técnicas de controle de powertrains de VEs, com o objetivo de contextualizar as diferentes configurações existentes e suas particularidades em relação ao sistema proposto pela dissertação.</i>	
2.1	<b>Powertrains</b>	33
2.2	<b>Topologias de Conversores CC-CC</b>	38
2.2.1	Cuk	39
2.2.2	Capacitor Chaveado	40
2.2.3	Indutor Acoplado	40
2.2.4	Quasi Z-Source	41
2.2.5	Multi Dispositivos Intercalados	42
2.2.6	Push-Pull	43
2.2.7	Flyback	43
2.2.8	Ressonante	44
2.2.9	Zero Voltage Switching Isolado	45
2.2.10	Multiportas	45
2.3	<b>Acumuladores de Energia</b>	55
2.3.1	Baterias	55
2.3.1.1	Baterias de Íon de Lítio	56
2.3.1.1.1	Círculo Equivalente Da Bateria De Íon de Lítio	57
2.3.2	Supercapacitores	58
2.3.2.1	Círculo Equivalente do Supercapacitor	59
2.4	<b>Inversores</b>	60
2.4.1	Voltage Source Inverter (VSI)	61
2.4.2	Current Source Inverter (CSI)	61
2.4.3	Z-Source Inverter (ZSI)	62
2.5	<b>Motores Elétricos</b>	63
2.5.1	Motor de Indução (MI)	63
2.5.2	Motor Síncrono de Ímãs Permanentes (MSIP)	64
2.5.3	Motor Brushless DC (BLDC)	66
2.5.4	Motor de Relutância Chaveada (MRC)	67

<b>2.6</b>	<b>Modelagem Aerodinâmica do Veículo</b>	<b>67</b>
2.6.1	Arrasto Aerodinâmico	68
2.6.2	Resistência ao Rolamento	68
2.6.3	Coeficientes de Carga Rodoviária do Veículo	68
2.6.4	Coeficiente de Inclinação	69
2.6.5	Modelo Dinâmico do Veículo	69
<b>3</b>	<b>MOTIVAÇÃO, JUSTIFICATIVA E OBJETIVOS</b>	<b>72</b>
<b>4</b>	<b>COMENTÁRIOS DA PARTE I</b>	<b>73</b>
<b>II</b>	<b>CONTROLE DO CONVERSOR DAB COM MPC</b>	<b>74</b>
<b>5</b>	<b>INTRODUÇÃO DA PARTE II</b>	<b>75</b>
<b>6</b>	<b>CONVERSOR DAB</b>	<b>76</b>
<b>6.1</b>	<b>Etapas de Operação</b>	<b>77</b>
6.1.1	1 <sup>a</sup> Etapa	78
6.1.2	2 <sup>a</sup> Etapa	79
6.1.3	3 <sup>a</sup> Etapa	79
6.1.4	4 <sup>a</sup> Etapa	80
6.1.5	5 <sup>a</sup> Etapa	81
6.1.6	6 <sup>a</sup> Etapa	81
<b>6.2</b>	<b>Principais Formas de Onda</b>	<b>82</b>
<b>6.3</b>	<b>Corrente Média na Porta 1</b>	<b>84</b>
<b>6.4</b>	<b>Potência Média Transmitida</b>	<b>84</b>
<b>6.5</b>	<b>Corrente Média na Porta 2</b>	<b>85</b>
<b>6.6</b>	<b>Indutância de Transmissão de Potência</b>	<b>86</b>
<b>6.7</b>	<b>Capacitor de Filtro</b>	<b>86</b>
<b>6.8</b>	<b>Análise do DAB na frequência Fundamental</b>	<b>86</b>
<b>7</b>	<b>FORMAS DE CONTROLE</b>	<b>90</b>
<b>7.1</b>	<b>Modelo de Pequenos Sinais do DAB</b>	<b>90</b>
7.1.1	Modelo Médio Quase Instantâneos	90
<b>7.2</b>	<b>Proporcional-Integral (PI)</b>	<b>91</b>
7.2.0.1	Simulação do DAB com Controle PI	92
<b>7.3</b>	<b>Controle por Modelo Preditivo (MPC)</b>	<b>97</b>
7.3.1	Simulação do DAB com MPC	98
<b>8</b>	<b>OTIMIZAÇÃO DA FUNÇÃO CUSTO</b>	<b>102</b>
<b>8.1</b>	<b>Gradiente Descendente</b>	<b>102</b>

8.1.1	Algoritmo Padrão . . . . .	103
8.1.2	Momentum . . . . .	104
8.1.3	Adaptative Gradient (AdaGrad) . . . . .	105
8.1.4	Root Mean Square Propagation (RMSProp) . . . . .	105
8.1.5	Adaptive Moment Estimation (Adam) . . . . .	106
<b>9</b>	<b>CONTROLE DO INVERSOR E DO MOTOR . . . . .</b>	<b>108</b>
<b>10</b>	<b>SIMULAÇÃO E RESULTADOS . . . . .</b>	<b>112</b>
<b>11</b>	<b>COMENTÁRIOS DA PARTE II . . . . .</b>	<b>121</b>
<b>III</b>	<b>CONTROLE DO CONVERSOR TAB COM MPC</b>	<b>122</b>
<b>12</b>	<b>INTRODUÇÃO DA PARTE III . . . . .</b>	<b>123</b>
13	<b>CONVERSOR TAB . . . . .</b>	124
13.1	<b>Etapas de Operação . . . . .</b>	125
13.2	<b>Principais Formas de Onda . . . . .</b>	127
13.3	<b>Potência Média Transmitida . . . . .</b>	129
13.4	<b>Indutância de Transmissão de Potência . . . . .</b>	131
13.5	<b>Análise do TAB na frequência Fundamental . . . . .</b>	132
14	<b>FORMAS DE CONTROLE . . . . .</b>	134
14.1	<b>Modelo de Pequenos Sinais do TAB . . . . .</b>	134
14.1.1	<b>Modelo Médio Quase Instantâneos . . . . .</b>	134
14.2	<b>Duplo Feedback . . . . .</b>	136
14.2.1	<b>Simulação do TAB com Duplo Feedback . . . . .</b>	137
14.3	<b>Controle por Modelo Preditivo (MPC) + PI . . . . .</b>	141
14.4	<b>Simulação e Resultados . . . . .</b>	145
15	<b>COMENTÁRIOS DA PARTE III . . . . .</b>	157
16	<b>COMENTÁRIOS FINAIS . . . . .</b>	158
16.1	<b>Conclusões finais . . . . .</b>	158
16.2	<b>Propostas de Trabalhos Futuros . . . . .</b>	159
16.3	<b>Artigo apresentado . . . . .</b>	159
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>161</b>

<b>ANEXOS</b>	<b>174</b>
ANEXO A – DIMENSIONAMENTO DO DAB . . . . .	175
ANEXO B – DIMENSIONAMENTO DO TAB . . . . .	178
ANEXO C – MPC COM GRADIENTE DESCENDENTE . . . . .	183
ANEXO D – CALCULO DOS COMPENSADORES DO TAB . . . . .	188
ANEXO E – DIAGRAMA DO DAB COM CONTROLE MPC NO SI-MULINK . . . . .	192
ANEXO F – DIAGRAMA DO TAB COM CONTROLE PI NO SIMULINK	194
ANEXO G – DIAGRAMA DO TAB COM CONTROLE MPC+PI NO SIMULINK . . . . .	196

# Parte I

## Powertrains de Veículos Elétricos

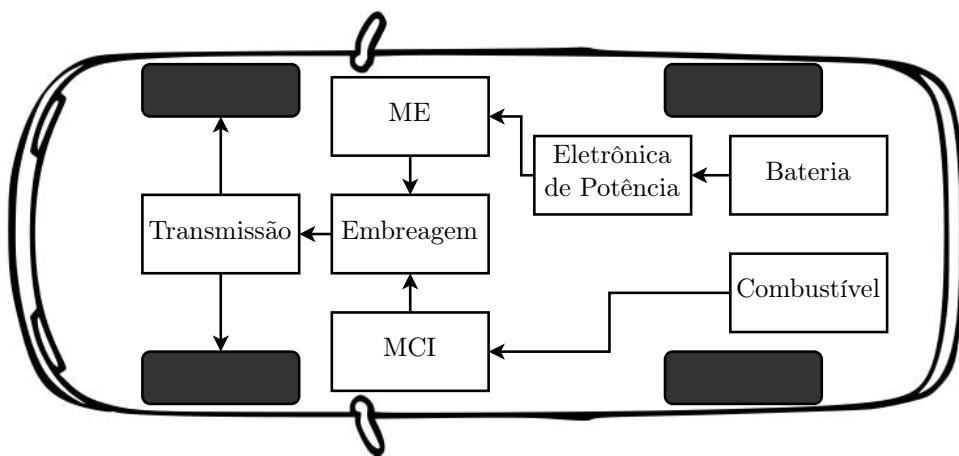
# 1 Introdução

O desafio da descarbonização da matriz energética global visa reduzir a emissão de dióxido de carbono ( $CO_2$ ) na atmosfera. Para atingir esta meta, novas fontes de energias renováveis e novas tecnologias de transportes (aéreos, terrestres e marítimos) que emitem menos gases poluentes têm sido discutidas (SWIEF; EL-AMARY; KAMH, 2020).

De acordo com (Parlamento Europeu, 2023), em 2019 um quarto das emissões de gases poluentes na Europa foram provenientes de veículos equipados com motores à combustão interna, dentro desta parcela, aproximadamente 60% são de veículos leves. Desta forma, o uso de veículos elétricos (VE) se tornou uma solução, não apenas de transporte “verde”, como de um possível armazenamento de energia, já que são comumente utilizados para transportes individuais e ficam parados por mais de 20h por dia (EVODE, 2021).

Conforme (BHADANE et al., 2021), a indústria automobilista dispõe de diferentes tipos de VEs classificados por *powertrain* e fonte de energia. Os *powertrains* dividem-se entre VE puro (VEP) e VE híbrido (VEH). Um VEH consiste em um sistema que une um motor a combustão interna (MCI) com um motor elétrico (ME), mostrado na Figura 1, fornecendo torque ao sistema mecânico. Já o VEP é constituído por um ou mais motores elétricos, mostrado na Figura 2.

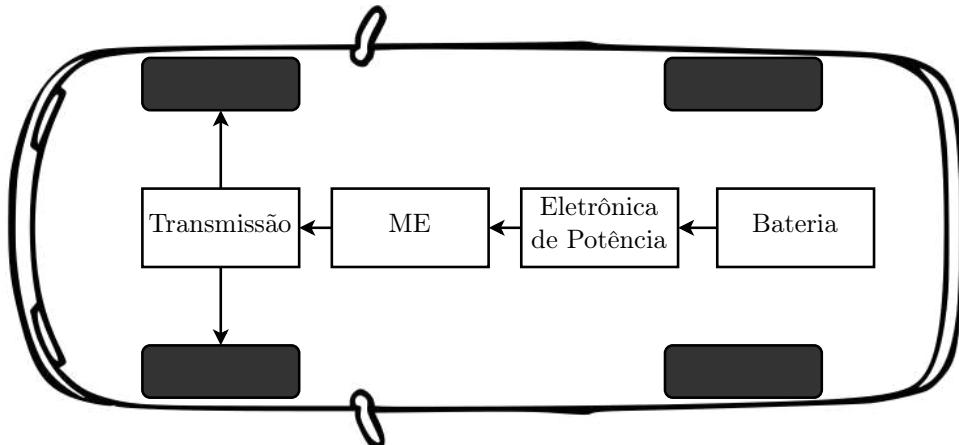
Figura 1 – Powertrain de um VEH



Fonte: Próprio autor

Também existem outras configurações de *powertrain* como o VE híbrido Plug-in (VEHP). O VEHP é uma categoria de VEH, porém com a possibilidade de conectar o veículo a rede para carregar a bateria (HAJI et al., 2019).

Figura 2 – Powertrain de um VEB



Fonte: Próprio autor

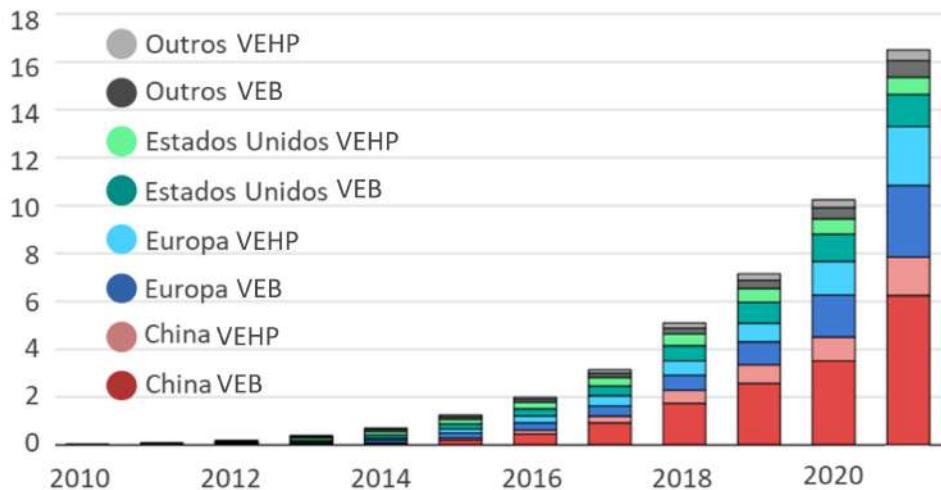
Ainda em conformidade com (BHADANE et al., 2021), os VEs ao serem classificados por fontes de energia, dividem-se entre VE a bateria (VEB) e VE a célula combustível (VCC). Segundo (GOVINDARASU; VENKATESH, 2019), os desafios da eletrificação veicular são categorizados em três áreas de interesse, sendo eles: governamental, industrial e mercado comum. A área governamental tem como desafio prover medidas de diminuição de emissão de  $CO_2$ , criar políticas e direcionamentos específicos para VEs como a criação de vias com faixas especiais para carregamento indutivo (BAO et al., 2021).

Ainda de acordo com (GOVINDARASU; VENKATESH, 2019), a indústria entra com o desafio de prover inovação tecnológica, com constantes aprimoramentos no setor, como no desenvolvimento de novas tecnologias de acumuladores de energia e no aumento da eficiência dos materiais e métodos utilizados para compor sistemas eletrônicos de potência. Já o mercado comum, ou mercado consumidor comum, tem como o principal desafio a conscientização a respeito do uso de novas fontes e meios de transporte que se valem de energia limpa, provocado por políticas de incentivos fiscais, geradas pela área governamental, e custo competitivo, influenciado pela área industrial.

Com o crescimento dos VEs nos mercados de todo o mundo, no ano de 2021 foi alcançada a marca de 16,5 milhões de VEs operantes, o triplo se comparado aos três anos anteriores, mostrado na Figura 3 (IEA, 2022b).

O avanço da mobilidade elétrica tem tido uma forte influência política, principalmente a respeito de decisões tomadas para resultados a longo prazo. Um exemplo, é a União Europeia (UE) que visa cortar em 80% a taxa de missão de gases poluentes gerados por veículos por meio de leis que incentivam o consumo de VEs e proíbem a venda de veículos MCI a partir de 2035 (ACEA, 2022).

Figura 3 – Gráfico do crescimento mundial da frota de VEs entre os anos de 2010 - 2021



Fonte: IEA (2022a)

Com a demanda mundial crescente, o setor automobilístico registra ano após ano maiores volumes de venda, com diferenças que chegam até 343% nas vendas de veículos leves na primeira metade de 2022 se comparado com a primeira metade de 2021.

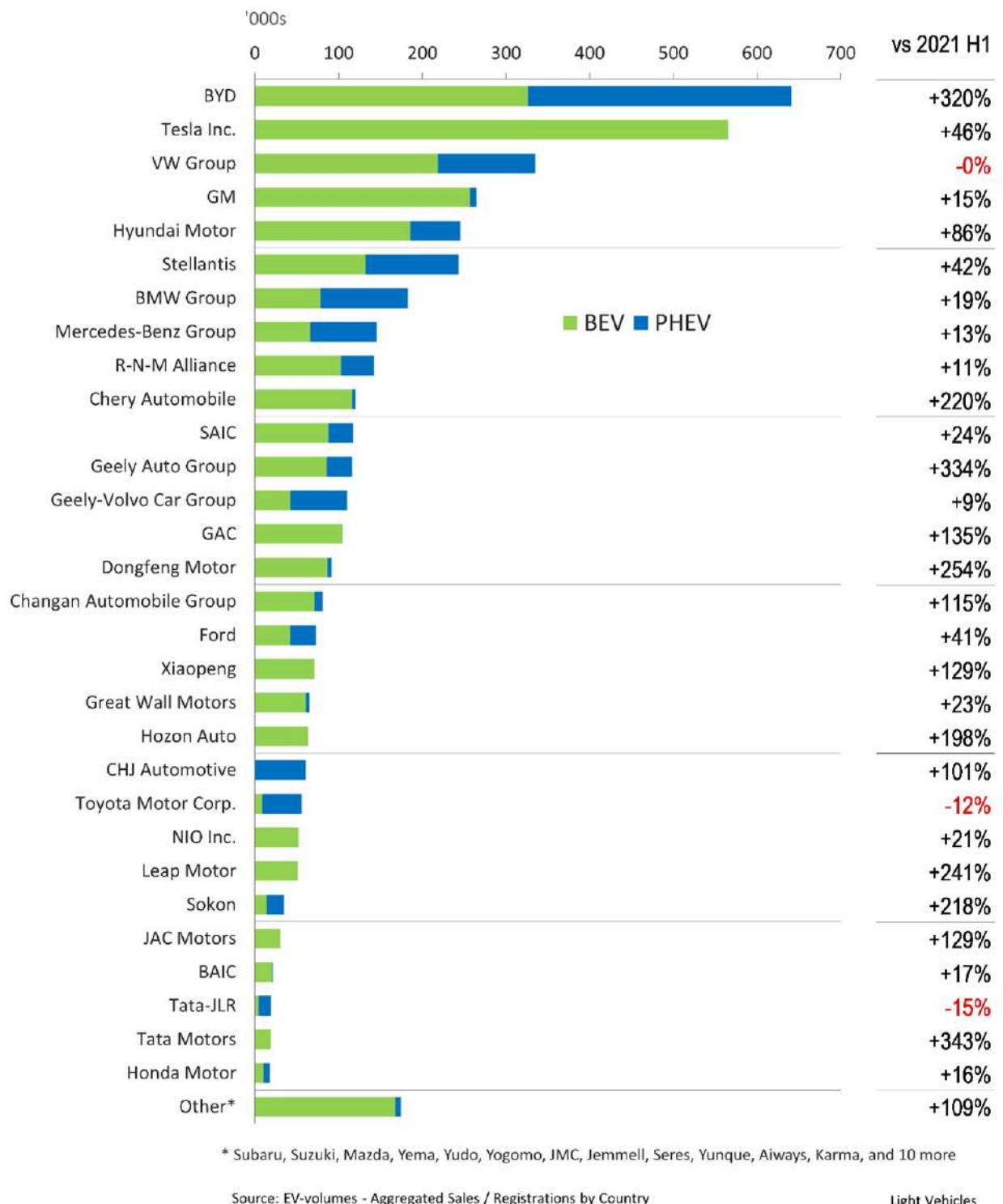
Na Figura 4 mostra-se o volume de vendas por milhar de VEs para diversas marcas da indústria automobilística no primeiro semestre de 2022. No canto direito do gráfico observam-se valores percentuais que representam a diferença de vendas em comparação ao mesmo período de 2021.

No que diz respeito ao cenário brasileiro, é importante, antes de tudo, observar a quantidade de energia gerada a partir da matriz energética do país.

Na Figura 5, nota-se que a fonte geradora de energia mais abundante é a hídrica, que no ano de 2020 gerou 396,3 mil GWh. As demais fontes de energia, neste mesmo período, estão abaixo dos 100 mil GWh, mesmo assim fontes como eólica, biocombustível e fotovoltaico apresentaram alta de geração se comparado com os anos anteriores. De 2015 a 2020, a fonte que apresentou o maior crescimento, sem contar a hídrica, foi a fotovoltaica que cresceu aproximadamente 181 vezes, seguido do eólico com 163,8% e o biocombustível com 18,3%. De acordo com (MME, 2023), a tendência de crescimento da capacidade instalada de geração elétrica de fontes renováveis para 2030 é alta, como mostrado na Figura 6.

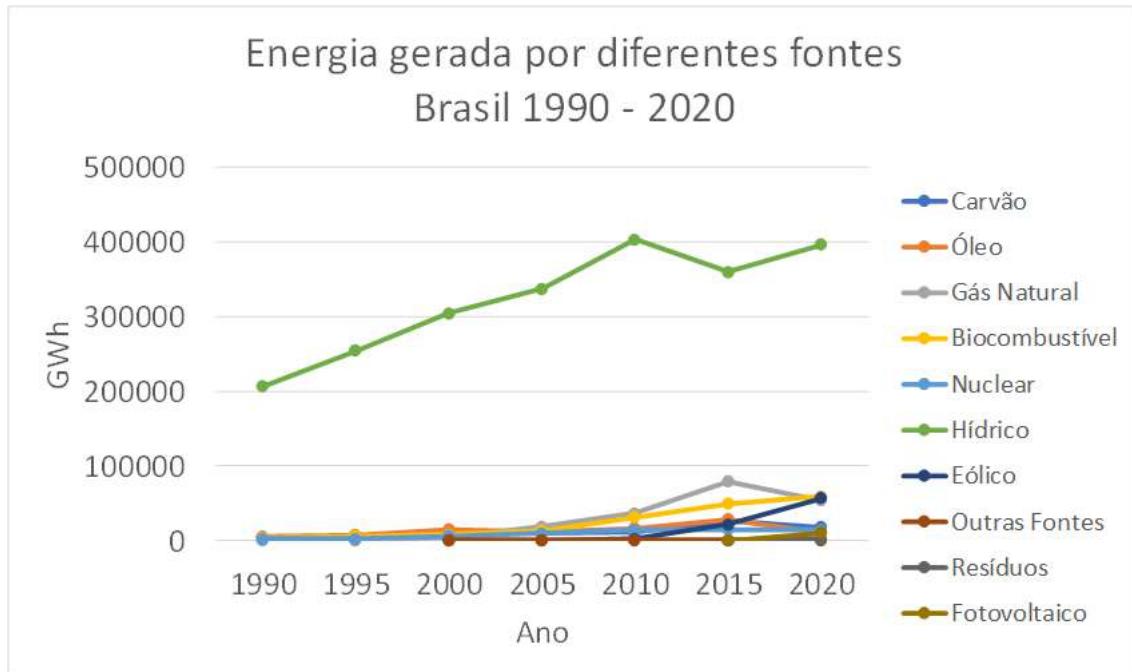
Na Figura 6 destaca-se um aumento em relação as fontes renováveis e queda na utilização de fontes não renováveis. É previsto um crescimento de 293% na capacidade instalada de usinas fotovoltaicas e 88,6% nas usinas eólicas.

Figura 4 – Venda global de VEs por fabricante na primeira metade de 2022



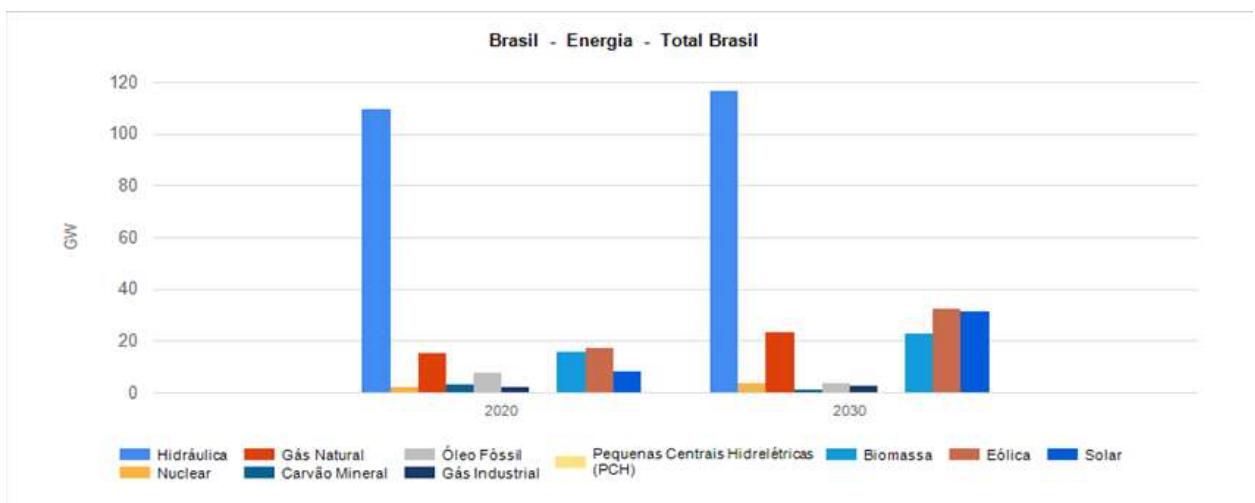
Fonte: EV-Volumes (2023)

Figura 5 – Eletricidade gerada por diferentes fontes em território brasileiro de 1990 a 2020



Fonte: IEA (2022b)

Figura 6 – Capacidade instalada de geração elétrica – cenário 2020 – 2030



Fonte: MME (2023)

Com a gradativa inserção de VEs no mercado brasileiro, é importante que a matriz energética seja composta cada vez mais por fontes renováveis, já que um VE é considerado mais uma carga na rede elétrica durante o carregamento das baterias, ou também poderá fornecer energia, no caso de *smart grids*, como sugere (YAMAMURA et al., 2022).

No Brasil, os VEHPs começaram a ser inseridos no mercado a partir de 2014, com um total de 2,8 mil veículos registrados, um número baixo se comparado com o mercado de vendas dos Estados Unidos da América (EUA) que no mesmo período registrou 300 mil VEs, como aponta (FAVERI et al., 2022). Porém, com o decorrer dos anos, o número de VEs emplacados subiu e alcançou em 2022 a marca de 49,2 mil veículos registrados, com mais de 126 mil VEs circulantes pelas estradas brasileiras (ABVE, 2023).

O futuro dos VEs no Brasil é promissor, como mostram os dados citados anteriormente. Mesmo com o setor aquecido mundialmente, o consumidor brasileiro ainda possui fatores dificultantes a essa nova tecnologia, principalmente em relação ao preço, porém a venda de VEs continua em ritmo crescente a cada ano. Caso as vendas em território brasileiro de VEHP continue em ritmo crescente, os de VEB dobrar até 2025 e esse valor total aumente 50% até 2030, o Brasil alcançará nesse mesmo período a marca de 950 mil VEs em circulação, esse valor corresponde a 1,8% de 58 milhões de veículos leves que é esperado nesse período no mundo (CARDAMONE, 2022).

## 2 Revisão Bibliográfica

*Esta Seção apresenta uma revisão bibliográfica a respeito de componentes e técnicas de controle de powertrains de VEs, com o objetivo de contextualizar as diferentes configurações existentes e suas particularidades em relação ao sistema proposto pela dissertação.*

### 2.1 Powertrains

Aponta-se que o final do século XIX foi crucial para o desenvolvimento automobilístico, devido os importantes avanços obtidos durante esse período. O surgimento de diferentes sistemas de *powertrains* como os movidos a vapor, combustível fóssil e a bateria (elétrico), marcaram a corrida tecnológica da época. Em 1900, havia um total de 2370 automóveis em Nova Iorque, Chicago e Boston. Deste montante, 1170 eram movidos a vapor, 800 eram elétricos e apenas 400 eram movidos a gasolina (SULZBERGER, 2004).

Data-se que o primeiro teste com VE foi elaborado em 1832 por Robert Anderson, porém somente a partir dos anos de 1870 que a tecnologia se tornou prática. A partir de 1890, o VE é desenvolvido com sucesso pelo químico Willian Morrison, mostrado na Figura 7, tornando a categoria mais popular no mercado consumidor. Com o sucesso de vendas, figuras renomadas como Thomas Edison e especialistas em elétrica da época, voltam seus esforços a exploração de novas formas de melhorar a tecnologia dos VEs, principalmente no que diz respeito a eficiência das baterias (U.S. DEPARTMENT OF ENERGY, 2023).

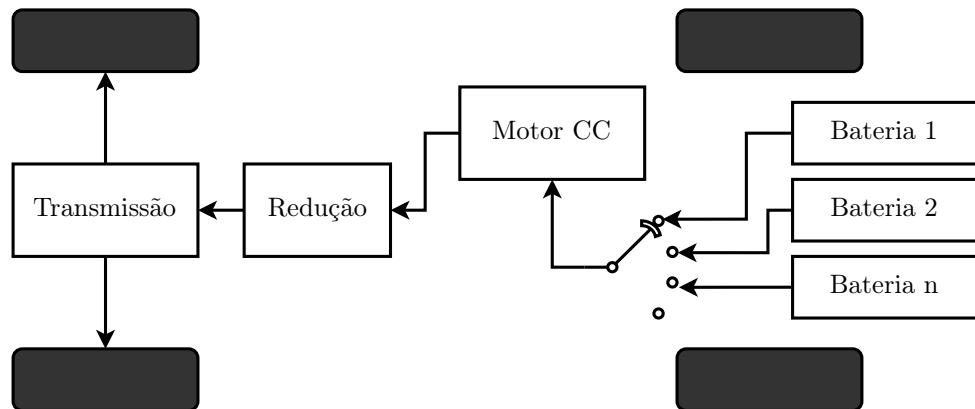
Figura 7 – Veículo elétrico de Willian Morrison



Fonte: Kheldler et al. (1891)

O *powertrain* do VE de Morrison possuía um banco de baterias de 58V que fornecia 112A/h e levava 10 horas para ser totalmente carregada. O motor era do tipo corrente contínua (CC) conectado ao eixo traseiro a partir de uma caixa de redução e o controle de velocidade dava-se do acoplamento/desacoplamento, a partir de uma chave seletora, das células que compunham o banco de baterias, mostrado na Figura 8 (RICHARD, 2017).

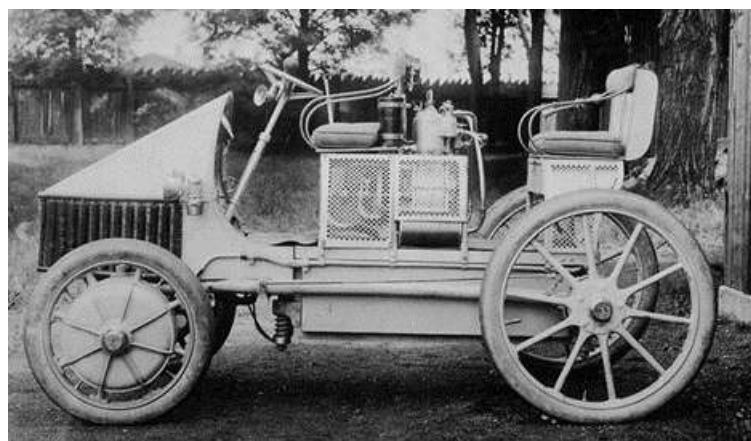
Figura 8 – Powertrain do VE de Morrison



Fonte: Próprio autor

A indústria automobilística demonstrava estar muito aquecida, logo em 1901, o mundo era apresentado ao primeiro VEH, projetado por Ferdinand Porsche, mostrado na Figura 9. A ideia era carregar a bateria e fornecer potência para os motores durante o funcionamento do veículo, já que os VEs convencionais da época necessitavam estar parados para terem suas baterias carregadas (GROSS, 2018).

Figura 9 – Lohner-Porsche Semper Vivus em 1900

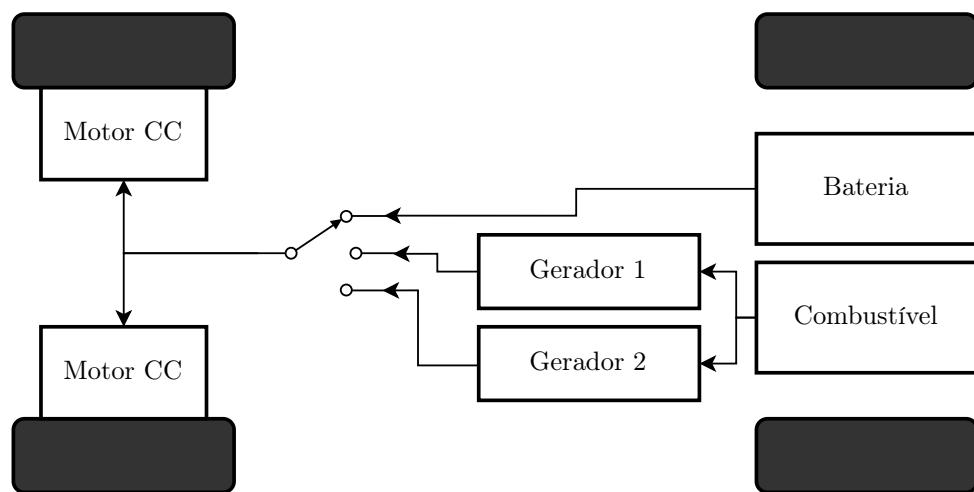


Fonte: Porsche (2023)

O Lohner-Porsche *Semper Vivus*, ou “Sempre Vivo”, contava com dois motores

elétricos octogonais, localizados em cada roda dianteira, alimentados por um par de geradores em paralelo e um banco de 44 células de bateria. Cada gerador fornecia 90V e 20A. O banco de bateria era de chumbo/ácido, sem carga oferecia 88V e uma capacidade de 110A/h. A velocidade era controlada a partir de uma alavanca que continha 6 diferentes estados, cada estado condizia em contatos elétricos específicos que controlavam a corrente que fluía para as bobinas do motor (Porsche Museum Press kit, 2023). A configuração do powertrain pode ser observado na Figura 10.

Figura 10 – Powertrain do Lohner-Porsche Semper Vivus



Fonte: Próprio autor

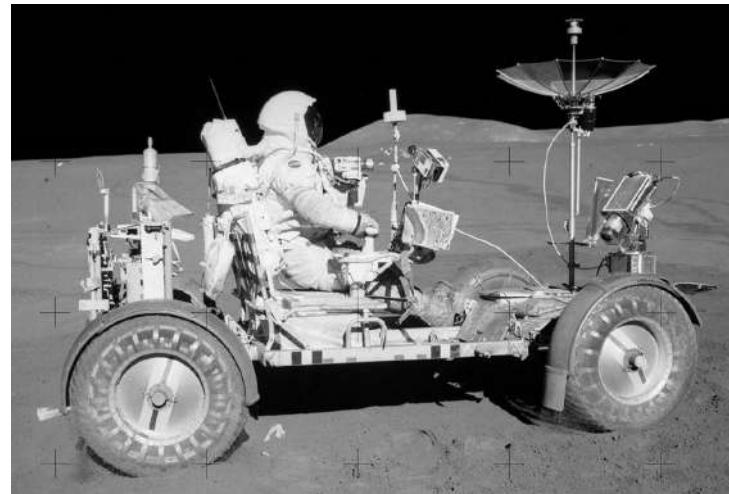
Até o começo do século XX os VEs tinham uma grande aceitação no mercado, porém alguns fatos importantes ocorreram para que houvesse o seu posterior declínio. O Ford Model T, criado por Henry Ford, trouzia ao mercado um modelo de veículo mais barato que os modelos de VE que existiam e que possuía maior autonomia para viagens mais longas, já que utilizava um MCI a gasolina e o “boom” do petróleo no Texas que ajudou a abaixar o preço dos combustíveis assim sacramentando a fixação dos veículos MCI (LARMINIE; LOWRY, 2003).

A pesquisa e desenvolvimento em VEs ganham força após a crise petrolífera de 1973, com as grandes potências mundiais buscando novas fontes energéticas e maneiras sustentáveis de gerir energia. Tecnologias desenvolvidas durante esse período como os transistores, circuitos integrados e técnicas de controle para motores elétricos, foram utilizados para solucionar problemas que antes não era possível resolver devido a limitação tecnológica da época (EHSANI et al., 2010).

Observa-se que os sistemas de *powertrain* dos VEs eram puramente eletromecânicos, com chaves seletoras e contatos robustos, justamente pelo fato da eletrônica ainda não ter se desenvolvido. Com o avanço do campo da eletrônica de potência, foi possível o

desenvolvimento de novos modelos de *powertrains* mais eficientes. Um exemplo de aplicação foi o veículo explorador lunar utilizado nas missões Apollo 15 a 17, mostrado na Figura 11.

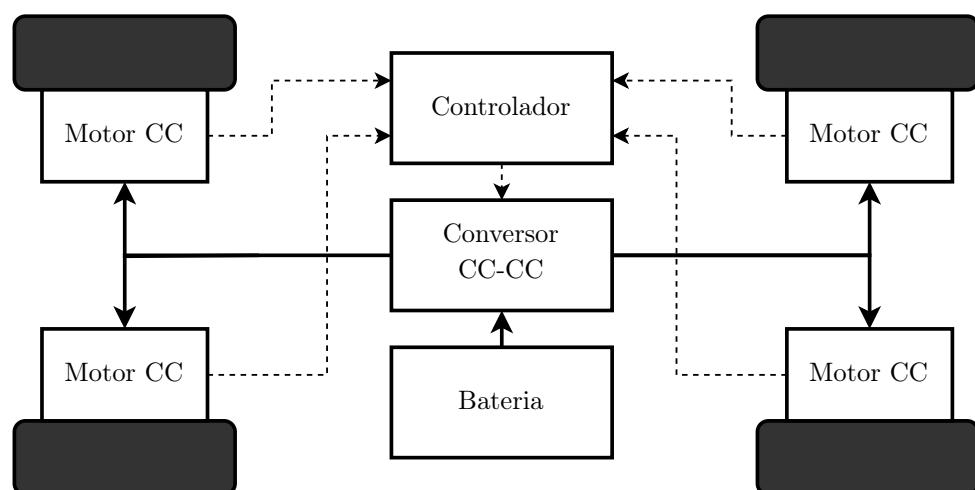
Figura 11 – Veículo explorador lunar tripulado na missão Apollo 15



Fonte: Smith (2021)

De acordo com (SPEAROW, 1971), o *powertrain* do veículo lunar contava com um banco de baterias de zinco-prata com tensão nominal de 36V, com autonomia próxima de 60km. A tração era gerada por 4 motores CC com escovas de 0,18kW, localizados em cada roda, com um sistema eletrônico de controle de velocidade a partir da técnica *Pulse-Width Modulation* (PWM) (BOEING, 1972). Uma demonstração do sistema é mostrada na Figura 12.

Figura 12 – Powertrain do veículo explorador lunar



Fonte: Próprio autor

Grandes nomes da indústria automobilística como General Motors (GM), Toyota e Nissan, tiveram suas contribuições para o desenvolvimento do cenário da eletromobilidade. A GM, por exemplo, apresentou em 1979 o Electrovette, uma variante do Chevette, porém totalmente elétrico. O *powertrain* do Electrovette é constituído por um banco de baterias de Níquel-Zinco de 120V, com capacidade de 150A/h. O motor era do tipo CC de 17kW de potência e 75Nm de torque. A eletrônica de potência era constituída por um conversor CC-CC baseado em SCR, trabalhando a 1kHz e razão cíclica variável (RAJASHEKARA, 1993).

Em 1990, também de acordo com (RAJASHEKARA, 1993), a GM lança o IMPACT. O *powertrain* do GM IMPACT era composto por banco baterias de chumbo-ácido de 320V, dois motores de indução (MI) trifásico de 42,5kW e torque de 64Nm cada e um inversor a MOSFETs trabalhando a uma frequência de chaveamento de 20kHz.

Um dos modelos de VE mais atuais da GM é o Chevrolet Bolt, mostrado na Figura 13. O Bolt modelo 2017 possui um *powertrain* mais moderno, com técnicas de controle mais avançadas e maior autonomia se comparado com os seus antecessores. Seu *powertrain*, mostrado pela Figura 14, apresenta uma bateria de Níquel-Ion-Lítio de 60kWh a 344V. A potência mecânica é fornecida a partir de um motor síncrono de imãs permanentes (MSIP) trifásico de 150kW com 360Nm de torque. O controle de velocidade do motor é feito por dois tipos de PWM: o *Six-Step* (SSPWM) e o *Space Vector* (SVPWM) (MOMEN; RAHMAN; SON, 2019).

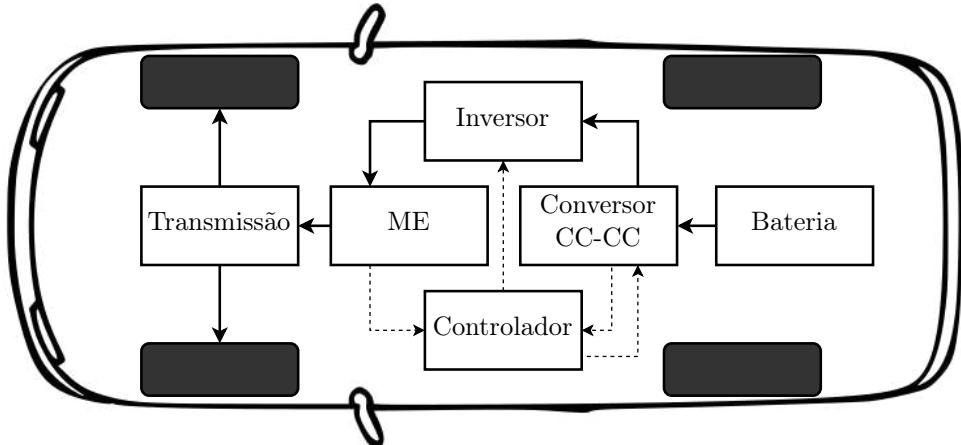
Figura 13 – Chevrolet Bolt 2017



Fonte: Chevrolet (2023)

Em situações do cotidiano, como ao transitar por declives e aclives, podem ocorrer momentos de aceleração e desaceleração em um veículo. No caso dos VEs, ao trafegar por um acente, há um fluxo de energia da bateria para o sistema de tração (motor e

Figura 14 – Powertrain do Chevrolet Bolt 2017



Fonte: Próprio autor

inversor). Por outro lado, em trechos com declives, um VE pode aproveitar a inércia do movimento para o motor gerar energia elétrica e assim possibilitar um processo de frenagem regenerativa (HAYES; GOODARZI, 2018).

É importante ressaltar que a presença de um sistema eletrônico de potência adaptado à frenagem regenerativa pode aumentar ainda mais a autonomia do VE (RAO et al., 2022).

O *powertrain* do Chevrolet Bolt, apresenta uma configuração moderna que é comumente utilizado em outros sistemas com algumas variações, como o Tesla Model 3 que apresenta dois motores em sua configuração e até mesmo o Toyota Prius, que por ser um VEH, que apresenta características eletromecânicas semelhantes (TRAN et al., 2020).

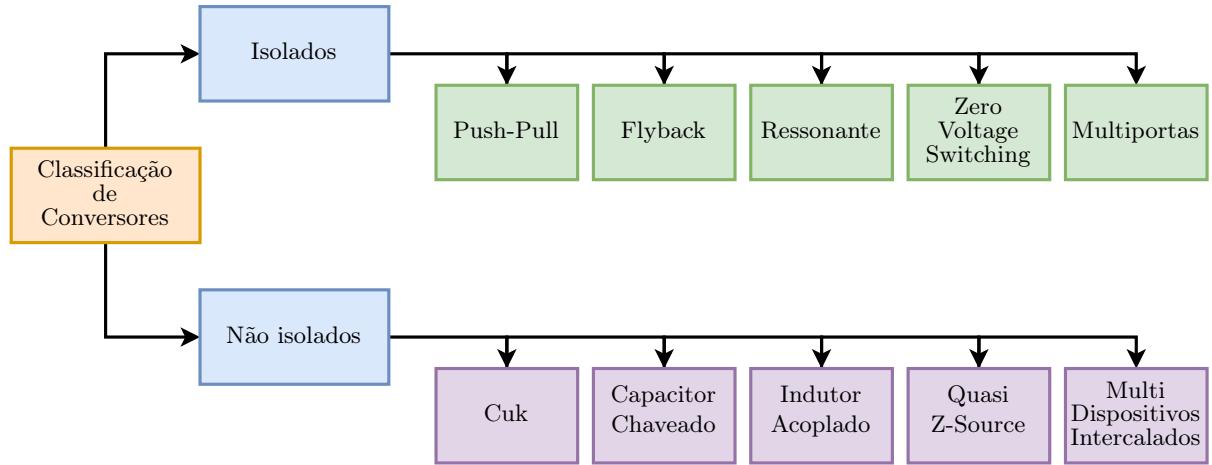
Com base nessa configuração, pesquisas são elaboradas para impulsionar melhoramentos nos mais diferentes aspectos, principalmente no que diz respeito ao controle de conversores no campo da eletrônica de potência (BELLUR; KAZIMIERCZUK, 2007).

## 2.2 Topologias de Conversores CC-CC

Das diversas topologias presentes na literatura, algumas se destacam por serem as melhores opções na aplicação em *powertrains* de VEs. De acordo com (LIPU et al., 2021), os conversores CC-CC aplicados a *powertrains* podem ser divididos em dois grupos: os isolados e os não isolados, como mostrado na Figura 15. Na Figura 15 nota-se que os conversores destes grupos ramificam-se, cada um, em cinco topologias.

Desta forma, nesta seção serão apresentadas as topologias de conversores CC-CC apontados como ideais na aplicação em *powertrains* de VEs, mostrando seus pontos positivos e negativos.

Figura 15 – Classificação de topologias de conversores CC-CC

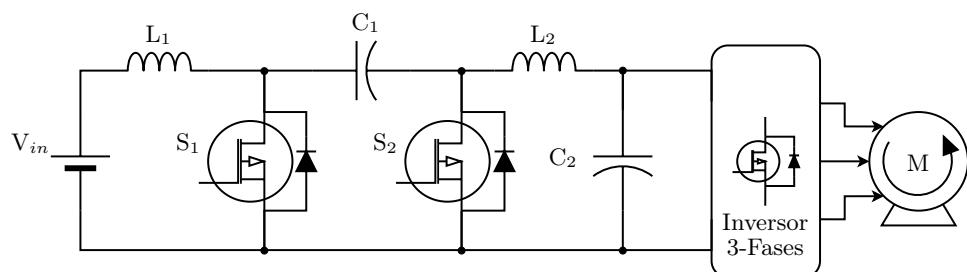


Fonte: Próprio autor

### 2.2.1 Cuk

O conversor Cuk, cujo diagrama esquemático está apresentado na Figura 16, é uma topologia que possui a característica de elevar ou abaixar a tensão de saída do circuito (RAYEEN; HANIF; BOSE, 2019). Uma das vantagens do Cuk é o seu baixo *ripple* de corrente e tensão tanto na entrada quanto na saída do circuito, o que resulta em uma menor interferência eletromagnética irradiada nas chaves do sistema (LIPU et al., 2021). Entretanto, o Cuk necessita de circuitos de compensação para o seu correto funcionamento, o que tende a desacelerar a resposta do conversor. Um conversor *buck-boost* controlado por corrente de saída tende a ter uma ressonância não controlada e não amortecida devido a um par L-C ( $L_1$  e  $C_1$ ). A ressonância de  $L_1$  e  $C_1$  leva a tensões excessivas no capacitor, o que pode danificar o circuito (WINDER, 2008).

Figura 16 – Conversor Cuk



Fonte: Próprio autor

O ganho da tensão na saída do conversor durante o modo de operação contínua é expresso na equação (2.1).

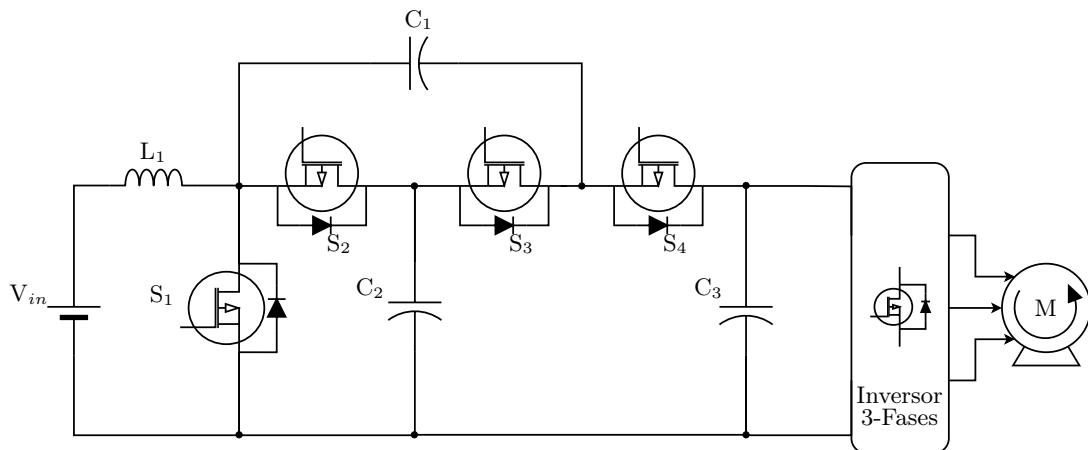
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-D}{1 - D} \quad (2.1)$$

Onde  $V_i$  é a tensão de entrada,  $V_o$  é a tensão de saída e  $D$  é a razão cíclica.

## 2.2.2 Capacitor Chaveado

O conversor de Capacitor Chaveado (CCC), mostrado na Figura 17, é uma topologia de conversor CC-CC bidirecional que possui um alto ganho de conversão de tensão se comparado com as demais topologias, com a possibilidade de operar tanto em modo *buck* quanto em *boost* (MANOJ et al., 2021). Contudo, o CCC sofre com um alto *ripple* na corrente e não oferece uma alta eficiência sobre variações continuas de tensão tanto de entrada quanto de saída (LIPU et al., 2021).

Figura 17 – Conversor CC-CC de Capacitor Chaveado



Fonte: Próprio autor

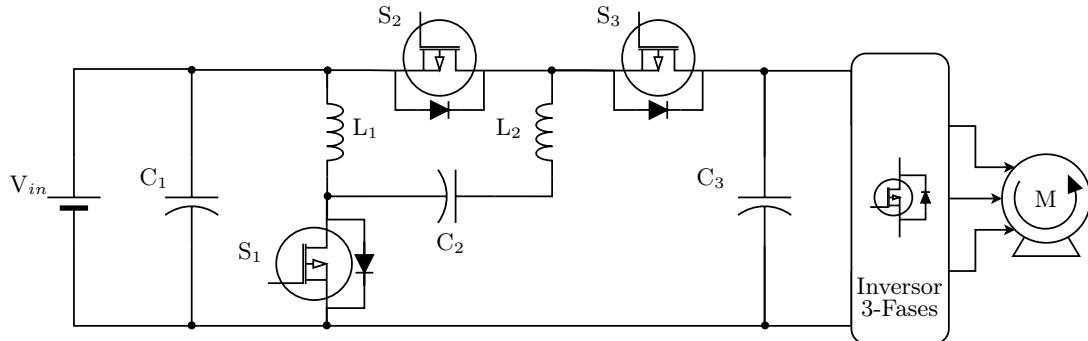
O ganho da tensão do CCC é mostrado na equação (2.2).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2}{1 - D} \quad (2.2)$$

## 2.2.3 Indutor Acoplado

O conversor de Indutor Acoplado (CIA), mostrado na Figura 18, é uma topologia que apresenta volume espacial reduzido, baixo *ripple* na corrente e abrangente ganho de tensão (AYACHIT et al., 2019). Ele dispõem de um acoplamento magnético entre as indutâncias  $L_1$  e  $L_2$ , que caracterizam o modo de funcionamento do conversor. Porém, a inclusão de indutores ao circuito aumenta a indutância de dispersão causando ressonância e picos de tensão (LIPU et al., 2021).

Figura 18 – Conversor CC-CC de Indutor Acoplado



Fonte: Próprio autor

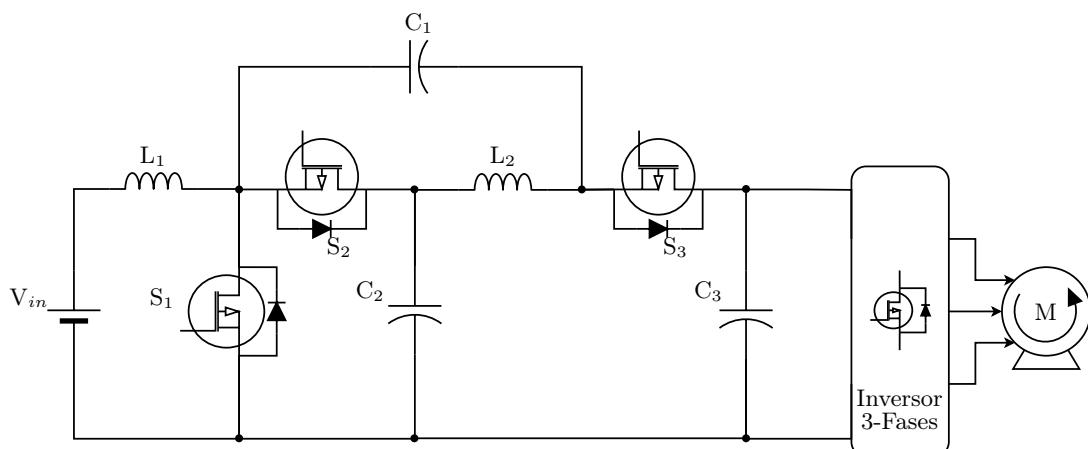
O ganho da tensão do CCC é mostrado na equação (2.3). Onde  $n$  é a relação de transformação entre acoplamentos.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2 + n - D}{1 - D} \quad (2.3)$$

## 2.2.4 Quasi Z-Source

O conversor Quasi Z-Source (CQZS), mostrado na Figura 19, é uma topologia muito parecida com o CCC, mostrado na Figura 17, diferenciando-se por possuir um indutor ( $L_2$ ) no lugar da chave  $S_3$ . Os pontos positivos do CQZS é sua estrutura simples, amplo ganho de tensão e baixo estresse nas chaves (ZHANG et al., 2023). Todavia, apontam-se alguns pontos negativos como momentos de descontinuidade na corrente de entrada e um alto estresse nos capacitores do circuito (LIPU et al., 2021).

Figura 19 – Conversor Quasi Z-Source



Fonte: Próprio autor

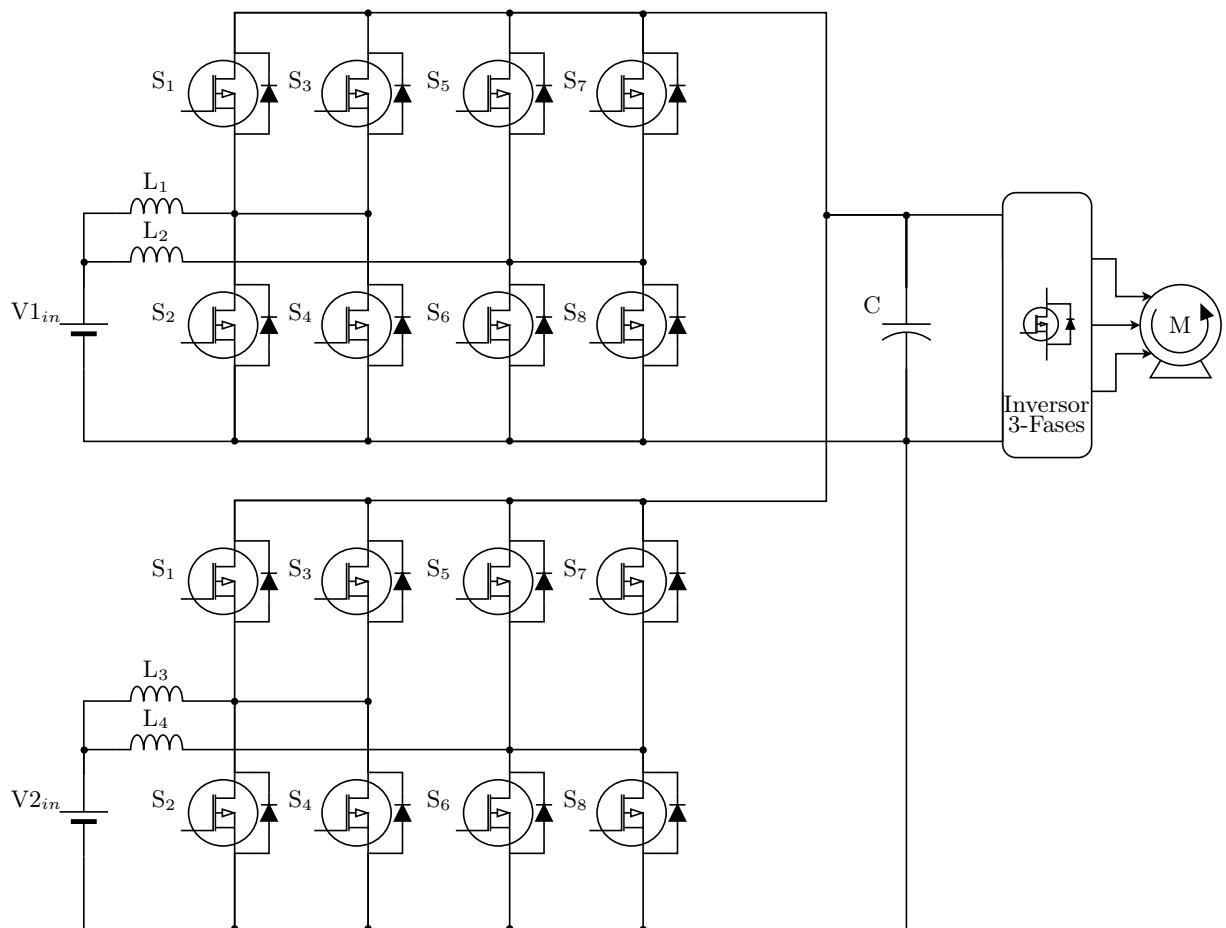
O ganho da tensão do CQZS é mostrado na equação (2.4).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1+D}{1-D} \quad (2.4)$$

## 2.2.5 Multi Dispositivos Intercalados

O conversor Multi Dispositivos Intercalados (CMDI), mostrado na Figura 20, apresenta uma topologia onde é possível conectar duas fontes de energia diretamente a mesma carga. O CMDI possui baixo *ripple* de corrente de entrada e tensão de saída, sem a adição de filtros ao circuito (PRAGASPATHY et al., 2022). Entretanto, o conversor sofre com problemas de instabilidade e sensibilidade em momentos de regime transiente (LIPU et al., 2021).

Figura 20 – Conversor Multi Dispositivos Intercalados



Fonte: Próprio autor

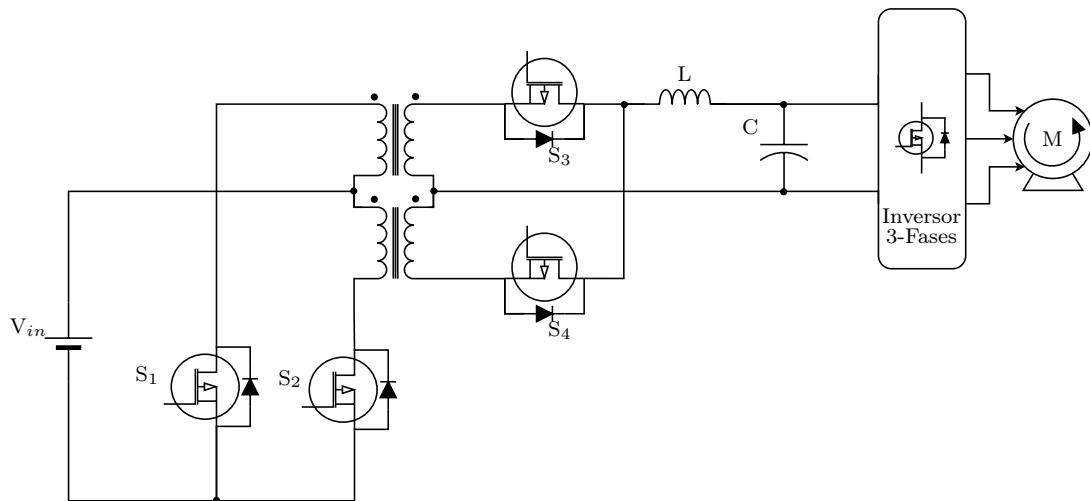
O ganho da tensão do CMDI é mostrado na equação (2.5). Onde  $N$  representa o número de fases no circuito.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - (N \cdot D)} \quad (2.5)$$

## 2.2.6 Push-Pull

O conversor *Push-Pull*, mostrado na Figura 21, é uma topologia de conversor CC-CC bidirecional isolado galvanicamente por dois transformadores de alta frequência. As vantagens associadas a essa topologia apontam a alta eficiência, baixos picos de corrente e pequenas perdas por chaveamento (DESHMUKH et al., 2016). No entanto, o *Push-Pull* sofre com o deslocamento do fluxo magnético, já que o conversor usa o limite máximo da curva de histerese característico do transformador, desta forma qualquer pequena variação na performance das chaves pode resultar em um desbalanço do fluxo magnético (ROBERTS, 2014).

Figura 21 – Conversor Push-Pull



Fonte: Próprio autor

O ganho da tensão do conversor *Push-Pull* é mostrado na equação (2.6).

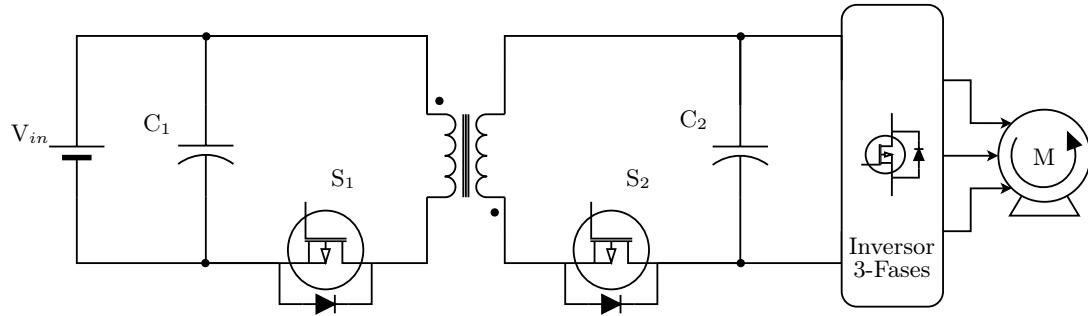
$$\frac{V_o}{V_i} = n \cdot D \quad (2.6)$$

## 2.2.7 Flyback

O conversor *Flyback*, mostrado na Figura 22, é uma topologia bidirecional isolada por um transformador de alta frequência. O *Flyback* é comumente aplicado a sistemas de baixa potência devido suas múltiplas saídas isoladas e alto ganho de tensão (LIPU et al., 2021). Porém, a sua aplicação em sistemas de alta potência, como os de VEs, tem se

tornado menos interessante devido a sua baixa eficiência, alta estresse nas chaves e baixa densidade de potência (ALZUGUREN et al., 2021).

Figura 22 – Conversor Flyback



Fonte: Próprio autor

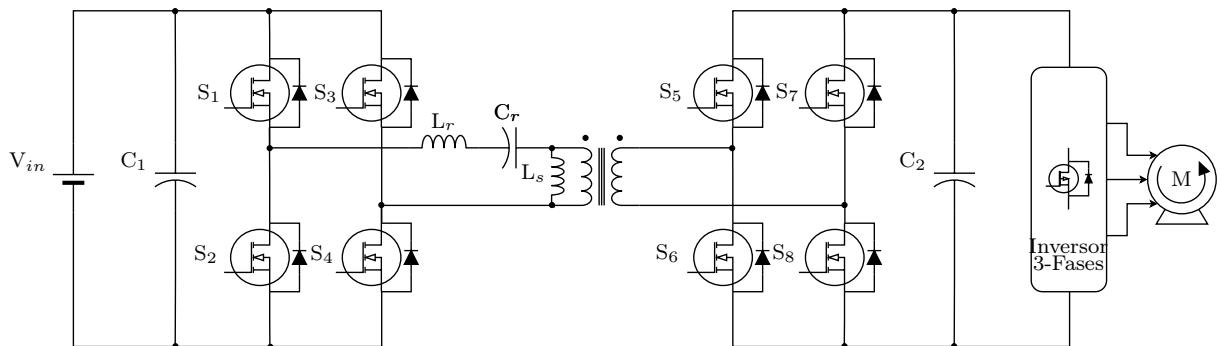
O ganho da tensão do conversor *Flyback* é mostrado na equação (2.7).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{n \cdot D}{1 - D} \quad (2.7)$$

## 2.2.8 Ressonante

O conversor CC-CC Ressonante, mostrado na Figura 23, é um topologia que consiste em duas pontes ativas conectadas por um transformador de alta frequência e um circuito LC ( $L_r$  e  $C_r$ ) ressonante em série. Esse conversor apresenta alta eficiência, baixas perdas por chaveamento e a possibilidade de operar em ZVS (J; SATHYAN, 2021). Contudo, limitações como altas temperaturas devido as correntes de magnetização e o *design* complexo dos elementos do circuitos tornam essa topologia uma opção que deve ser analisada com cuidado (LIPU et al., 2021).

Figura 23 – Conversor Ressonante



Fonte: Próprio autor

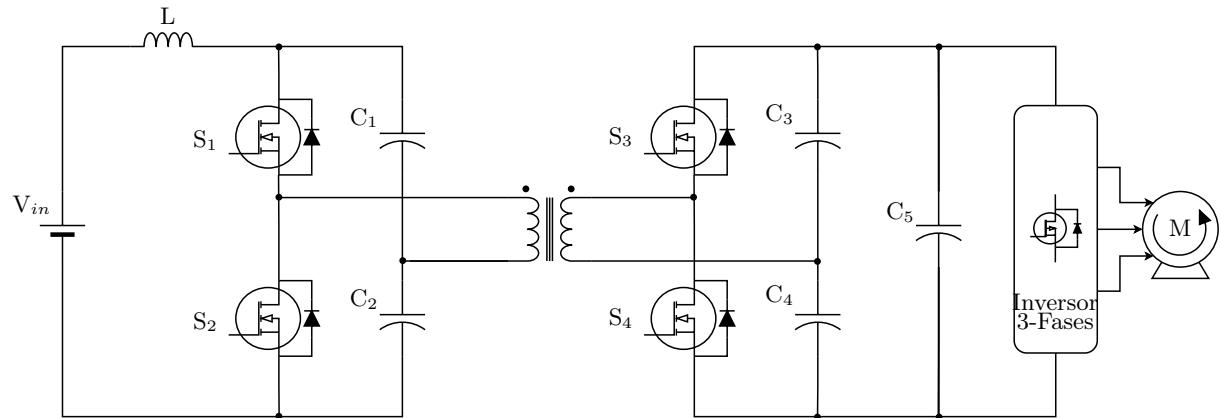
O ganho da tensão do conversor Ressonante é mostrado na equação (2.8).

$$\frac{V_o}{V_i} = n \cdot |j2\pi f_{sw}| \quad (2.8)$$

## 2.2.9 Zero Voltage Switching Isolado

O conversor *Zero Voltage Switching Isolado* (ZVSI) é um tipo de conversor CC-CC que é utilizado para converter uma tensão de entrada em uma tensão de saída isolada e regulada, cujo diagrama esquemático está apresentado na Figura 24. Ele é projetado para operar em alta frequência, o que resulta em uma melhor eficiência (CHEN et al., 2020). Entretanto, o ZVSI aplicado a sistemas de alta potência sofre com alto estresse nas chaves e um capacitor de valor elevado é necessário para limitar picos de tensão e corrente na saída do conversor (LIPU et al., 2021).

Figura 24 – Topologia do conversor ZVS isolado



Fonte: Próprio autor

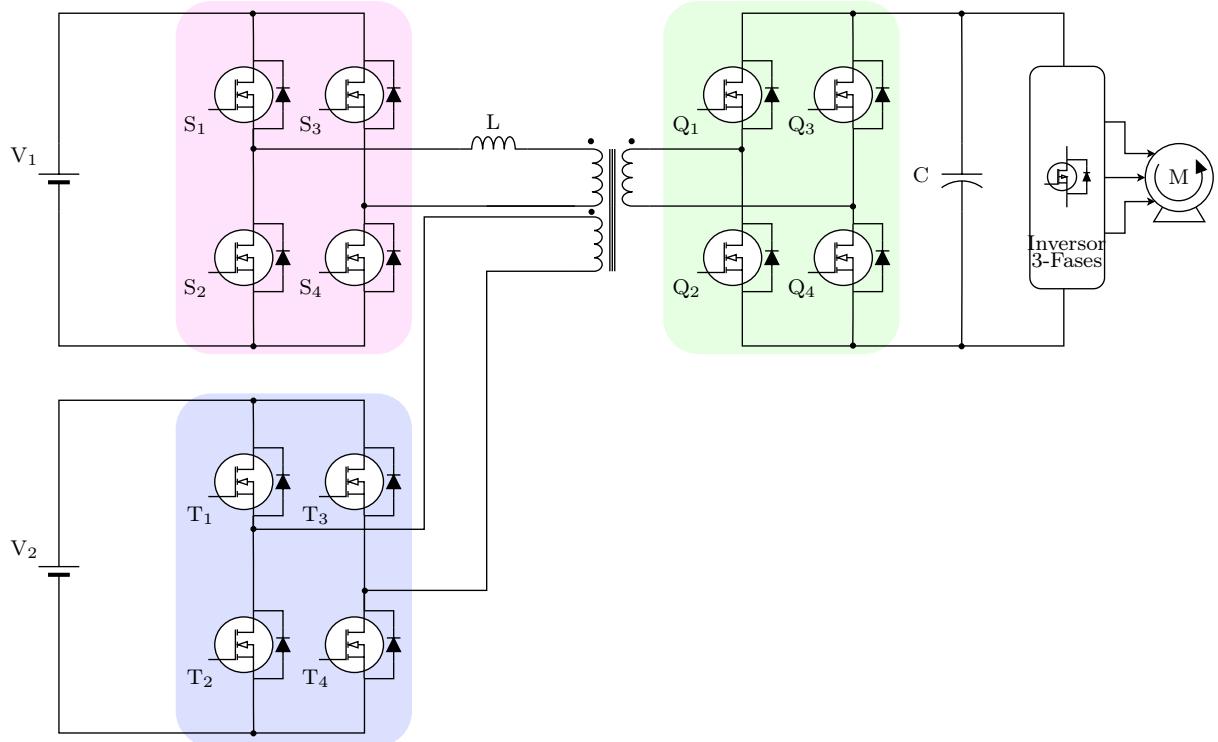
O ganho da tensão do conversor ZVSI é mostrado na equação (2.9).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2}{n} \cdot D(1 - D) \quad (2.9)$$

## 2.2.10 Multiportas

Os conversores multiportas isolados (CMPI) são circuitos que permitem a conversão de energia entre várias portas de entrada e saída, com isolamento elétrico entre elas, como mostrado na Figura 25. Esses conversores são usados em sistemas de energia de alta eficiência e são capazes de integrar várias fontes de energia e cargas em um único sistema.

Figura 25 – Topologia de um conversor Multiportas Isolado



Fonte: Próprio autor

Existem vários tipos de CMPI, cada um com suas próprias vantagens. Os conversores *Dual Active Bridge* (DAB), por exemplo, permitem a conversão de energia entre duas portas (ZAMAN; KHAN; ULLAH, 2021), enquanto os conversores *Triple Active Bridge* (TAB) são capazes de converter energia entre três portas (PHAM; WADA, 2019). Os conversores da família *Multi Active Bridge* (MAB) são usados em aplicações de alta potência e são capazes de fornecer energia a várias cargas com isolamento elétrico.

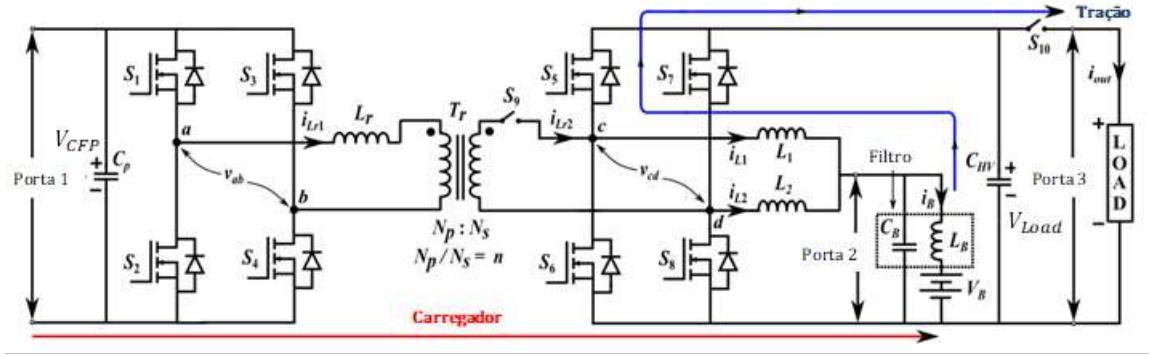
Os CMPIs também são amplamente utilizados em sistemas de energia renovável, como a energia solar e eólica, onde é necessário integrar várias fontes de energia em um único sistema. Por possuir características bidirecionais, essa topologia é uma opção viável para a aplicação em VE. Esses conversores são capazes de gerenciar a energia proveniente de várias fontes e convertê-la em uma forma de energia utilizável com eficiência (ALATAI et al., 2021).

No entanto, os conversores multiportas isolados também apresentam alguns desafios. Eles são relativamente complexos em comparação com os conversores convencionais, o que pode dificultar o projeto, a construção e o controle empregado ao sistema (LIPU et al., 2021).

Ao observar por outro prisma, o artigo de (BASU; MUKHERJEE, 2022) apresenta uma filosofia de controle para um carregador integrado baseado em conversores multiporta,

que integram múltiplos conversores CC-CC, mostrado na Figura 26. Essa topologia combina um conversor CC-CC para o carregador e um conversor CC-CC para o motor elétrico, tornando-a adequada para aplicações em *powertrains* de VE.

Figura 26 – Conversor multiportas com multi conversores CC-CC integrados

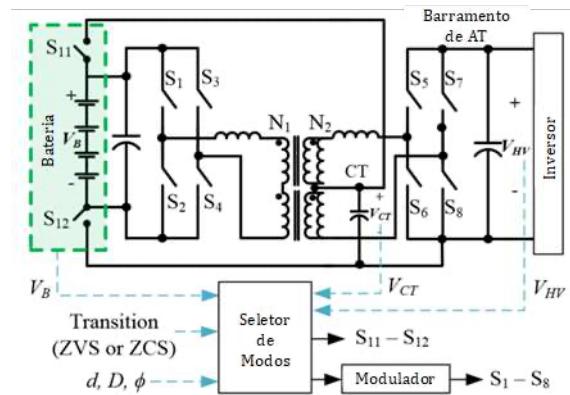


Fonte: Basu e Mukherjee (2022)

O artigo descreve a arquitetura de controle para a topologia em todos os modos de operação, sendo elas *buck* e *boost*. Além de utilizar o controle de modo de corrente para carregar a bateria de propulsão, um controle *phase shift* é empregado para gerenciar o fluxo de energia entre o primário e o secundário do transformador.

No trabalho de (ANWAR; COSTINETT, 2017) é apresentado uma proposta parecida, onde é desenvolvida uma estratégia de controle de um conversor CC-CC integrado e reconfigurável. O conversor integrado, capaz de operar em modos de tração e de carga, pode ser reconfigurado como um conversor *boost* entrelaçado ou um conversor DAB, mostrado na Figura 27.

Figura 27 – Conversor proposto com seleção de modo de operação



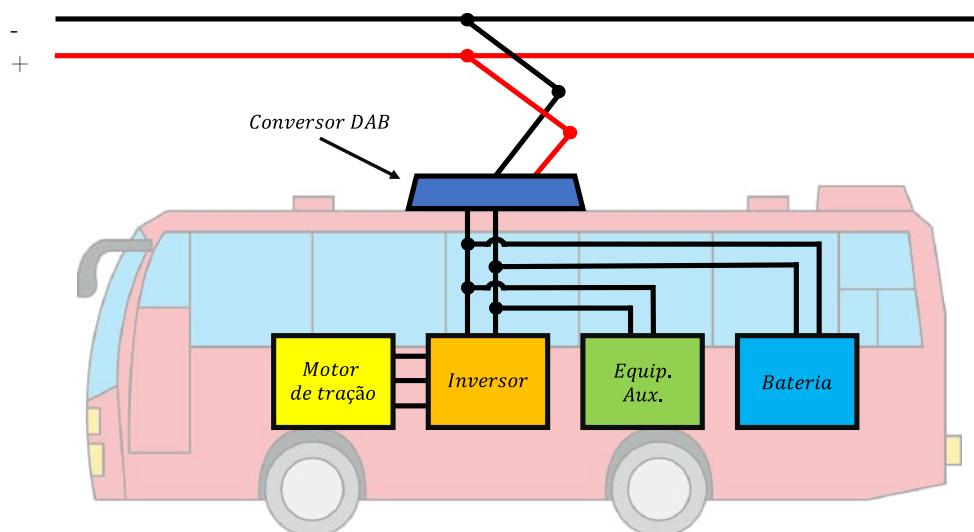
Fonte: Anwar e Costinett (2017)

Os contatos existentes do sistema de gerenciamento de bateria (SGB) são usados para a reconfiguração entre os modos *boost* e DAB. Para maximizar a eficiência geral de conversão de energia durante a operação de tração, o conversor é dinamicamente reconfigurado para operar no modo com maior eficiência no ponto de operação atual. As transições suaves minimizam a degradação induzida pela comutação dos contatos do SGB e permitem a entrega de energia ininterrupta durante as transições de operação.

Na parte de potência é essencial a atuação de uma malha de controle, sobretudo nos barramentos CC dos inversores que estão interligados aos motores. No trabalho de (BELLUR; KAZIMIERCZUK, 2007), é indicado diferentes tipos de conversores para as diferentes aplicações dentro de um VE. Para os sistemas de tração, sensoriamento, controle e segurança são indicadas duas famílias de conversores, sendo eles os isolados e os não-isolados. Nos isolados são indicados os conversores *Flyback*, *Forward*, *Push-Pull*, *Half-Bridge* e *Full-Bridge*. Para os não isolados aponta-se os conversores *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*. Os autores apontam que é preferível que tanto os conversores unidirecionais como os bidirecionais sejam isolados, assim provendo proteção para os dispositivos conectados ao barramento.

A evolução na mobilidade elétrica não apenas visa veículos de pequeno porte, mas também os de grande porte, como no trabalho publicado por (ZHU, 2018), onde discute-se o renascimento dos *trolleybuses*, ou ônibus elétricos com tração por cabos aéreos, mostrado na Figura 28, com o avanço da tecnologia de armazenamento de energia. Cada vez mais ônibus com carregamento em movimento estão sendo implantados em grandes cidades da China.

Figura 28 – Powertrain de um ônibus elétrico com tração por cabos aéreos



Fonte: Próprio autor

A solução baseada em um carregador de bateria isolado em movimento é considerada a mais avançada e promissora e já existem várias aplicações em Xangai, Pequim e Qingdao. Essa solução facilita a seleção e instalação de todos os componentes do *powertrain*, incluindo a bateria de alta tensão (AT), o motor de tração e o inversor do motor.

Ainda de acordo com (ZHU, 2018), existem três topologias de conversores isolados disponíveis no mercado chinês. Eles são *Boost + LLC*, *Phase Shift Full Bridge + retificador de diodo conectado em série* e o DAB. Entre eles, o conversor baseado em DAB, apresentado na Figura 29, é o mais versátil. A topologia em si fornece múltiplos graus de liberdade de controle para permitir a eficiência otimizada do conversor em toda a ampla faixa de operação.

Figura 29 – DAB instalado no *Trolleybus*



Fonte: Zhu (2018)

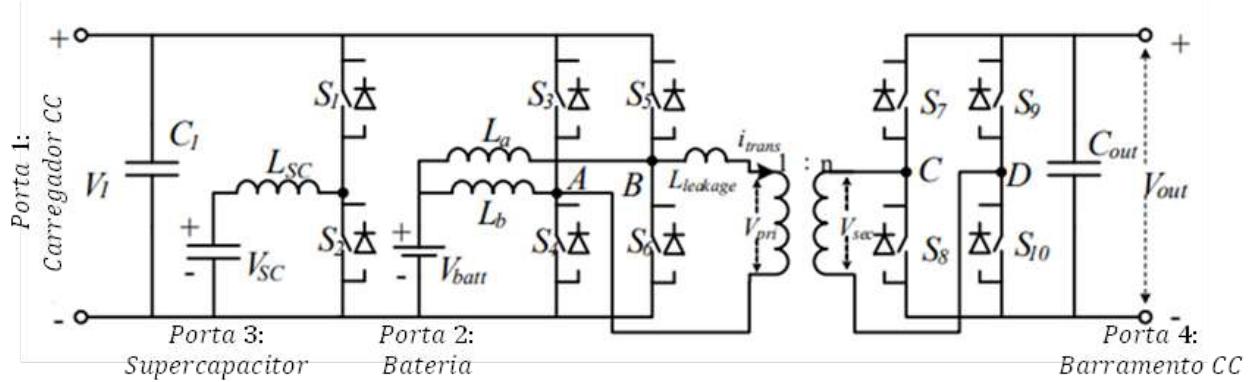
Em trabalhos mais recentes diferentes formas de controle são postas em prova, como mostra (ARUNKRISHNA; ASHA; PREETHA, 2022), onde é apresentado uma pesquisa experimental de controle de potência adaptativo baseado em uma Rede Neural Artificial (RNA). Um trabalho semelhante é apresentado por (BINDI et al., 2021), onde é apresentada uma comparação entre duas estratégias de controle de um conversor DAB regulado por modulação *Phase Shift*. O objetivo do controlador é regular o deslocamento de fase entre a tensão imposta no indutor do conversor primário e secundário para obter a corrente de saída desejada.

Para alcançar esse objetivo, são propostas duas estratégias de controle baseadas em abordagens diferentes. A primeira realiza a regulagem usando um controlador PI, enquanto a segunda, chamada de Controle de Referência de Modelo, realiza a regulagem através de RNA.

Os resultados obtidos mostram que a técnica baseada em Inteligência Artificial (IA) apresenta, na rastreabilidade da corrente de referência, características dinâmicas superiores. Essa técnica não requer o modelo matemático do conversor e pode ser utilizada em uma ampla faixa de condições de operação.

O DAB é um conversor versátil e pode ser utilizado em várias etapas de conversão dentro do sistema de um VE. Na topologia proposta por (KURM; AGARWAL, 2019) o DAB é aplicado ao sistema de tração de um VE com sistema de acumuladores híbrido. A topologia do sistema apresenta duas fontes de energia distintas, sendo elas um banco de baterias e um banco de SC ligadas em paralelo. A configuração do conversor proposto pelos autores é mostrado na Figura 30.

Figura 30 – Conversor Multi Portas proposto pelos autores



Fonte: Kurm e Agarwal (2019)

Na pesquisa de (LIN et al., 2022) também é apresentado uma proposta de modulação ATPS (*Adaptive Three-Stage*) que permite aumentar a eficiência do controle de potência até o ponto ótimo do conversor DAB. A abordagem ATPS proposta consiste em três estágios.

Um controle que é considerado o atual estado da arte é o modelo preditivo (MPC), apresentado no artigo de (HAN et al., 2021), onde é abordado o uso do conversor DAB no sistema elétrico de um VCC, que requer alta precisão e rápido desempenho dinâmico. O MPC é uma boa escolha para os conversores DAB devido à sua resposta dinâmica rápida. No entanto, uma diferença muito grande entre os valores preditos pelo MPC e os valores reais da malha podem impactar diretamente o funcionamento do controle. Por isso é proposto um método MPC sem sensor de corrente, onde o sensor é “emulado” ao estimar o valor de corrente de saída usando filtro de Kalman. O método proposto elimina o sensor de corrente e o erro devido ao modelo impreciso.

Um caso parecido pode ser observado no trabalho de (DENG et al., 2022) onde é proposto um controle preditivo sem sensor de corrente sob um modulador *Dual Phase Shift* (DPS) para melhorar o desempenho dinâmico e reduzir o custo de *hardware* do conversor DAB.

Os experimentos de comparação entre os métodos de controle PI, *Load Current Feedforward* (LCFF), *Sliding Mode* (SM) e MPC proposto foram realizados sob carga resistiva e condição de carga do inversor trifásico. Foram executados experimentos onde varia-se o valor da indutância em série com o transformador e os valores da carga resistiva do sistema. Nessas condições, o MPC apresentou melhores resultados de eficiência, tempo de acomodação e valores de *overshoot* em comparação com os demais métodos.

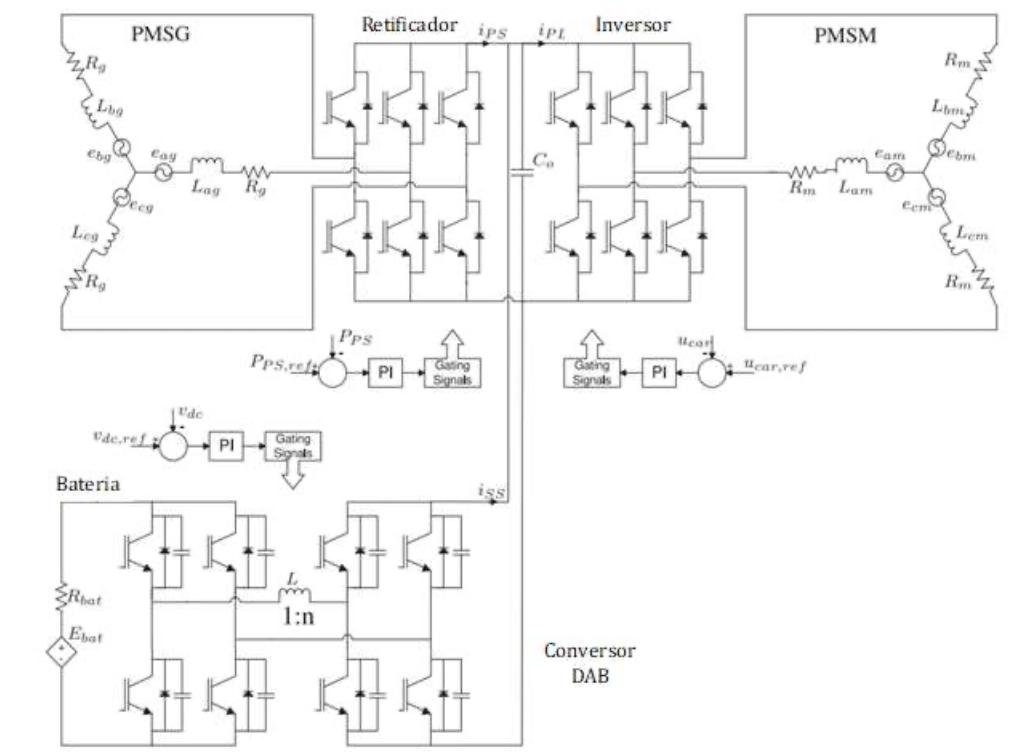
Para aplicações em estações de carregamento de baterias, é crucial limitar a corrente e a tensão dentro de uma faixa operacional segura, independentemente do processo de carga. No trabalho de (LOPEZ et al., 2022) é apresentado uma proposta de controle de tensão de um conversor DAB aplicado a um carregador de baterias utilizando uma estratégia de modulação TPS, juntamente com um MPC com Conjunto de Controle Discretizado em Movimento (MDCS-MPC).

Os resultados obtidos no artigo mostram o desempenho dinâmico e em regime permanente de um processo de carga pulsante em um modelo de bateria, e são comparados com os resultados obtidos utilizando um controlador PI. Ao final dos testes, os autores apontam que o MDCS-MPC atinge a estabilização de maneira mais rápida do que o controle PI, entretanto o PI possui como vantagem uma maior suavidade em momentos de transição de carga.

No artigo de (ROCHE; SHABBIR; EVANGELOU, 2017) apresenta-se um esquema de controle de tensão do barramento CC que visa reduzir as perdas associadas aos conversores eletrônicos de um *powertrain* de um VEH tipo série. A tensão do barramento CC conecta-se aos três ramos do *powertrain* (motor, gerador e bateria) associados aos VEHs tipo série.

O esquema de controle de tensão introduzido no DAB, mostrado na Figura 31, utiliza um compensador PI para variar o *phase shift* das tensões impostas no lado CA. De acordo com os autores, o método de controle foi testado em simulação computacional onde observou-se o comportamento do barramento CC do *powertrain* ao ser submetido a dois diferentes *Drive Cycles*, que por sua vez é um perfil de velocidade em que um veículo é submetido dentro de uma certa via urbana.

Figura 31 – Topologia e controle do powertrain



Fonte: Roche, Shabbir e Evangelou (2017)

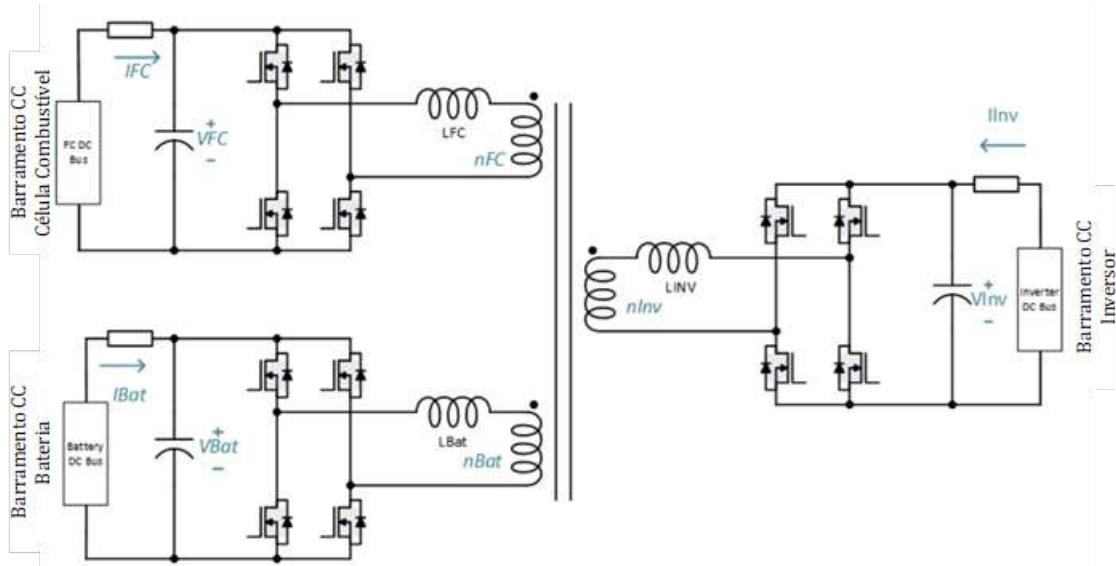
(DENG et al., 2021) propõem uma análise no modelo de transmissão de potência do DAB sob a modulação DPS, e é concebido um método de controle virtual baseado em modelo de potência direta e MPC (VDP-MPC) para o DAB, que visa melhorar a eficiência e o desempenho de resposta dinâmica sem a necessidade de um sensor de corrente. Além disso, o VDP-MPC é combinado com a técnica *Current Stress Optimization* (CSO) e comparado com o mesmo modelo, porém utilizando a modulação SPS. Os resultados de simulação mostram que o método proposto pode melhorar o desempenho em estado estacionário e aprimorar a resposta dinâmica do DAB.

No trabalho publicado por (ZOU; ZHENG; CHINTHAVALI, 2019), os autores propõem um projeto abrangente de controle de tensão para um conversor DAB usando o controle SM, para garantir a estabilidade do sistema em pequenos e grandes sinais. O objetivo principal do SM proposto é melhorar a dinâmica do conversor e obter uma regulação aproximada de tensão de saída sob flutuações de carga rápidas ou durante a inicialização. O método de controle proposto é capaz de alcançar operação de comutação suave determinando a faixa mais efetiva de *phase shift*.

A topologia tradicional do DAB é bastante utilizada em sistemas de duas fontes, porém existem variações que disponibilizam mais portas, como mostrado por (KARAMI;

BARANWAL, 2022), onde é proposto o uso de algoritmos genéticos (AG) para encontrar os valores ótimos de razão cíclica durante a fase de projeto e incorporar esses valores a um processo de *deep learn* para a aplicação dinâmica de controle em um conversor TAB, mostrado na Figura 32. Segundo os autores, a aplicação de valores fixos de razão cíclica pode proporcionar perdas por comutação, condução e magnéticas, o que pode ocasionar um aumento da corrente do circuito.

Figura 32 – Conversor TAB aplicado ao projeto



Fonte: Karami e Baranwal (2022)

Ao utilizar conversores MABs, a arquitetura do *powertrain* é modelada de tal forma que une diversas funções em uma única plataforma, como mostrado no artigo de (IRIVINTI; SAHOO; RAGE, 2020), onde é apresentado um sistema com um conversor multiportas baseado no conversor TAB, que atua como um carregador embarcado e ao mesmo tempo uma interface eletrônica para a integração de diferentes fontes de energia.

A topologia utiliza relés mecânicos para mudar de um modo de operação para outro, onde uma fonte fotovoltaica, um banco de baterias e um banco de ultra-capacitores (UC) são integrados ao barramento CC do VE.

É realizada uma correção do fator de potência (CFP) para compensar o baixo fator de potência no retificador do carregador embarcado. A estratégia de controle foi projetada para lidar com a aceleração, velocidade constante e desaceleração regenerativa do VE.

No estudo de (CHANDWANI; MALLIK, 2022) é apresentado um algoritmo para otimizar o fluxo de energia em um conversor TAB. O algoritmo é baseado em compensadores PI com um sistema de controle de três *loops*, que calcula o fluxo de energia otimizado entre as três pontes usando uma abordagem de aproximação harmônica generalizada.

Ao contrário do esquema de controle de dois *loops* convencional, que controla apenas as tensões de saída de duas pontes usando a defasagem angular como parâmetros de controle, o esquema apresentado pelos autores maximiza a eficiência geral de conversão utilizando as razões cíclicas como variáveis de controle.

Por outro lado, (CAI et al., 2022a) aponta que o desempenho dinâmico do controlador PI para o controle de tensão dos MABs é caracterizado por uma resposta relativamente lenta e grande valor de *overshoot*. Para abordar esse problema, os autores desenvolveram uma estratégia de controle configurável baseada em desacoplamento de potência (PDC) inspirada no MPC.

O princípio operacional do PDC-MPC é dividido em duas fases: previsão da corrente CC através de uma pesquisa binária e desacoplamento da potência desejada de cada ramo sob a estratégia de modulação SPS. As performances em regime permanente e transitório do PDC-MPC proposto para conversores TAB foram analisadas usando funções custo modificadas e diferentes modelos preditivos.

As características construtivas das topologias de conversores CC-CC apresentados nesta seção podem ser consultadas na Tabela 1. Onde  $D$  é a quantidade de diodos,  $Ch$  é a quantidade de chaves de potência,  $TAF$  é a quantidade de transformadores de alta frequência,  $L$  é a quantidade de indutores e  $C$  é a quantidade capacitores.

Tabela 1 – Tabela comparativa entre conversores CC-CC aplicados em VEs

Conversor	Ripple	$V_o/V_i$	D	Ch	TAF	L	C
Cuk	Baixo	$\frac{-D}{1-D}$	2	2	0	2	2
CCC	Moderado	$\frac{2}{1-D}$	4	4	0	1	3
CIA	Moderado	$\frac{2+n-D}{1-D}$	3	3	0	2	3
CQZS	Baixo	$\frac{1+D}{1-D}$	3	3	0	2	3
CMDI	Alto	$\frac{1}{1-ND}$	16	16	0	4	1
Push-Pull	Baixo	$nD$	4	4	1	1	1
Flyback	Baixo	$\frac{nD}{1-D}$	2	2	1	0	2
Ressonante	Baixo	$n j2\pi f_{sw} $	8	8	1	2	3
ZVSI	Alto	$\frac{2}{n}D(1-D)$	4	4	1	1	5
CMPI	Alto	$\frac{n+1}{1-D}$	12	12	1	2	1

## 2.3 Acumuladores de Energia

Os acumuladores de energia são uma das peças fundamentais dos VEs. Eles armazenam a energia necessária para alimentar o motor elétrico, permitindo que o veículo se desloque. O desempenho do *powertrain* de um VE depende em grande parte da qualidade e eficiência do acumulador.

### 2.3.1 Baterias

As baterias de íon-lítio são as mais comuns em VEs atualmente. Elas oferecem alta densidade de energia, o que significa que podem armazenar muita energia em menores volumes. As baterias de íon-lítio também possuem uma taxa de auto-descarga relativamente baixa e uma longa vida útil. No entanto, elas podem ser caras e ter algumas limitações em relação à segurança e à vida útil em temperaturas extremas (HANNAN et al., 2018).

Por outro lado, as baterias de níquel-metal hidreto (NiMH) são uma alternativa mais econômica às baterias de íon-lítio. Elas têm vida útil mais longa em condições de alta temperatura e são menos suscetíveis à degradação por ciclagem. Porém, esse material possui uma densidade de energia mais baixa do que as baterias de íon-lítio, o que significa que elas ocupam mais espaço e tem uma capacidade de armazenamento de energia menor (ENOLA et al., 2022).

Já as baterias de sódio (Na-ion) são outra opção que está sendo desenvolvida para uso em VEs. Elas oferecem densidade de energia similar às baterias de íon-lítio, mas são potencialmente mais baratas devido à abundância de sódio. As baterias de sódio também são menos inflamáveis do que as baterias de íon-lítio, o que pode torná-las mais seguras (HAKIM et al., 2019).

As baterias de estado sólido também são uma tecnologia emergente que oferece densidade de energia ainda maior do que as baterias de íon-lítio. Elas também têm o potencial de serem mais seguras e duráveis, com uma vida útil estimada de mais de 10 anos. No entanto, as baterias de estado sólido ainda são relativamente caras e estão em estágio inicial de desenvolvimento (LIU; LI, 2022).

Além dos tipos de baterias mencionados acima, também existem outros tipos de acumuladores de energia, como as baterias de zinco-ar (ADIOS et al., 2022) e as baterias de lítio-enxofre (AVILA et al., 2021), que estão sendo estudadas para uso em VEs.

De acordo com (POORFAKHRAEI; NARIMANI; EMADI, 2021) a tendência entre as montadoras é de aumentar o nível de tensão do barramento CC do veículo, como mostrado na Tabela 2.

Tabela 2 – Tensão da bateria de veículos comerciais

<b>Veículo</b>	<b>Ano de produção</b>	<b>Tensão da bateria</b>
Nissan Leaf	2010	350V
Testla Model S	2012	350V
Chevrolet Spark EV	2013	400V
Audi e-Tron	2018	400V
Porsche Taycan	2019	800V
Aston Martin Rapid E	2020	800V
Lucid Air	2020	900V

O desempenho de um VE é diretamente afetado pela capacidade e eficiência da bateria, mostrado na Figura 33. A capacidade da bateria se refere à quantidade de energia elétrica que ela pode armazenar. Além disso, a eficiência pode ser afetada pelo ambiente em que o veículo é usado, como temperatura, altitude e condições da estrada (EHSANI; GAO; EMADI, 2010).

Figura 33 – Bateria utilizada em um *powertrain* de um VE

Fonte: Volkswagen (2023)

### 2.3.1.1 Baterias de Íon de Lítio

Uma das principais vantagens das baterias de Li-ion é a alta densidade de energia, o que significa que elas podem armazenar muita energia em um menor volume. Isso é particularmente importante em VEs, onde a densidade de energia das baterias é um fator crítico para a autonomia do veículo. As baterias de Li-ion também têm uma longa vida útil e podem ser recarregadas por diversas vezes, dependendo das condições de uso e armazenamento (JIANG; ZHANG, 2015).

Outra vantagem das baterias de Li-ion é a baixa taxa de autodescarga, o que significa que elas podem manter a carga por um longo período sem a necessidade de

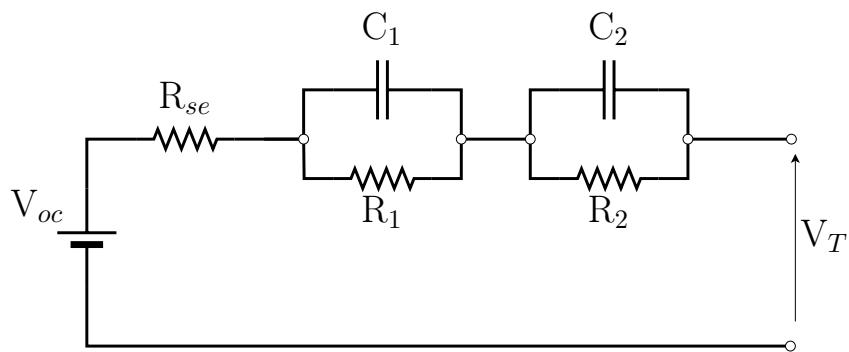
recarga. Isso é importante em VEs, onde a carga da bateria é usada para alimentar vários sistemas elétricos do veículo, além do motor (JIANG; ZHANG, 2015).

No entanto, as baterias de Li-ion também têm algumas limitações. Elas podem ser caras, especialmente quando usadas em VEs de alta performance, e têm algumas limitações em relação à segurança. Em condições extremas, as baterias podem superaquecer e até mesmo entrar em combustão. Por esse motivo, as baterias de Li-ion geralmente são equipadas com sistemas de gerenciamento térmico para evitar problemas de superaquecimento (YOSHIO; BRODD; KOZAWA, 2009).

### 2.3.1.1.1 Circuito Equivalente Da Bateria De Íon de Lítio

De acordo com (CHEN; RINCÓN-MORA, 2006) o modelo equivalente que se aproxima do comportamento de uma bateria de íon de lítio é apresentado pela Figura 34.

Figura 34 – Circuito equivalente de uma bateria de íon de lítio



Fonte: Próprio autor

É mostrado na Figura 34 uma fonte de tensão  $V_{oc}$  em série com uma resistência equivalente  $R_{se}$ . Observa-se dois pares de resistores e capacitores,  $C_1$  e  $R_1$  que são denominados constante de tempo rápida e  $C_2$  e  $R_2$  que são constantes de tempo lenta. O circuito é visualmente simples, porém possui sua complexidade para análise, devido seus parâmetros serem dependentes do estado da carga da bateria (SOC) e da temperatura momentânea, assim tornando um sistema não linear a ser observado.

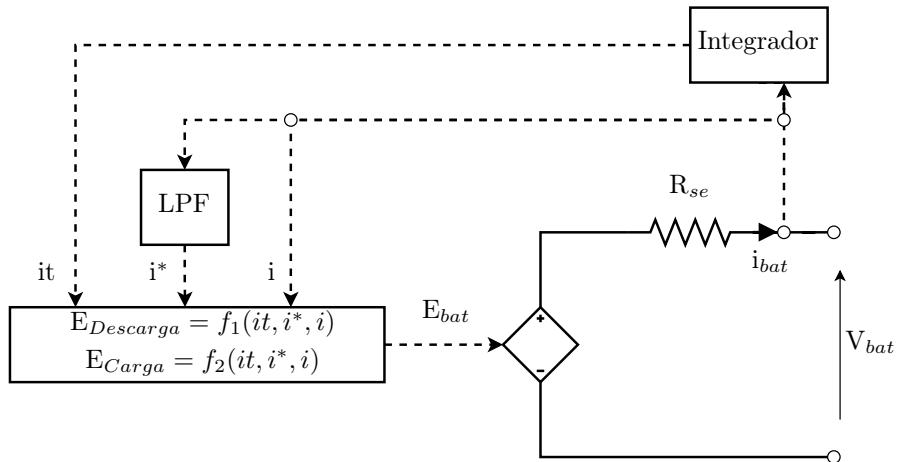
O modelo de bateria do Simulink permite que os usuários definam as características elétricas e físicas da bateria, como a capacidade nominal, a tensão nominal, a resistência interna e a corrente máxima suportada. O modelo também permite que os usuários definam as condições de carregamento e descarregamento da bateria (MATHWORKS, 2023a).

Na Figura 35 é mostrado o modelo de bateria genérica utilizado pelo Simulink, no caso das baterias de íon de lítio, e as funções  $E_{Descarga}$  e  $E_{Carga}$  são representadas pela Equação 2.10 e Equação 2.11, respectivamente:

$$E_{Descarga} = f_1(it, i^*, i) = E_0 - K \cdot \frac{Q}{Q - it} \cdot i * (-K) \cdot \frac{Q}{Q - it} \cdot it + A \cdot \exp(-B \cdot it) \quad (2.10)$$

$$E_{Carga} = f_2(it, i^*, i) = E_0 - K \cdot \frac{Q}{it + 0.1 \cdot Q} \cdot i * (-K) \cdot \frac{Q}{Q - it} \cdot it + A \cdot \exp(-B \cdot it) \quad (2.11)$$

Figura 35 – Modelo simples de bateria do Simulink



Fonte: Próprio autor

Onde  $E_0$  representa tensão constante;  $K$  é constante de polarização em  $V/Ah$ ;  $i^*$  é a corrente que sai do filtro passa baixa (LPF) em  $A$ ;  $i$  é a corrente da bateria em  $A$ ;  $it$  é capacidade extraída em  $Ah$ ;  $Q$  é a capacidade máxima da bateria em  $Ah$ ;  $A$  é a tensão exponencial em  $V$  e  $B$  é a capacidade exponencial em  $Ah^{-1}$ .

Se  $i^* > 0$  o modelo irá trabalhar com a função  $E_{Descarga}$ , caso  $i^* < 0$  o modelo trabalhará com a função  $E_{Carga}$ .

### 2.3.2 Supercapacitores

Os supercapacitores (SC) são dispositivos de armazenamento de energia que têm a capacidade de armazenar uma grande quantidade de energia em um curto período de tempo e descarregá-la rapidamente quando necessário. Em comparação com as baterias convencionais, os SC possuem uma maior densidade de energia, o que significa que podem armazenar mais energia por unidade de massa ou volume (RACHIM et al., 2021).

No contexto de VE, os SC têm sido cada vez mais considerados como uma opção complementar às baterias convencionais. Enquanto as baterias são usadas para fornecer energia com picos de potência moderados ou baixos, os SC são usados para fornecer energia

com altos picos de potência. Isso é especialmente útil em situações em que é necessário acelerar rapidamente ou em momentos de frenagem regenerativa (SHANMUGAPRIYA et al., 2023).

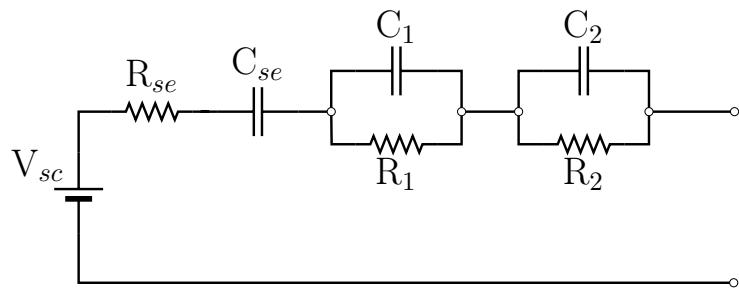
Em paralelo a necessidade em carregar um VE em tempo cada vez menor tem sido recorrente. Além disso, os SC podem diminuir o tempo necessário para carregar um VE, tornando-o mais conveniente para os usuários. Os SC também são mais seguros do que as baterias, pois não possuem os mesmos riscos de incêndio e explosão associados às baterias de íon-lítio (NGUYEN et al., 2022).

No entanto, os SC possuem algumas desvantagens. Eles são menos eficientes do que as baterias em termos de armazenamento de energia por unidade de peso ou volume. Isso significa que eles ocupam mais espaço do que as baterias, o que pode ser um problema em veículos com espaço limitado para armazenamento de energia. Além disso, eles são mais caros do que as baterias convencionais, o que pode tornar os VE mais caros (HUANG et al., 2019).

### 2.3.2.1 Circuito Equivalente do Supercapacitor

De acordo com (SAHIN, 2021), o circuito equivalente de um SC é representado pela Figura 36.

Figura 36 – Circuito equivalente de um supercapacitor

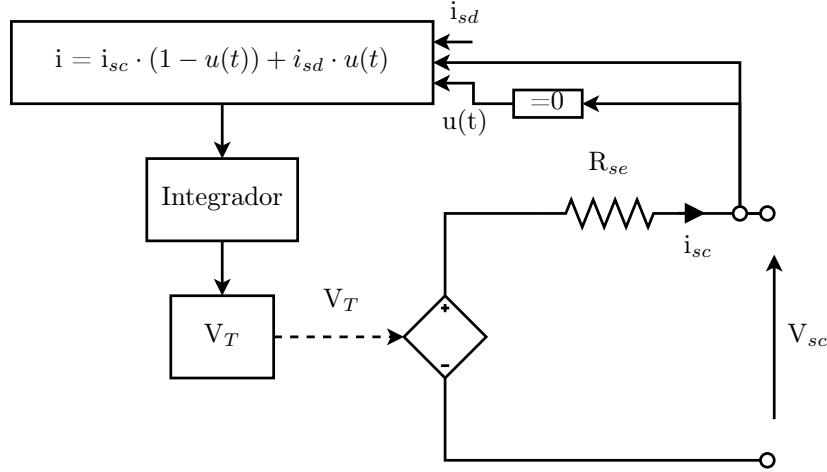


Fonte: Próprio autor

Na pesquisa de (SAHIN, 2021) observa-se que o circuito lembra o de uma bateria, porém com um capacitor  $C_s$  em série com a resistência interna, que representa a capacidade interna do SC.

O modelo de SC do Simulink é baseado nas equações diferenciais que governam o comportamento elétrico do dispositivo. Ele inclui parâmetros como a capacidade do SC, a resistência série equivalente e a tensão de carga máxima. O modelo também leva em consideração o efeito da corrente de carga e descarga no SC, permitindo simular seu comportamento em diferentes condições de operação, como mostra a Figura 37 (MATHWORKS, 2023b).

Figura 37 – Modelo simples de SC no Simulink



Fonte: Próprio autor

A tensão nos terminais do SC pode ser expressa com a equação (2.12).

$$V_T = \frac{N_s Q_T d}{N_p N_e \varepsilon \varepsilon_0 A_i} + \frac{2 N_e N_s R T}{F} \cdot \operatorname{arsinh} \left( \frac{Q_T}{N_p N_e^2 A_i \sqrt{8 R T \varepsilon \varepsilon_0 c}} \right) - R_{sc} \cdot i_{sc} \quad (2.12)$$

Onde  $A_i$  é a área entre os eletrodos e o eletrólito em  $m^2$ ;  $c$  é a concentração molar em  $mol/m^3$ ;  $F$  é a constante de Faraday;  $i_{sc}$  é a corrente do SC em  $A$ ;  $V_{sc}$  é a tensão do SC em  $V$ ;  $C_T$  é a capacidade total em  $F$ ;  $R_{sc}$  é a resistência total em  $ohms$ ;  $N_e$  é o número de camadas de eletrodos;  $N_p$  é o número de SC em paralelo;  $N_s$  é o número de SC em série;  $Q_T$  é a carga elétrica em  $C$ ;  $R$  é a constante ideal do gás;  $d$  é o raio molecular em  $m$ ;  $T$  é a temperatura de operação em  $K$ ;  $\varepsilon$  é a permissividade no material;  $\varepsilon_0$  é a permissividade do vácuo.

## 2.4 Inversores

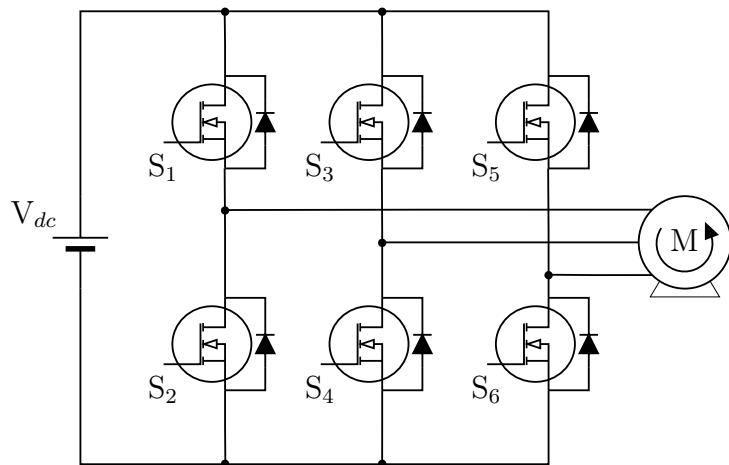
Os inversores são peças-chave para o funcionamento dos VE, com a função de converter a corrente contínua das baterias em corrente alternada para alimentar os motores elétricos. Além disso, os inversores têm um papel importante na regulação da potência e torque dos motores elétricos, bem como no controle da velocidade do veículo. Com a crescente popularidade dos VEs, os inversores estão se tornando cada vez mais sofisticados e eficientes, contribuindo para melhorias significativas na autonomia, desempenho e dirigibilidade desses veículos.

### 2.4.1 Voltage Source Inverter (VSI)

O VSI é um tipo comum de inversor utilizado em sistemas de acionamento elétrico, incluindo os sistemas de propulsão de VE. Ele se destaca por converter a corrente contínua em corrente alternada com uma tensão de saída constante, independentemente da carga conectada (BHARAT; MURTY, 2022).

Essa topologia de inversor, mostrado na Figura 38 possui uma boa eficiência, com perdas de energia relativamente baixas, o que o torna uma escolha popular para aplicações em VE (SAYED et al., 2022).

Figura 38 – Topologia VSI



Fonte: Próprio autor

Porém, o inversor VSI também tem algumas desvantagens, como a distorção da forma de onda fundamental, mudanças repentinas de frequência de chaveamento, adição de distorções harmônicas e comutação de alto estresse (EHSANI et al., 2010).

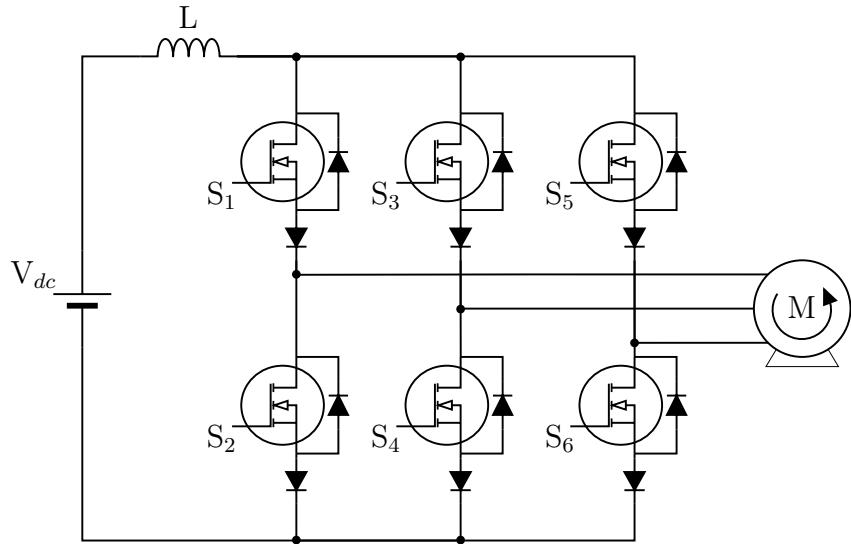
Apesar dessas limitações, o inversor VSI continua sendo uma escolha popular para sistemas de acionamento elétrico em VEs e outras aplicações industriais, devido à sua alta eficiência, confiabilidade e capacidade de controle preciso.

### 2.4.2 Current Source Inverter (CSI)

O CSI é um tipo de inversor de frequência amplamente utilizado em sistemas de acionamento de motores elétricos e em aplicações de energia renovável, como parques eólicos e sistemas fotovoltaicos (CHAKRABORTY et al., 2019).

A principal característica do CSI, mostrado na Figura 39, é o uso de uma fonte de corrente como entrada, ao contrário do VSI, que utiliza uma fonte de tensão como entrada. Isso faz com que o CSI apresente algumas vantagens e desvantagens em relação ao VSI.

Figura 39 – Topologia CSI



Fonte: Próprio autor

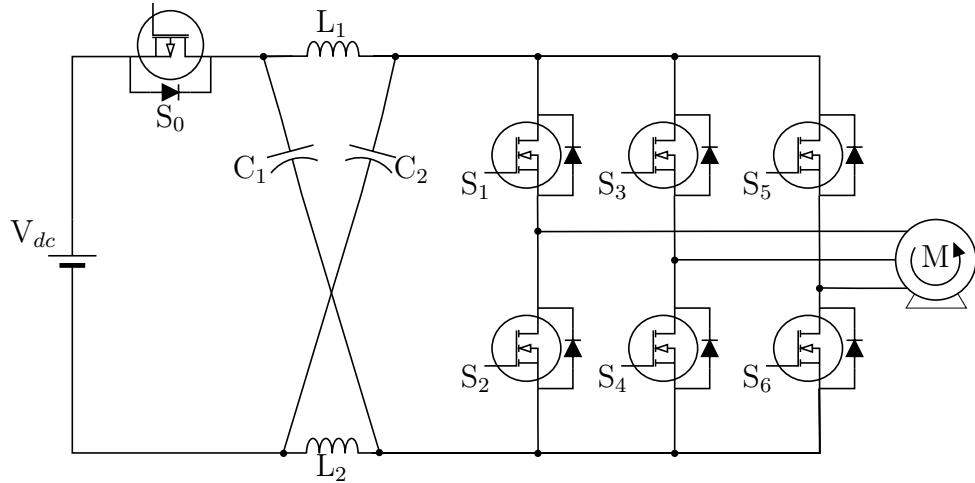
Uma das vantagens do CSI é a sua arquitetura simples e capacidade de fornecer uma corrente de saída praticamente constante, independentemente das variações de carga e tensão. Isso o torna adequado para aplicações que exigem uma corrente de saída estável e controlada, como em sistemas de acionamento de motores elétricos, onde é necessário um controle preciso da velocidade e do torque do motor. E ainda é capaz de operar com altos níveis de corrente e tensão, o que o torna adequado para aplicações de alta potência (SALEM; NARIMANI, 2022).

O CSI também apresenta desvantagens. Uma das principais é a presença de harmônicas de corrente na saída do inversor, o que pode causar problemas de qualidade de energia do sistema, como distorção de tensão e corrente, controle mais complexo e menor eficiência em baixas frequências de saída, o que pode resultar, por exemplo, em maiores perdas energéticas em baixas velocidades de rotação dos motores elétricos (TAHA; NARIMANI, 2021).

#### 2.4.3 Z-Source Inverter (ZSI)

O ZSI, mostrado na Figura 40, é uma topologia de inversor utilizada em várias aplicações de alta potência. Na área veicular, ele é aplicado em acionamento de motores elétricos e em sistemas de carregamento de baterias (DO et al., 2022). Os inversores tradicionais funcionam apenas como conversores *buck*, pois a tensão de saída é sempre menor do que a tensão CC de entrada, o ZSI trabalha tanto como *buck* ou *boost* (KADAM; PANCHADE, 2020).

Figura 40 – Topologia ZSI



Fonte: Próprio autor

As chaves de potência superior ( $S_1$ ,  $S_3$  e  $S_5$ ) e inferior ( $S_2$ ,  $S_4$  e  $S_6$ ) não podem ser acionadas simultaneamente, caso contrário a fonte CC será prejudicada. Portanto, um tempo morto é intencionalmente fornecida entre o ligar e desligar das chaves de potência complementares da mesma perna. Esse tempo morto causa distorção na corrente de saída. Essas deficiências são superadas no ZSI. A configuração do inversor utiliza dois capacitores e duas indutâncias para auxiliar a tensão de entrada a atender aos requisitos de tensão de saída do inversor (RAMANATHAN; BHARATIRAJA; ATHIKKAL, 2022). Algumas das desvantagens relacionados a este inversor é a alta corrente no início do seu funcionamento e o estresse de tensão nas chaves (AHMAD; DONGRE, 2022).

## 2.5 Motores Elétricos

Os motores elétricos têm se tornado cada vez mais populares em *powertrains* de veículos, impulsionando a revolução dos VEs. Esses motores são parte fundamental dos sistemas de propulsão elétrica, substituindo os motores de combustão interna em VEs e VEHs. Eles são conhecidos por sua eficiência energética, baixa emissão de poluentes, alta performance e menor manutenção em comparação com motores a combustão. Nesta seção, serão apresentados alguns tipos de motores elétricos usados em *powertrains* de veículos e suas características principais.

### 2.5.1 Motor de Indução (MI)

Os MI, mostrado na Figura 41, também conhecidos como motores assíncronos, são uma das opções populares de motores elétricos utilizados em VEs. Esses motores têm sido

amplamente aplicados em *powertrains* de VEs devido a suas características de desempenho, confiabilidade e custo relativamente baixo (EHSANI; GAO; EMADI, 2010).

Figura 41 – MI automotivo



Fonte: MAHLE South America (2023)

Uma das principais vantagens é sua simplicidade construtiva. Eles não possuem escovas, comutadores ou ímãs permanentes em seu projeto, o que reduz a necessidade de manutenção e aumenta sua durabilidade em comparação com outros tipos de motores elétricos (CHAPMAN, 2013). Além de serem conhecidos por sua alta eficiência em uma ampla faixa de carga, o que contribui para a eficiência energética dos VEs.

Outra vantagem é a capacidade de operar em uma ampla faixa de velocidades e cargas. Isso os torna ideais para aplicações automotivas, onde a demanda de torque varia em diferentes condições de condução, como arrancadas, acelerações, desacelerações e frenagens regenerativas (CAO et al., 2021).

No entanto, algumas desvantagens podem ser observadas. Um dos desafios é a necessidade de um sistema de controle mais complexo para gerenciar a velocidade e o torque do motor. Geralmente esses motores possuem uma menor densidade de torque em comparação com os motores de ímã permanente, o que pode exigir o uso de redutores de velocidade adicionais em algumas aplicações de VE (EHSANI et al., 2010).

## 2.5.2 Motor Síncrono de Ímãs Permanentes (MSIP)

O MSIP, mostrado na Figura 42, é um tipo de motor elétrico que utiliza ímãs permanentes para criar um campo magnético fixo no rotor do motor. Uma das principais características dessa topologia é a capacidade de operar em altas rotações com torque constante, o que é ideal para aplicações de VEs que exigem alto desempenho em termos de aceleração e velocidade máxima (ALOEYI; ALI; WANG, 2022).

Figura 42 – MSIP automotivo de 60kW



Fonte: ZYTEK (2023b)

O MSIP é amplamente utilizado em VEs, incluindo carros de passeio, veículos comerciais e veículos de transporte público. Ele é especialmente adequado para veículos que exigem alto desempenho, como carros esportivos elétricos e veículos de corrida elétricos, como os dos Formula-E mostrado na Figura 43, devido à sua alta potência específica e alta eficiência em velocidades elevadas (FATEMI et al., 2018).

Figura 43 – MSIP de 250kW utilizado na Formula-E



Fonte: ZYTEK (2023a)

Outra vantagem é a sua eficiência energética em uma ampla faixa de velocidades (MOHANRAJ et al., 2022). Como os ímãs permanentes no rotor criam um campo magnético fixo, o motor síncrono não tem perdas de rotor, tornando-o mais eficiente do que os MI em baixas velocidades e cargas parciais. Esses ímãs permanentes são feitos de materiais como neodímio, samário e ferrite, que têm alta remanência e coercividade, permitindo que o motor opere com alta eficiência em uma ampla faixa de velocidades (FATEMI et al., 2018).

Entretanto, os MSIP possuem algumas particularidades que são apontadas como desvantagens, que é a utilização de terras raras para a fabricação dos ímãs, o que eleva o valor agregado dessa topologia e a sensibilidade a altas temperaturas que podem acarretar na desmagnetização dos ímãs permanentes (ARJUN; KUMAR, 2021; SASAKI et al., 2022).

### 2.5.3 Motor Brushless DC (BLDC)

Os motores BLDC, mostrado na Figura 44, são amplamente utilizados em VEs devido às suas características de eficiência, durabilidade e desempenho. Eles pertencem à mesma família dos MSIP, apenas diferenciados pelas características da forma de onda da força contra eletromotriz, que no caso do BLDC é quadrada ou trapezoidal e no caso do MSIP é senoidal. Ao contrário dos motores CC comuns, os motores BLDC não possuem escovas, portanto, não há perdas de energia associadas ao atrito das escovas com o comutador (USMAN; RAJPUROHIT, 2020). Além disso, os motores BLDC são projetados com poucas partes móveis, o que os tornam menos suscetíveis a falhas mecânicas e reduz a necessidade de reparos (KUMAR et al., 2022).

Figura 44 – BLDC automotivo de 20kW



Fonte: Brushless (2023)

Eles têm uma alta relação torque-potência, o que significa que podem fornecer torque elevado em altas rotações, tornando-os atraentes para aplicações em VEs, como carros de passeio, veículos comerciais e veículos de duas rodas, como motocicletas e bicicletas elétricas. Além de uma resposta rápida e precisão de controle, o que permite um melhor desempenho em termos de aceleração, desaceleração e controle de velocidade (SONI; BARAI, 2022).

Contudo, os motores BLDC também enfrentam alguns desafios em aplicações de VEs. Um dos principais desafios é o custo inicial mais elevado em comparação com outros

tipos de motores elétricos, devido à complexidade do sistema eletrônico de controle e ao uso de ímãs permanentes de terras raras, que encarecem o projeto. Além disso, os motores BLDC requerem eletrônica de controle sofisticada, como sensores de posição e sistemas de controle de temperatura, para garantir um funcionamento eficiente e seguro, o que pode aumentar a complexidade do sistema e o custo de manutenção (SAHA; SINGH, 2021).

### 2.5.4 Motor de Relutância Chaveada (MRC)

Os MRCs são uma classe de motores elétricos que operam com base na diferença de relutância entre os caminhos magnéticos no rotor e no estator do motor. Seu princípio de funcionamento é baseado na busca pelo alinhamento do rotor com o campo magnético do estator. Quando a corrente é aplicada a uma bobina do estator, ela gera um campo magnético que atrai as partes salientes do rotor, fazendo com que o rotor se alinhe com o campo magnético. Em seguida, a corrente é comutada para outra bobina do estator, que ocasiona em um movimento de rotação contínuo (EHSANI; GAO; EMADI, 2010).

Uma das principais vantagens dos MRCs é o seu bom desempenho em uma ampla faixa de velocidades de rotação. A geometria do rotor, com suas partes salientes, faz com que o torque seja gerado em um amplo intervalo de ângulos de relutância, o que resulta em um alto torque em relação à corrente aplicada (YADAV; MANISHA, 2022).

Não ter ímãs permanentes permite que os MRCs sejam operados em condições mais severas e possam suportar altas temperaturas sem perda significativa de desempenho e elimina a dependência de materiais de terras raras, que têm um custo elevado e possuem disponibilidade limitada. A simplicidade da construção do rotor, sem a necessidade de ímãs permanentes ou bobinas no rotor, resulta em uma redução de custos de fabricação em comparação com outros tipos de motores elétricos (LU; GUO; LIAW, 2021).

No entanto, os MRCs possuem contrapartidas como o típico torque pulsante, o ruído gerado durante o funcionamento, a necessidade de eletrônica de potência complexa, menor densidade de fluxo e menor adoção comercial (YADAV; MANISHA, 2022; CAO et al., 2021).

## 2.6 Modelagem Aerodinâmica do Veículo

Ao analisar um corpo em movimento e atribuir o quanto de energia é necessário para sair da inércia ou acelerá-lo, é necessário trazer em questão variáveis do mundo real, que indiquem uma dinâmica fiel do sistema observado. Após uma breve introdução a respeito de sistemas chave de um VE, chega-se o momento de observar a parte mecânica geral do veículo. Nesta seção será apresentado um estudo de um modelo matemático levando em consideração as variáveis atribuídas no funcionamento aerodinâmico de um veículo.

### 2.6.1 Arrasto Aerodinâmico

A força de arrasto aerodinâmico é a resistência causada pelo movimento de um corpo através do ar. Essa força age na direção oposta à velocidade do fluxo de ar incidente. A velocidade relativa entre o corpo e o fluido é o que provoca essa resistência (XAVIER, 2023).

A força de arrasto aerodinâmico pode ser descrita na Equação 2.13:

$$F_D = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot C_D \cdot A(v + v_{air})^2 \quad (2.13)$$

Onde  $\rho$  é a densidade do ar;  $C_D$  é o coeficiente de arrasto aerodinâmico;  $A$  é a área transversal do veículo;  $v$  é a velocidade do veículo em  $m/s$  e  $v_{air}$  é a velocidade do vento em  $m/s$ .

### 2.6.2 Resistência ao Rolamento

A resistência ao rolamento é um efeito físico importante, mas desafiador de modelar com precisão. A resistência ao rolamento é uma função dos parâmetros de *design* do pneu, pressão do pneu, temperatura do pneu, umidade da estrada e irregularidades da superfície da estrada (BECKERS; BESSELINK; NIJMEIJER, 2022).

A resistência ao rolamento pode ser descrita pela Equação 2.14:

$$F_R = C_R \cdot m \cdot g \quad (2.14)$$

Onde  $m$  é a massa do veículo;  $g$  é a aceleração da gravidade, normalmente  $9,81m/s^2$  e  $C_R$  é o coeficiente de resistência ao rolamento.

O peso do veículo tem um impacto direto na resistência ao rolamento. O coeficiente de resistência ao rolamento tende a ser relativamente constante em baixas velocidades. Embora ele aumente em altas velocidades, os efeitos não são tão significativos, uma vez que as perdas do veículo são dominadas pela resistência aerodinâmica (HAYES; GOODARZI, 2018).

### 2.6.3 Coeficientes de Carga Rodoviária do Veículo

A carga rodoviária é a força exercida em um veículo enquanto ele se desloca em velocidade constante sobre uma superfície nivelada e suave, originada de fontes como a resistência ao rolamento dos pneus, as perdas na transmissão e o arrasto aerodinâmico (LIANG; WU; WU, 2021).

A força de carga rodoviária do veículo em função da velocidade pode ser expressa pela Equação 2.15:

$$F_V = A + Bv + Cv^2 \quad (2.15)$$

Onde  $v$  é a velocidade do veículo em  $m/s$  e  $A, B$  e  $C$  são os coeficientes determinado pelo teste de desaceleração veicular. Nesse teste observa-se a desaceleração do veículo com a transmissão em neutro, em uma pista plana (KIRA, 2020).

#### 2.6.4 Coeficiente de Inclinação

A carga imposta ao veículo pode aumentar ou diminuir dependendo se ele estiver subindo ou descendo uma superfície inclinada. A força de subida ou força de descida pode ser descrita pela Equação 2.16:

$$F_C = m \cdot g \cdot \sin(\Theta) \quad (2.16)$$

Onde  $\Theta$  é o ângulo de inclinação da superfície. A força de subida é positiva, resultando em operação de acionamento do motor. A força de descida é negativa e pode resultar em regeneração de energia para a bateria, um modo comumente utilizado em veículos elétricos para desacelerar o veículo, em vez de usar freios de atrito (HAYES; GOODARZI, 2018).

#### 2.6.5 Modelo Dinâmico do Veículo

A aceleração de um carro ou motocicleta é um indicador-chave de desempenho, embora não haja uma medida padrão utilizada. Normalmente, o tempo necessário para acelerar do repouso até 100km/h é fornecido. Os tempos mais próximos de um padrão para VEs são de 0 a 30 km/h e 0 a 50 km/h, embora esses tempos nem sempre sejam fornecidos para todos os veículos (LARMINIE; LOWRY, 2003).

A força motriz necessária para acelerar o veículo é a soma da aceleração, carga e força de subida, mostrada na Equação 2.17:

$$F_m = F_a + F_v + F_C \quad (2.17)$$

Onde  $F_a$  é a força de aceleração expressa pela segunda lei de Newton para sistemas lineares, mostrada pela Equação 2.18

$$F_a = m \cdot a = m \cdot \frac{dv}{dt} \quad (2.18)$$

Aplicando a Equação 2.15 e a Equação 2.16 na Equação 2.17, temos:

$$F_m = m \cdot \frac{dv}{dt} + A + Bv + Cv^2 + m \cdot g \cdot \sin(\Theta) \quad (2.19)$$

O torque motriz é requerido pelo eixo do veículo, ele pode ser expresso pela Equação 2.20:

$$T_m = F_m \cdot r \quad (2.20)$$

Onde  $r$  é o raio da roda do veículo.

A partir da segunda lei de Newton aplicado a sistemas girantes, pode-se expressar o torque da seguinte forma:

$$T = J \cdot \alpha = J \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (2.21)$$

Onde  $J$  é o momento de inércia;  $\alpha$  é a aceleração e  $\omega$  é a velocidade angular.

Além do torque motriz necessário para mover o veículo, também devemos considerar o torque necessário para girar as peças rotativas dentro do *powertrain*. Isso é representado pelo momento de inércia aplicado ao eixo do veículo. Logo, o torque total aplicado ao eixo é expresso pela Equação 2.22:

$$T_{eixo} = T_m + J_{eixo} \cdot \alpha_{eixo} \quad (2.22)$$

Onde  $J_{eixo}$  é o momento de inércia do eixo e  $\alpha_{eixo}$  é aceleração angular do eixo.

Incluindo a Equação 2.20 e sabendo que  $v = \omega \cdot r$ , temos:

$$T_{eixo} = r \cdot \left\{ m \cdot \frac{dv}{dt} + (A + m \cdot g \cdot \sin(\Theta) + Bv + Cv^2) \right\} + \frac{J_{eixo}}{r} \cdot \frac{dv}{dt} \quad (2.23)$$

O torque de tração é o torque desenvolvido no eixo de saída do motor elétrico. O torque e potência máximos do motor de tração são geralmente especificados pelo fabricante. Esses valores representam a potência e torque máximos disponíveis no eixo do motor. O torque de tração está diretamente relacionado com o torque de acionamento do eixo. A relação de engrenagem do *powertrain* é especificada pelo fabricante na maioria dos carros. A relação de engrenagem e a eficiência de transmissão podem impactar significativamente o torque de acionamento necessário (HAYES; GOODARZI, 2018). O torque do eixo está relacionado com o torque de tração, quando em funcionamento, é representado pela Equação 2.24:

$$T_{eixo} = n_g \cdot \eta_g \cdot T_t \quad (2.24)$$

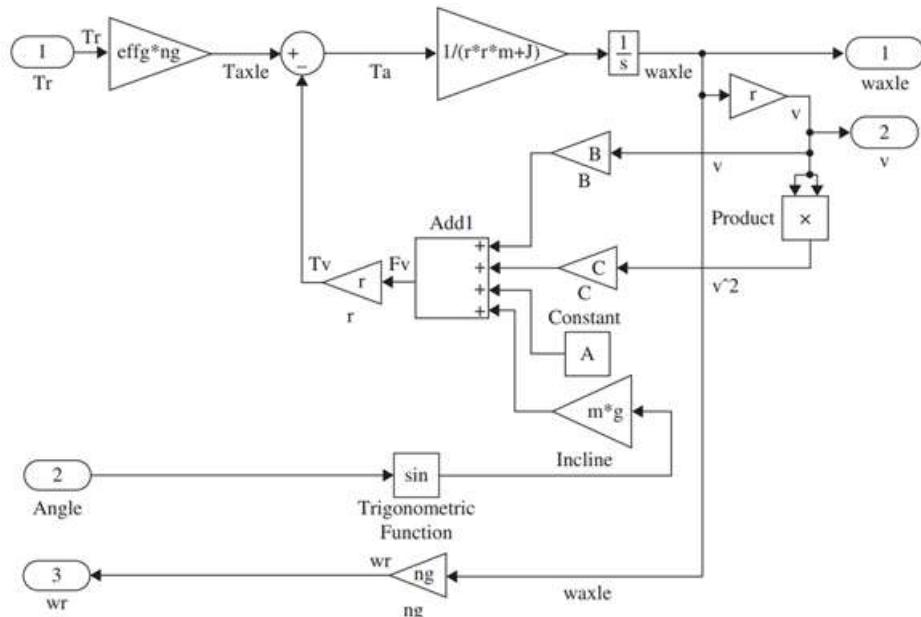
Onde  $n_g$  é a relação de engrenagem;  $\eta_g$  é a eficiência de transmissão e  $T_t$  é o torque de tração.

Logo o torque de tração pode ser representado pela Equação 2.25:

$$T_{eixo} = \frac{r}{n_g \cdot \eta_g} \cdot \left\{ \left( m \cdot + \frac{J_{eixo}}{r} \right) \cdot \frac{dv}{dt} + (A + m \cdot g \cdot \sin(\Theta) + Bv + Cv^2) \right\} \quad (2.25)$$

O diagrama de blocos que representa a modelagem dinâmica do veículo pode ser observado na Figura 45.

Figura 45 – Diagrama de blocos do modelo dinâmico de um veículo



Fonte: Hayes e Goodarzi (2018)

### 3 Motivação, Justificativa e Objetivos

Um dos desafios enfrentados pelos VEs é a limitação da capacidade de armazenamento de energia de suas fontes acumuladoras, o que pode levar à limitação da sua autonomia.

Uma possível solução para esse problema é a utilização de diferentes fontes de energia como baterias de lítio, células combustíveis, painéis solares e supercapacitores, o que aumentaria a capacidade de energia acumulada e permitiria uma maior autonomia ao veículo. Das topologias de conversores apresentadas, os multiportas isolados se encaixam muito bem nesta situação, pois apresentam configurações que agregam diferentes fontes em um mesmo sistema e de forma segura.

Diversas técnicas podem ser aplicadas para o controle dos conversores multiportas, detancando-se o MPC, que vem crescendo cada vez mais e apresenta-se como o estado da arte no que diz respeito a técnicas de controle aplicados a conversores.

Portanto, dentro do contexto geral dos VEs e dos conversores de potência aplicados ao seu ecossistema, simulações computacionais serão executadas com o intuito de observar o comportamento das topologias e a aplicabilidade das técnicas de controle em *powertrains* de VEs.

O objetivos principal do trabalho proposto é:

- Realizar simulações computacionais de um *powertrain* utilizando o conversor TAB controlado por MPC com gradiente descendente

Os objetivos específicos são:

- Analisar a resposta do sistema frente á variações de torque;
- Comparar o erro em regime permanente entre o MPC e o compensador PI;
- Classificar qualitativamente os algoritmos de GD utilizados quanto às respostas apresentadas;
- Avaliar o erro nas respostas devido á utilização do modelo fasorial dos conversores.

## 4 Comentários da Parte I

O *powertrain* de um VE é uma sofisticada combinação de componentes que trabalham em sinergia com o objetivo de fornecer a propulsão necessária para o veículo se mover. Desde o acumulador de energia até a transmissão, passando pelo inversor, motor elétrico, e os sistemas de gerenciamento e controle, cada parte é crucial para o desempenho e eficiência do VE.

A eletrificação dos *powertrains* traz inúmeras vantagens, como a redução das emissões de gases de efeito estufa, o aumento da eficiência energética e a melhoria da experiência de condução. No entanto, também apresenta desafios técnicos e econômicos, como a necessidade de infraestrutura de recarga adequada e a gestão eficaz da capacidade do acumulador de energia.

Com a rápida evolução da tecnologia e o crescente interesse na mobilidade sustentável, os VEs estão se tornando cada vez mais complexos e sofisticados. A compreensão detalhada de suas partes componentes é fundamental para aproveitar ao máximo seus benefícios e impulsionar o futuro da mobilidade limpa e sustentável.

## Parte II

Controle do Conversor DAB com MPC

## 5 Introdução da Parte II

O MPC é uma abordagem atual de controle dentro da eletrônica de potência. Uma aplicação interessante do MPC é o controle de conversores DAB, que são dispositivos eletrônicos de potência utilizados em sistemas de energia renovável, VE e outros sistemas de conversão de energia. Neste contexto, uma técnica promissora é a aplicação do gradiente descendente no MPC, que combina as vantagens do MPC com as técnicas de otimização baseadas em gradiente.

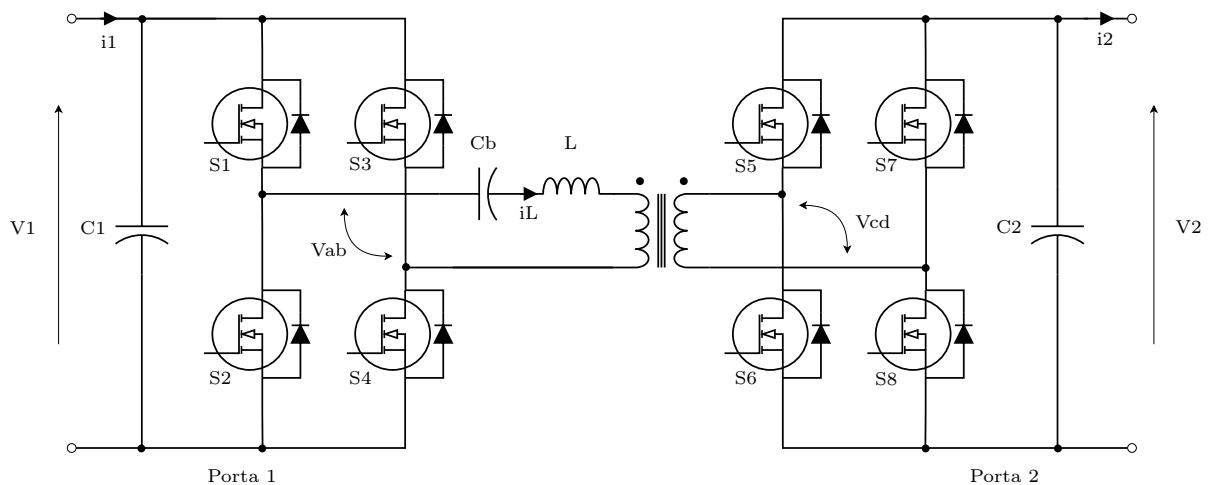
Neste capítulo, discutiremos o uso de controle MPC com gradiente descendente aplicado a um conversor DAB, abordando os princípios básicos do MPC, as características do conversor DAB e como a combinação dessas duas técnicas pode melhorar o desempenho do controle deste conversor, considerando restrições e objetivos específicos.

Serão apresentadas também as vantagens e desafios dessa abordagem, bem como possíveis direções futuras de pesquisa nessa área promissora do controle de sistemas eletrônicos de potência.

# 6 Conversor DAB

O conversor DAB é um conversor CC-CC proposto por (DONCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1991), com a finalidade de aplicação em sistemas de alta densidade energética e alto fluxo de potência. Na sua estrutura observa-se duas pontes ativas, trabalhando de um lado como inversor e do outro como retificador, ambas controladas. Para interligar as duas pontes, há um transformador de alta frequência como apresentado na Figura 46.

Figura 46 – Topologia do conversor DAB



Fonte: Próprio autor

Nos conversores isolados, a indutância de dispersão do transformador é frequentemente considerada como um elemento parasita e indesejado, uma vez que pode causar sobretensões nos interruptores. No entanto, no contexto do DAB, essa indutância de dispersão atua como meio de transferência de energia entre as portas. Dependendo do valor obtido no projeto do transformador, pode ser necessário conectar indutores externos em série para aumentar e/ou permitir a transmissão de potência de forma controlada e segura (MAMEDE, 2016).

Para evitar a saturação do transformador por elementos CC provenientes do chaveamento das pontes, um capacitor de bloqueio, que é dimensionado com base no critério da frequência de ressonância proposto por (BARBI, 2007), é inserido ao circuito. Segundo esse critério, as indutâncias e o capacitor de bloqueio são considerados como um circuito tanque LC ressonante, cuja frequência de ressonância  $f_0$  é determinada por (6.1).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_b}} \quad (6.1)$$

De forma que o DAB não opere como um circuito série ressonante, é necessário ajustar a frequência do tanque de forma que a frequência relativa seja maior que 1. A frequência relativa é a razão entre a frequência de chaveamento do sistema pela frequência natural do circuito LC, mostrado em (6.2).

$$f_r = \frac{f}{f_0} \gg 1 \quad (6.2)$$

Onde  $f_r$  é a frequência relativa e  $f$  é frequência de chaveamento do circuito.

Inclui-se a equação (6.1) em (6.2) e ao manipular algebraicamente é encontrada a expressão para calcular o valor do capacitor de bloqueio, mostrado em (6.3).

$$C_b = \left( \frac{f_r}{f} \right)^2 \cdot \frac{1}{4\pi^2 L} \quad (6.3)$$

Neste trabalho é utilizado um transformador ideal, logo as indutâncias e resistências dos enrolamentos são zero. Portanto, relação entre o número de espiras é substituída pela relação de tensão nos enrolamentos, como mostra a equação (6.4).

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_2}{V_1} \quad (6.4)$$

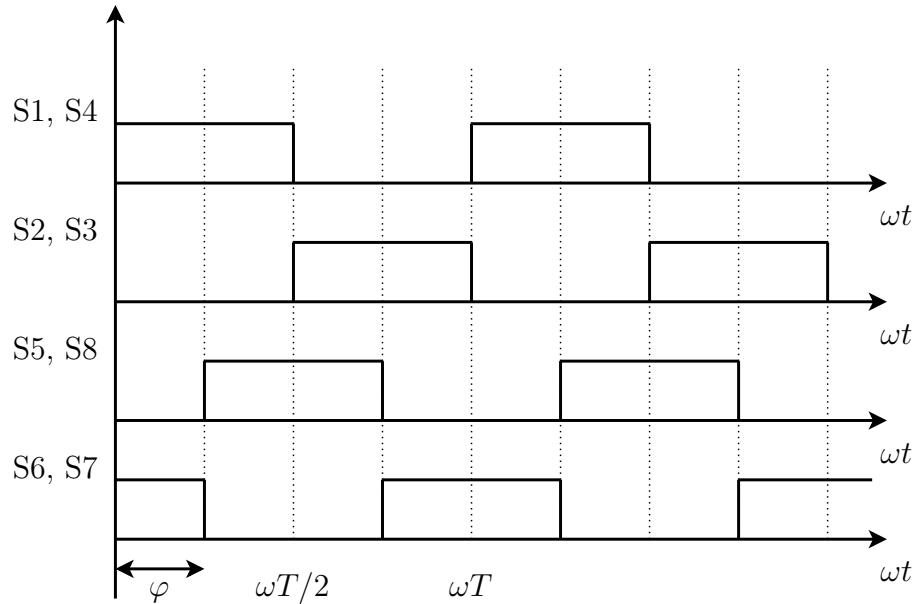
Uma técnica bastante utilizada para controlar o fluxo de potência entre as portas do DAB é pela defasagem angular entre os comandos dos interruptores das portas, que operam com 50% de razão cíclica.

## 6.1 Etapas de Operação

Nesta modulação o conversor possui seis etapas de operação que serão descritas, com a finalidade de facilitar o entendimento do seu funcionamento. Será considerado que, em cada etapa, um determinado conjunto de semicondutores, chaves e diodos, irá conduzir por um ângulo  $\theta_i$ , onde  $i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ . Os interruptores de dois quadrantes genéricos ( $S_x$ ) da Figura 46 serão desmembrados em um interruptor controlável ( $Q_x$ ) e um diodo ( $D_x$ ). Levando em consideração que  $L$  é concentrada em um indutor externo conectado ao enrolamento primário.

Na Figura 47 é mostrado a sequência de chaveamento para que o conversor DAB atue com a modulação *Phase Shift* onde  $\varphi$  é o ângulo de defasagem (em radianos) entre o comando das pontes.

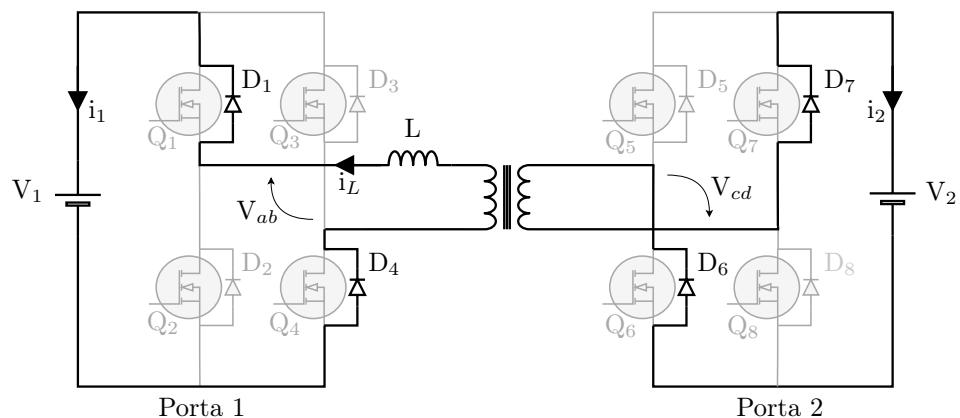
Figura 47 – Sequência de chaveamento do conversor DAB



Fonte: Próprio autor

### 6.1.1 1<sup>a</sup> Etapa

Na Figura 48 é mostrado a primeira etapa de chaveamento do DAB. Ela é caracterizada pela corrente não circular pelas chaves, e sim pelos diodos  $D_1, D_4, D_6$  e  $D_7$ . A corrente na indutância ( $i_L$ ) está partindo de um valor inicial definido de ( $i_L(0)$ ), e decrescendo com uma taxa de variação dada pela equação (6.5).

Figura 48 – 1<sup>a</sup> etapa de operação do DAB

Fonte: Próprio autor

$$\Delta i_L = \left( \frac{V_1 + V'_2}{\omega L} \right) \cdot \theta_1 \quad (6.5)$$

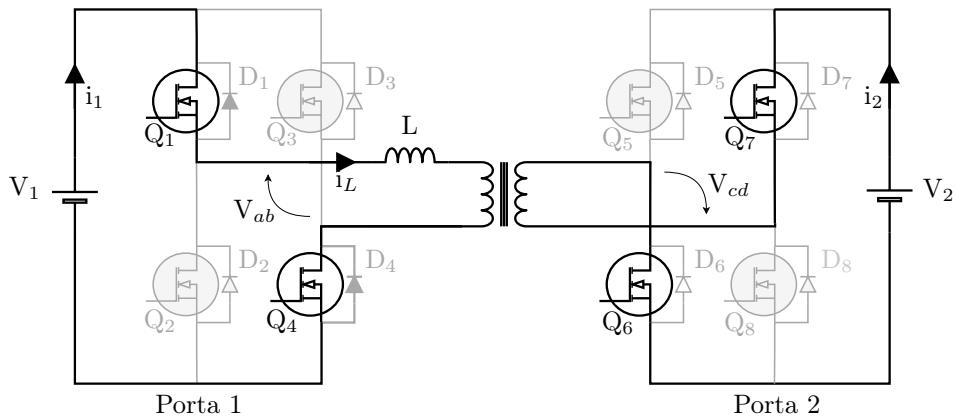
Essa etapa chega ao fim quando a corrente no indutor atinge zero e os diodos são bloqueados.

### 6.1.2 2<sup>a</sup> Etapa

Na Figura 49 é mostrado a segunda etapa de chaveamento do DAB. Inicia-se com o bloqueio dos diodos e entrada em condução das chaves  $S_1, S_4, S_6$  e  $S_7$ . A corrente  $i_L$  agora cresce com taxa de variação dada por (6.6).

$$\Delta i_L = \left( \frac{V_1 + V'_2}{\omega L} \right) \cdot \theta_2 \quad (6.6)$$

Figura 49 – 2<sup>a</sup> etapa de operação do DAB



Fonte: Próprio autor

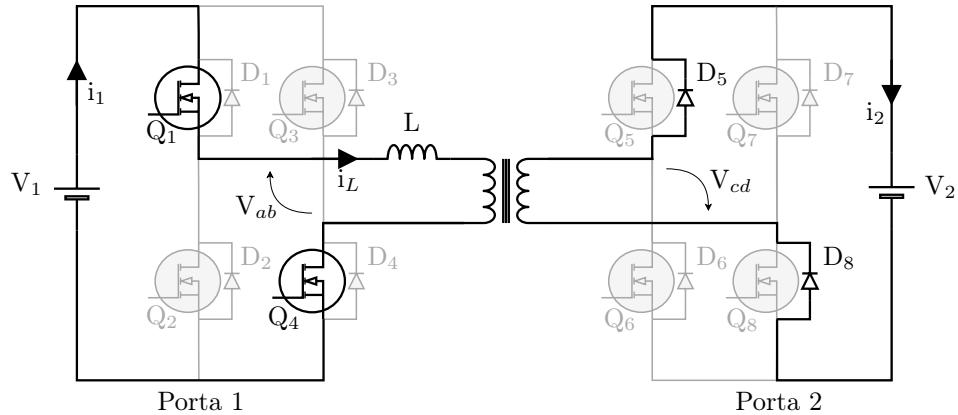
Essa etapa é finalizada quando as chaves  $Q_6$  e  $Q_7$  são bloqueadas e as chaves  $Q_5$  e  $Q_8$  são acionadas.

### 6.1.3 3<sup>a</sup> Etapa

Na Figura 50 é mostrado a terceira etapa de chaveamento do DAB. Ela se inicia quando  $Q_6$  e  $Q_7$  são bloqueados e  $Q_8$  e  $Q_5$  são conduzidos. Porém, não entram em condução devido ao sentido da corrente na indutância, que impõem que os diodos  $D_5$  e  $D_8$  entrem em condução. No início desta etapa, o ângulo de condução é igual ao ângulo de defasagem entre as tensões, ou seja,  $\theta = \varphi$ . Logo, a corrente  $i_L$  assume o valor  $i_L(\varphi)$ .

Durante a referida etapa, a taxa de variação da corrente é determinada por (6.7). O fim da terceira etapa de operação ocorre com o bloqueio das chaves  $Q_1$  e  $Q_4$ .

$$\Delta i_L = \left( \frac{V_1 + V'_2}{\omega L} \right) \cdot \theta_3 \quad (6.7)$$

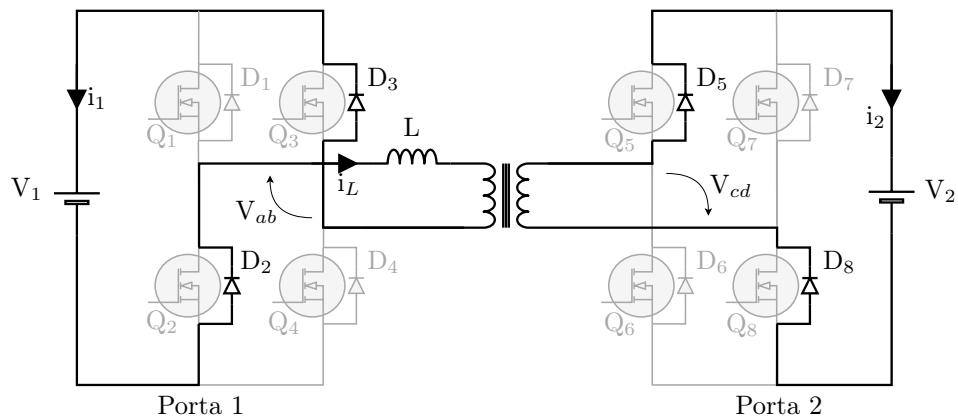
Figura 50 – 3<sup>a</sup> etapa de operação do DAB

Fonte: Próprio autor

#### 6.1.4 4<sup>a</sup> Etapa

Na Figura 51 é mostrado a quarta etapa de chaveamento do DAB. Nesta etapa as chaves  $Q_2$  e  $Q_3$  são acionados, todavia, devido ao sentido da corrente da indutância, são os diodos  $D_2$  e  $D_3$  que entram em condução. A corrente  $i_L$  tem valor  $i_L(\pi)$  e o ângulo de condução, dos tempos, é  $\theta = \pi$ . Nesta etapa, a derivada da corrente assume um valor negativo. A corrente começa a decrescer a uma taxa dada por (6.8).

$$\Delta i_L = - \left( \frac{V_1 + V'_2}{\omega L} \right) \cdot \theta_4 \quad (6.8)$$

Figura 51 – 4<sup>a</sup> etapa de operação do DAB

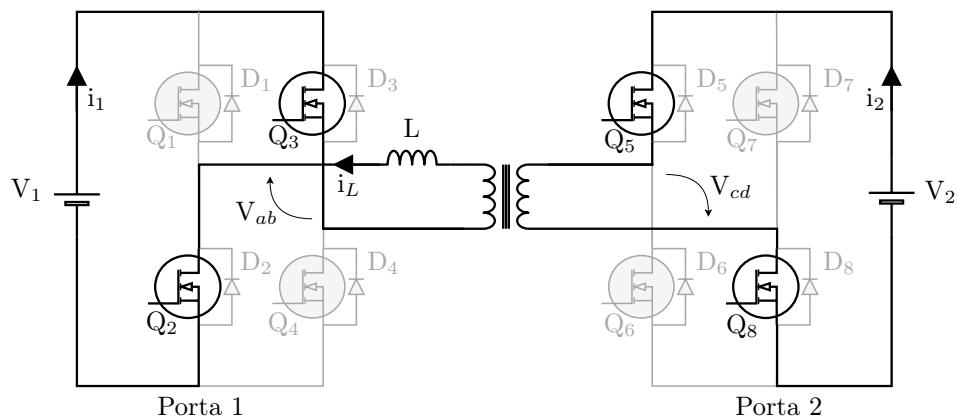
Fonte: Próprio autor

### 6.1.5 5<sup>a</sup> Etapa

Na Figura 52 é mostrado a quinta etapa de chaveamento do DAB. Essa etapa se inicia com a condução das chaves  $Q_2, Q_3, Q_5$  e  $Q_8$ . A corrente  $i_L$  começa a crescer negativamente, conforme (6.9). A etapa é finalizada ao abrir as chaves  $Q_5$  e  $Q_8$  e conduzir as chaves  $Q_6$  e  $Q_7$ .

$$\Delta i_L = - \left( \frac{V_1 + V'_2}{\omega L} \right) \cdot \theta_5 \quad (6.9)$$

Figura 52 – 5<sup>a</sup> etapa de operação do DAB



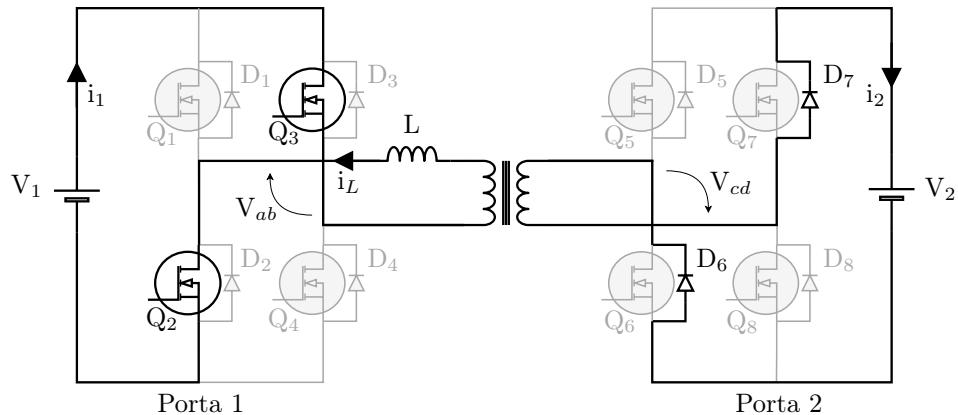
Fonte: Próprio autor

### 6.1.6 6<sup>a</sup> Etapa

Na Figura 53 é mostrado a sexta e ultima etapa de chaveamento do DAB. Nessa etapa as chaves  $Q_5$  e  $Q_8$  são bloqueadas enquanto as chaves  $Q_6$  e  $Q_7$  são acionadas. Devido o sentido da corrente do indutor, força-se a condução pelos diodos  $D_6$  e  $D_7$ . Assim, no mesmo instante a corrente  $i_L$  possui o valor  $i_L(\pi + \varphi) = -i_L(\varphi)$ . Neste instante, a derivada da corrente é dada por (6.10).

$$\Delta i_L = - \left( \frac{V_1 + V'_2}{\omega L} \right) \cdot \theta_6 \quad (6.10)$$

Ao final dessa etapa a corrente no indutor assume  $i_L(2\pi)$ , que por sua vez  $i_L(2\pi) = -i_L(\pi)$  que é o mesmo que  $i_L(0)$ , ou seja, todo o processo volta a se repetir.

Figura 53 – 6<sup>a</sup> etapa de operação do DAB

Fonte: Próprio autor

## 6.2 Principais Formas de Onda

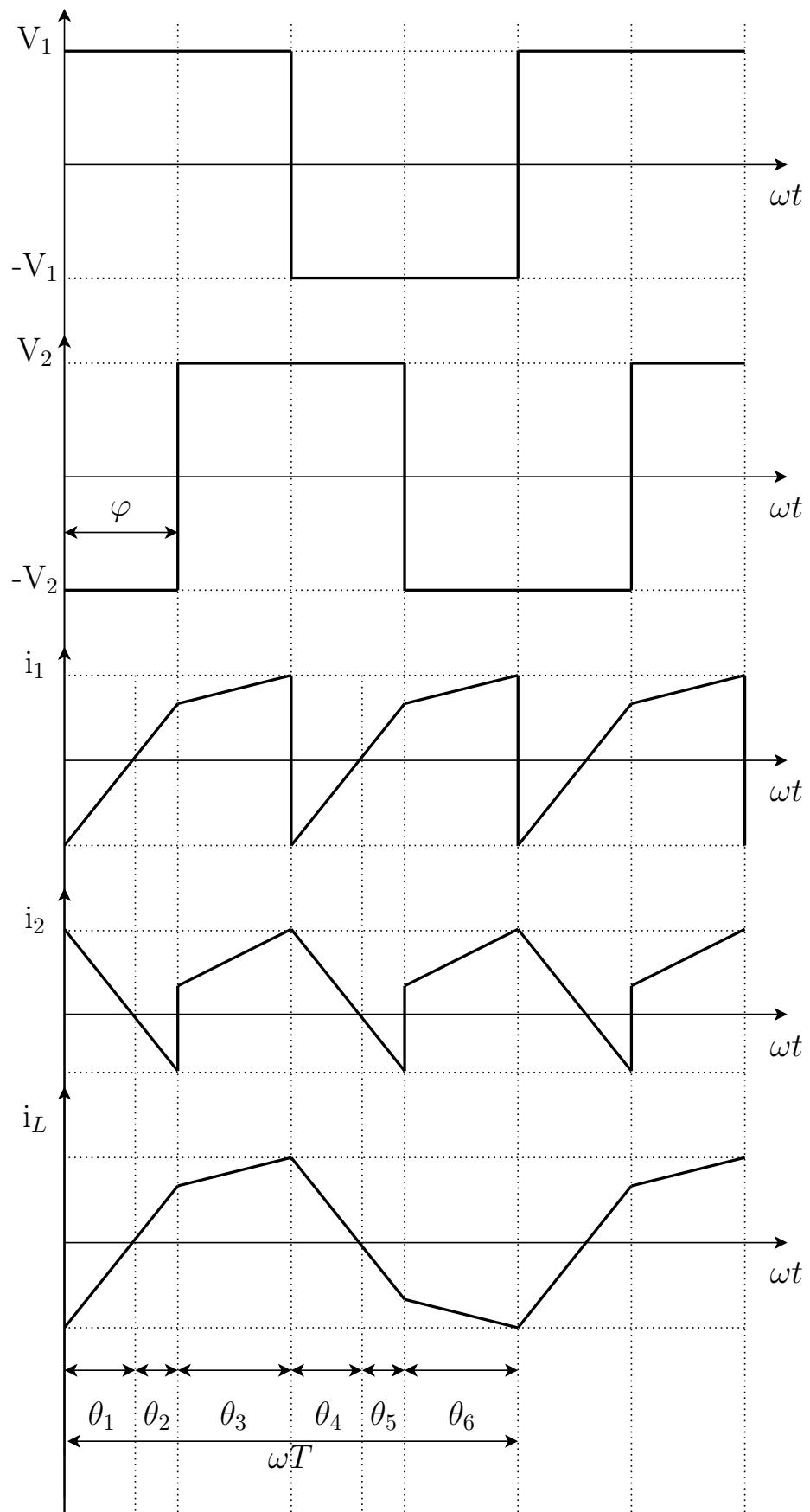
Na Figura 54, são apresentadas as principais formas de onda do conversor DAB, destacando suas etapas de operação. É levado em consideração que  $V_1 > V_2$ . Percebe-se que as tensões  $V_{ab}$  e  $V_{cd}$  são constantes, com amplitude igual ao valor da tensão constante de sua respectiva porta, durante cada etapa de operação e seus valores alternam entre valores positivos e negativos.

A corrente nas portas  $i_1$  e  $i_2$  apresentam o mesmo comportamento da corrente no indutor externo, apenas mudando o sentido. A Tabela 3 mostra quais componentes estão em condução durante cada etapa de operação.

Tabela 3 – Componentes em condução durante diferentes etapas de condução

Etapa	Primário	Secundário	Duração
1 <sup>a</sup>	$D_1$ e $D_4$	$D_6$ e $D_7$	$\theta_1$
2 <sup>a</sup>	$Q_1$ e $Q_4$	$Q_6$ e $Q_7$	$\theta_2$
3 <sup>a</sup>	$Q_1$ e $Q_4$	$D_5$ e $D_8$	$\theta_3$
4 <sup>a</sup>	$D_2$ e $D_3$	$D_5$ e $D_8$	$\theta_4$
5 <sup>a</sup>	$Q_2$ e $Q_3$	$Q_5$ e $Q_8$	$\theta_5$
6 <sup>a</sup>	$Q_2$ e $Q_3$	$D_6$ e $D_7$	$\theta_6$

Figura 54 – Formas de onda características do DAB



Fonte: Próprio autor

### 6.3 Corrente Média na Porta 1

Na Figura 54, ao analisar a forma de onda da corrente no indutor, observa-se que ao juntar os períodos  $\theta_1$  e  $\theta_2$  acaba por coincidir com exatos meio período do ciclo do conversor, de forma que basta apenas meio período para calcular seu valor médio. Além disso, durante a primeira metade do período de operação, a corrente que passa pelo indutor é igual a corrente da porta 1. Em vista de tais argumentos, e se considerando um ângulo de condução genérico, a corrente na indutância pode ser definida como mostrado na equação (6.11)

$$I_1 = \frac{2}{\omega T_s} \left( \int_0^\pi i_{L(\theta_i)}(\theta) d\theta \right) \quad (6.11)$$

Como  $i_{L(\theta_i)}$  é linear por partes, pode-se expandir a integral de (6.11) para a forma apresentada em (6.12).

$$I_1 = \frac{2}{\omega T_s} \left( \int_0^\varphi i_{L(\theta_1)}(\theta) d\theta + \int_\varphi^\pi i_{L(\theta_2)}(\theta) d\theta \right) \quad (6.12)$$

Resolvendo as integrais e substituindo os instantes de tempo, chega-se ao valor médio da corrente na porta1, expresso na equação (6.13).

$$I_1 = \frac{V_2}{2\pi f L n} \cdot \varphi \cdot \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (6.13)$$

### 6.4 Potência Média Transmitida

A potência média transferida da fonte  $V_1$  para a fonte  $V_2$ , em Watts, é o resultado do produto entre a corrente média da porta 1, expressa pela equação (6.13), pela tensão da fonte  $V_1$ , como mostra a equação (6.14).

$$P = V_1 \cdot I_1 = \frac{V_1 V_2}{2\pi f L n} \cdot \varphi \cdot \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (6.14)$$

A fim de observar o comportamento da potência em relação ao ângulo de defasagem de fase, são escolhidos valores de base definidas por (6.15).

$$\begin{aligned} V_{base} &= V_1 \\ I_{base} &= \frac{V_1}{2\pi f L} \\ P_{base} &= V_{base} \cdot I_{base} \end{aligned} \quad (6.15)$$

Assim a potência ativa em p.u. (por unidade) transmitida é dado por (6.16).

$$P_{p.u.} = \frac{P}{P_{base}} = \frac{V_2}{nV_1} \cdot \varphi \cdot \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi}\right) \quad (6.16)$$

O ganho de tensão do conversor referenciado a primário é definido como  $d$ , como demonstrado em (6.17).

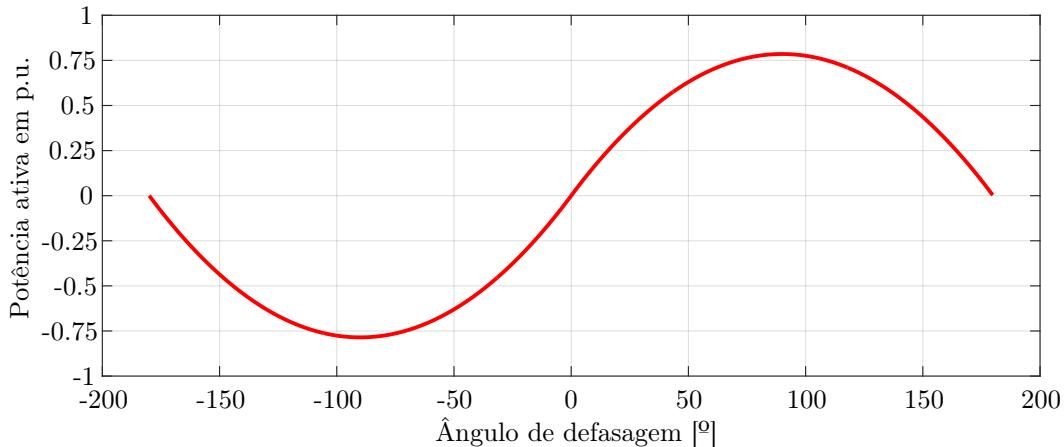
$$d = \frac{V'_2}{V_1} = \frac{V_2}{nV_1} \quad (6.17)$$

Aplicando (6.17) em (6.16), obtém-se a equação (6.18).

$$P_{p.u.} = d \cdot \varphi \cdot \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi}\right) \quad (6.18)$$

O gráfico que representa o comportamento da potência em função do ângulo  $\varphi$ , para  $d = 1$ , é mostrado na Figura 55.

Figura 55 – Gráfico da potência ativa em p.u. em função do ângulo de defasagem  $\varphi$



Fonte: Próprio autor

Do ponto de vista da porta 1, para valores negativos de  $\varphi$ , o fluxo de potência é inverso, ou seja, a fonte 1 está absorvendo potência. Apesar do DAB conseguir trabalhar no intervalo de  $-180^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$ , não é aconselhado trabalhar com ângulos fora do limite de  $\pm 90^\circ$ , devido aos elevados valores eficazes de corrente que circularão pelos componentes e ao aumento do fluxo de potência reativa (dos Santos, 2011).

## 6.5 Corrente Média na Porta 2

Ao considerar um conversor com dispositivos ideais, como chaves e transformador, é garantido que não haverá perdas durante a transferência de potência entre as portas, ou

seja,  $P = P_1 = P_2$ . Assim, a corrente média da porta 2 pode ser expressa pela equação (6.19).

$$\frac{P}{V_2} = I_2 = \frac{V_1}{2\pi f L n} \cdot \varphi \cdot \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi}\right) \quad (6.19)$$

## 6.6 Indutância de Transmissão de Potência

A equação que determina a indutância, em henry, necessária para se transmitir a potência desejada deriva da equação (6.14), como mostra a expressão (8.13).

$$L = \frac{V_1 V_2}{2\pi f P n} \cdot \varphi \cdot \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi}\right) \quad (6.20)$$

Nota-se que o valor da indutância é dependente dos parâmetros do circuito, como potência, frequência de chaveamento e principalmente o ângulo de defasagem de fase. O ângulo geralmente adotado pela bibliografia é um valor entre  $45^\circ$  e  $60^\circ$ . Por conta dessa característica, o projetista deve se atentar a curva de potência do circuito para indicar um valor de indutância coerente e que, de preferência, opere dentro da faixa angular do conversor.

## 6.7 Capacitor de Filtro

O projeto de capacitância para a porta 2 é realizada considerando sua energia acumulada (Dos Santos et al., 2011). A capacitância no secundário é determinada pela equação (7.3).

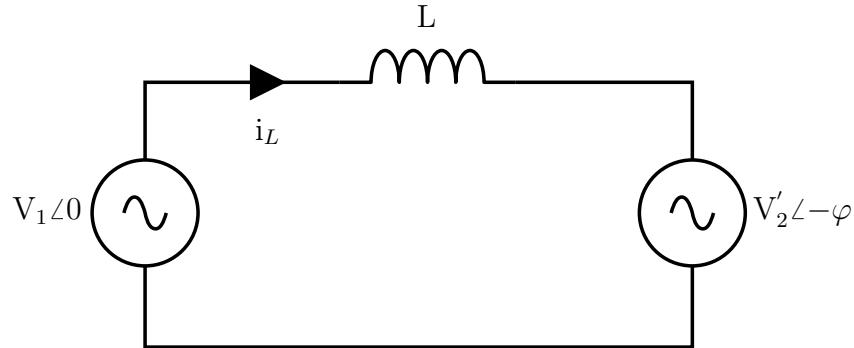
$$C_2 = \frac{P}{((1.01 \cdot V_2)^2 - (0.99 \cdot V_2)^2) \cdot f} \quad (6.21)$$

## 6.8 Análise do DAB na frequência Fundamental

Teoricamente, o conversor DAB pode ser visto como uma reatância indutiva interligada por duas fontes de tensão, como mostra a Figura 56, em que as tensões das fontes estão defasadas entre si de um ângulo  $\varphi$  e o fluxo de potência é controlado por esse ângulo. Para simplificar a análise, as fontes de tensões quadradas podem ser substituídas por fontes de tensões senoidais operando na frequência fundamental de operação do conversor.

Ao considerar que todas as grandezas do circuito são senoidais e na frequência fundamental da onda quadrada de operação do conversor, é possível dizer que o modelo é familiar ao circuito equivalente de uma máquina síncrona. A indutância  $L$  pode ser

Figura 56 – Modelo fundamental do DAB



Fonte: Próprio autor

considerada a indutância série da máquina, as fontes  $V_1$  e  $V_2'$  são as tensões internas e externas da máquina e o ângulo de defasagem como ângulo de torque da máquina.

Assim, temos que a corrente que circula entre as fontes pode ser expressa por (6.22).

$$\vec{I} = \frac{V_{1(ef)} \angle 0 - V_{2(ef)}' \angle -\varphi}{j\omega L} \quad (6.22)$$

A potência aparente fornecida pela porta 1 é dado por (6.23).

$$S = \vec{V}_1 \cdot \vec{I}^* \quad (6.23)$$

Onde  $\vec{I}^*$  representa o conjugado da corrente, expresso por (6.24).

$$\vec{I}^* = \frac{V_{2(ef)}' \text{sen}(\varphi) - j(V_{2(ef)}' \cos(\varphi) - V_{1(ef)})}{\omega L} \quad (6.24)$$

Substituindo  $\vec{I}^*$ , da equação (6.23), na equação (6.24), determina-se a potência aparente na frequência fundamental fornecida pela fonte 1, mostrado na equação (6.25).

$$S = \frac{V_{1(ef)} \cdot V_{2(ef)}' \text{sen}(\varphi) + j(V_{1(ef)}^2 - V_{1(ef)} \cdot V_{2(ef)}' \cos(\varphi))}{\omega L} \quad (6.25)$$

Sabendo que a equação (6.25) é composta por duas partes: Potência ativa (6.26) e reativa (6.27).

$$P_{mf} = \frac{V_{1(ef)} \cdot V_{2(ef)}'}{\omega L} \cdot \text{sen}(\varphi) \quad (6.26)$$

$$Q_{mf} = \frac{V_{1(ef)}^2 - V_{1(ef)} \cdot V'_{2(ef)} \cos(\varphi)}{\omega L} \quad (6.27)$$

O valor eficaz da componente fundamental de uma onda quadrada  $V_{i(ef)}$  é dado por (6.28).

$$V_{i(ef)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_i \quad (6.28)$$

Logo, aplicando o valor eficaz das fontes  $V_1$  e  $V_2$  na equação (6.26), é encontrado o valor de potência ativa da porta 1 do DAB, expressa por (6.29).

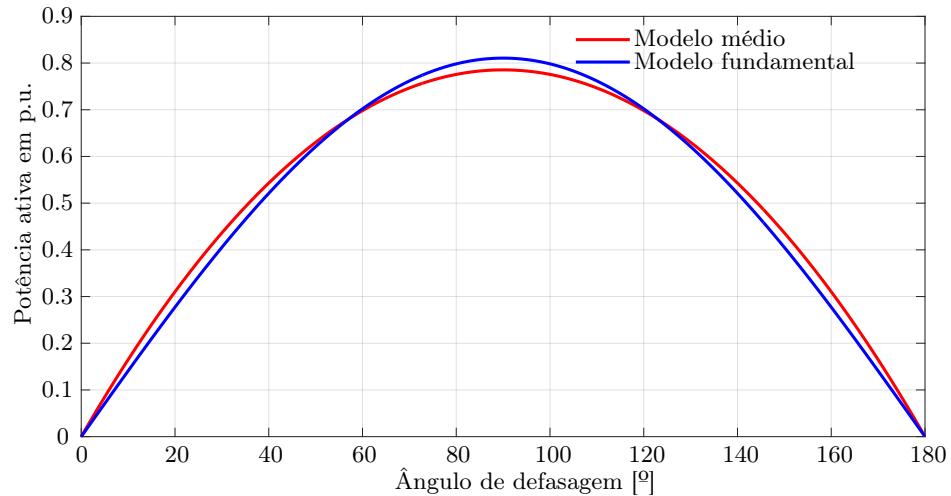
$$P_{mf} = \frac{V_1 \cdot V_2}{n\omega L} \cdot \frac{8}{\pi^2} \cdot \sin(\varphi) \quad (6.29)$$

A potência ativa em p.u. pode ser determinada pela divisão dos valores de base definidos em (6.22), expresso em (6.30).

$$P_{mf(p.u.)} = d \cdot \frac{8}{\pi^2} \cdot \sin(\varphi) \quad (6.30)$$

Uma comparação gráfica é mostrada na Figura 57. Nela é plotada a curva de potência do modelo médio e do modelo na frequência fundamental para  $d = 1$ .

Figura 57 – Gráfico de comparação da potência ativa em p.u. do modelo médio e modelo fundamental em função do ângulo de defasagem  $\varphi$



Fonte: Próprio autor

Observa-se na Figura 57 que as curvas possuem trajetórias próximas o que viabiliza a aplicação e estudo do modelo fundamental.

Nesta dissertação será utilizada as equações do modelo fundamental para o desenvolvimento da técnica de controle proposta. A partir da equação (6.29) é encontrado o valor da corrente na porta 2, mostrado na (6.31).

$$\frac{P_{mf}}{V_2} = I_2 = \frac{V_1}{n\omega L} \cdot \frac{8}{\pi^2} \cdot \operatorname{sen}(\varphi) \quad (6.31)$$

# 7 Formas de Controle

## 7.1 Modelo de Pequenos Sinais do DAB

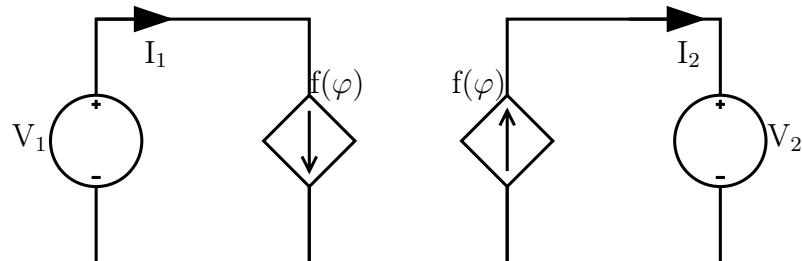
Das diferentes formas de modelagem matemática do DAB, encontra-se o modelo de ordem reduzida, modelo de valores médios quase instantâneos e modelo discreto no tempo (SHAO et al., 2022). Nesta dissertação será abordado apenas o modelo médio generalizado, devido sua facilidade de aplicação (COSTA et al., 2022).

### 7.1.1 Modelo Médio Quase Instantâneos

O Modelo Médio Quase Instantâneos consiste em modelar cada porta como uma fonte de corrente em função do ângulo de defasagem, como mostrado na Figura 58. O valor médio da corrente na porta 2 já foi determinado em (6.19), portanto, desde que o conversor esteja operando em um ponto de operação, lineariza-se a equação (6.19) neste ponto. Ao derivar-la em relação ao ponto de operação, chega-se a equação (7.1).

$$\frac{\partial I_2}{\partial \varphi_0} = G = \frac{V_1}{n\omega L} \cdot \left( 1 - \frac{2|\varphi_0|}{\pi} \right) \quad (7.1)$$

Figura 58 – Modelo Médio Generalizado do DAB



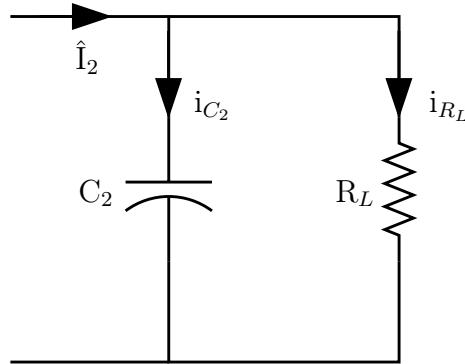
Fonte: Próprio autor

A variação proporcional resultante da corrente  $I_2$ , de forma linear, é apresentada em (7.1). Para fins de controle, pode-se escrever  $\tilde{I}_2$  com o ângulo de defasagem imposto pelo controlador  $\tilde{\varphi}$ .

$$\tilde{I}_2 = G \cdot \tilde{\varphi} \quad (7.2)$$

Ao supor que a carga na saída da porta 2 seja puramente resistiva, o circuito para determinar a função de transferência da tensão pela corrente é mostrado na Figura 59.

Figura 59 – Circuito na saída da porta 2



Fonte: Próprio autor

Ao observar o esquema da Figura 59, chega-se a equação (7.3).

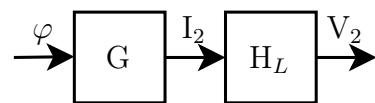
$$\tilde{I}_2 = C_2 \cdot \frac{dV_2}{dt} + \frac{V_2}{R_L} \quad (7.3)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (7.3), determina-se a função de transferência da tensão de saída em função da corrente média, apresentada em (7.4).

$$H_L(S) = \frac{R_L}{R_L \cdot C_2 S + 1} \quad (7.4)$$

Na Figura 60 é apresentado o diagrama de blocos do controle de tensão no capacitor  $C_2$  do DAB.

Figura 60 – Diagrama de blocos da planta

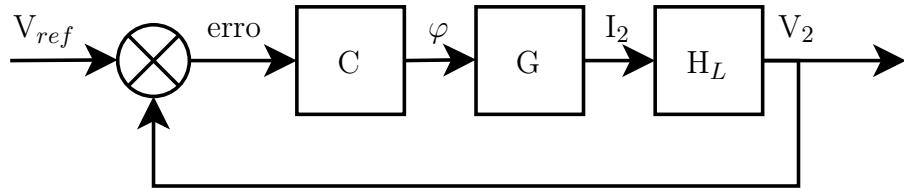


Fonte: Próprio autor

## 7.2 Proporcional-Integral (PI)

O controle PI é uma estratégia popular de controle por realimentação utilizada em diversos sistemas, mostrado na Figura 61, incluindo conversores eletrônicos de potência. Ele combina ações proporcionais e integrais para obter um controle preciso e estável de variáveis do sistema, como tensão, corrente ou velocidade (CUOGHI et al., 2022).

Figura 61 – Diagrama de blocos de um sistema em malha fechada



Fonte: Próprio autor

A combinação das ações proporcional e integral em um controlador PI permite um controle eficaz das variáveis do sistema, compensando tanto erros em estado estacionário quanto erros dinâmicos. O controlador PI é amplamente utilizado em conversores eletrônicos de potência para diversas aplicações, como regulação de tensão, controle de corrente e correção do fator de potência (JEAN-PIERRE et al., 2022).

Uma das vantagens de usar o controle PI é a sua simplicidade e facilidade de implementação. O controlador PI requer apenas alguns parâmetros para ajuste, ou seja, os ganhos proporcional e integral, que podem ser ajustados para alcançar a resposta desejada do sistema. No entanto, é importante ajustar cuidadosamente os ganhos proporcional e integral para garantir a estabilidade e o desempenho ótimo do sistema. Um ganho excessivamente alto ou baixo pode levar a instabilidade, oscilações ou resposta insatisfatória (NARDOTO et al., 2022).

### 7.2.0.1 Simulação do DAB com Controle PI

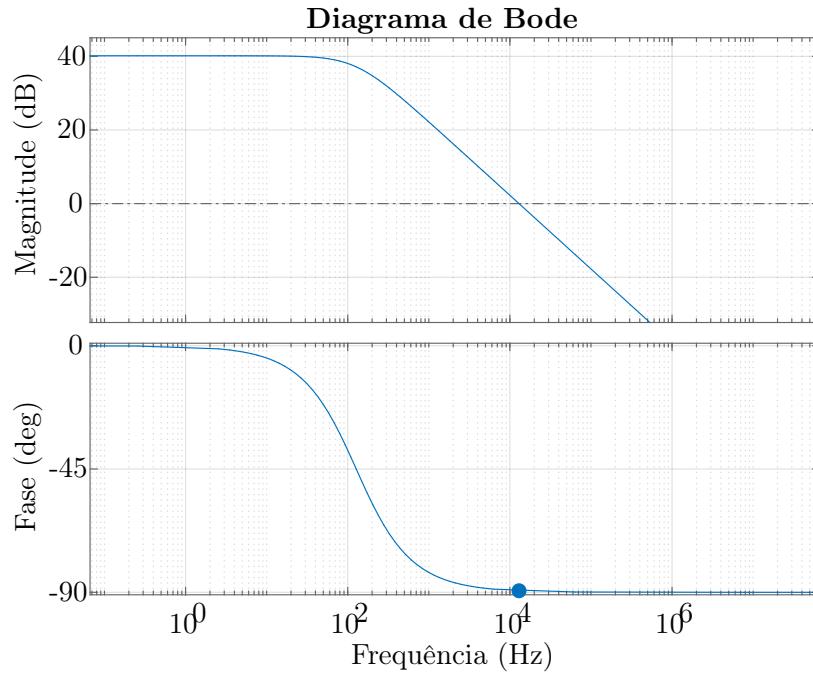
A simulação do conversor DAB é executado no *software* Simulink e se baseia nos parâmetros apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros da simulação

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão na porta 1	$V_1$	220V
Tensão na porta 2	$V_2$	120V
Potência nominal	$P_n$	1.5kW
Frequência de chaveamento	$f$	20kHz
Relação de transformação	$n$	0.5455
Indutância de transmissão	$L$	$151\mu H$
Capacitor de filtro	$C_2$	$130\mu F$
Resistência nominal da carga	$R$	$9,6\Omega$
Ângulo de defasagem nominal	$\varphi$	$45^\circ$

A Figura 62 apresenta o diagrama de bode da função de transferência em malha aberta não compensado.

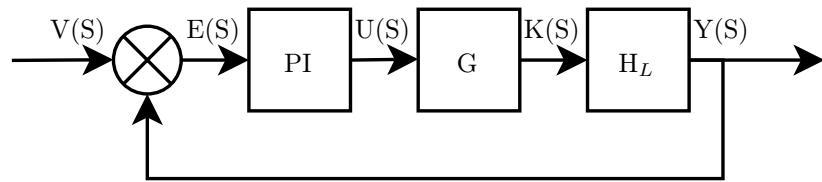
Figura 62 – Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta não compensado



Fonte: Próprio autor

Para o dimensionamento do compensador da malha de tensão, busca-se as funções de transferência (7.1) e (7.4). Ao montar o diagrama em blocos do sistema, mostrado na Figura 63, em malha fechada, é possível observar as entradas e saídas do sistema.

Figura 63 – Diagrama de blocos de um sistema em malha fechada



Fonte: Próprio autor

De acordo com (KATSUHIKO, 2010), a saída do controlador irá gerar uma função no tempo, expressa na equação (7.5).

$$u(t) = kp \cdot e(t) + ki \cdot \int_0^{\infty} e(t) dt \quad (7.5)$$

Onde  $kp$  é a constante proporcional e  $ki$  é a constante de integração do controlador.

Ao aplicar a transformada de Laplace, a expressão (7.5) pode ser descrita como (7.6).

$$U(S) = kp \cdot E(S) + ki \cdot \frac{E(S)}{s} \quad (7.6)$$

Trabalhando a equação (7.6), chega-se na função de transferência do controlador PI, expresso em (7.7).

$$C(S) = \frac{U(S)}{E(S)} = kp \cdot \left( \frac{\tau_s + 1}{\tau_s} \right) \quad (7.7)$$

Ao considerar uma função de transferência de um sistema de primeira ordem genérico, mostrado em (7.8), e compara-lo a (7.4), pode-se dizer que a função de transferência em malha aberta é expressa em (7.9).

$$\frac{K}{\tau s + 1} \quad (7.8)$$

Onde K é o ganho do sistema e  $\tau s$  é a constante de tempo do sistema.

$$FTMA = C(S) \cdot H_L(S) = \frac{kp \cdot K}{\tau s} \quad (7.9)$$

Ao traçar um paralelo com a função de transferência (7.4), é dito que K é equivalente a resistência  $R_L$  e  $\tau s$  a  $R_L C_2 s$ . Logo, a equação (7.9) pode ser reescrita como em (7.10).

$$FTMA = \frac{kp \cdot R_L}{R_L C_2 s} \quad (7.10)$$

Para calcular o ganho proporcional  $kp$ , usa-se a equação expressa em (7.11).

$$\tau_{mf} = \frac{\tau}{kp \cdot R_L C_2} \quad (7.11)$$

Onde  $\tau_{mf}$  é a constante de tempo em malha fechada. Ao considerar  $\tau_{mf} = 0,01$ , temos que:

$$kp = \frac{R_L}{0,01 \cdot R_L C_2} = \frac{9,6}{0,01 \cdot 0,0012} = 0,013 rad/V \quad (7.12)$$

De acordo com (MAMEDE, 2016), o ganho integral  $ki$  pode ser encontrado a partir da equação (7.13).

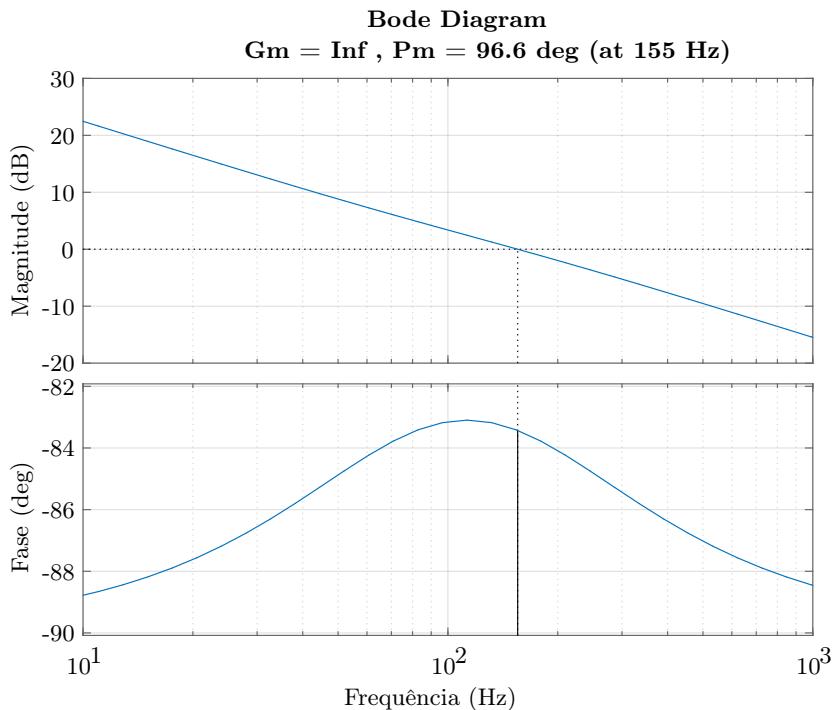
$$ki = 2 \cdot \pi \cdot kp \cdot f_{zc} \quad (7.13)$$

Onde  $f_{zc}$  é a frequência do zero do compensador e neste projeto terá valor de 100Hz. Substituindo os valores na equação (7.13), temos:

$$ki = 2 \cdot \pi \cdot kp \cdot f_{zc} = 2 \cdot \pi \cdot 0,013 \cdot 100 = 8,18 \text{ rad/V.s} \quad (7.14)$$

Na Figura 64 é mostrado o diagrama de bode do sistema compensado. Observa-se que a frequência de corte está em 155Hz e a margem de fase é de 96,6°.

Figura 64 – Diagrama de Bode do sistema em malha compensada

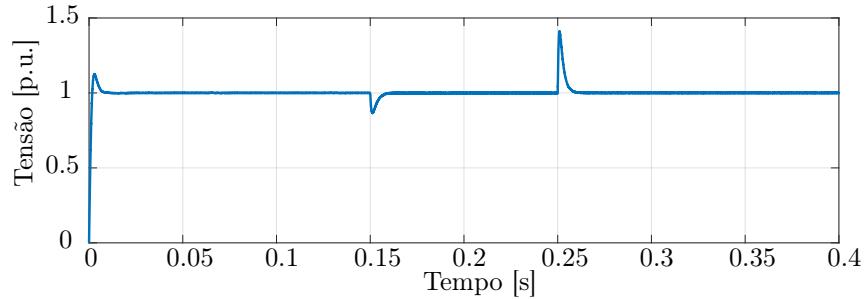


Fonte: Próprio autor

Ao aplicar os ganhos  $kp$  e  $ki$  no controlador PI, observa-se a resposta do controle de tensão do sistema. Inicialmente, o sistema começa com uma carga resistiva de  $20\Omega$ . No instante  $t = 0,15s$ , a carga muda para  $9,6\Omega$ . No instante  $t = 0,25s$ , uma fonte de corrente cc é ligada no sentido inverso, entregando  $20A$  para o sistema.

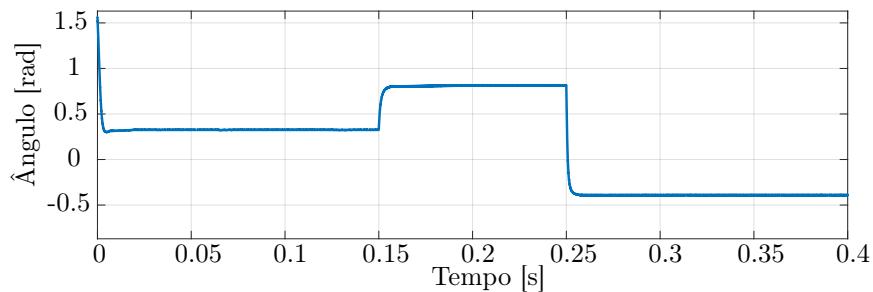
Na Figura 65 é possível observar a dinâmica da tensão de saída da porta 2 para diferentes valores de carga. No inicio da simulação, há um *overshoot* de 12,5%, logo em seguida o sistema entra em regime permanente. No instante  $t = 0,15s$ , ocorre um *undershoot* de 15%. No instante  $t = 0,25s$ , ocorre um *overshoot* de 40% do sinal.

Figura 65 – Resposta da tensão no sistema em malha fechada



Fonte: Próprio autor

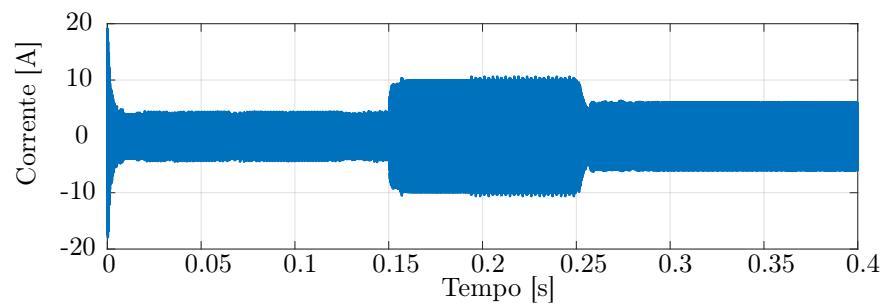
Na Figura 66 é mostrado o ângulo de defasagem de fase aplicado pelo controlador, nele é possível observar a transição angular durante toda a simulação.

Figura 66 – Resposta do ângulo de defasagem  $\varphi$  no sistema em malha fechada

Fonte: Próprio autor

Na Figura 67 é mostrado a corrente no indutor durante a simulação. Nota-se que durante toda a simulação, a forma de onda da corrente em regime permanente é condizente com a forma de onda característica do conversor DAB.

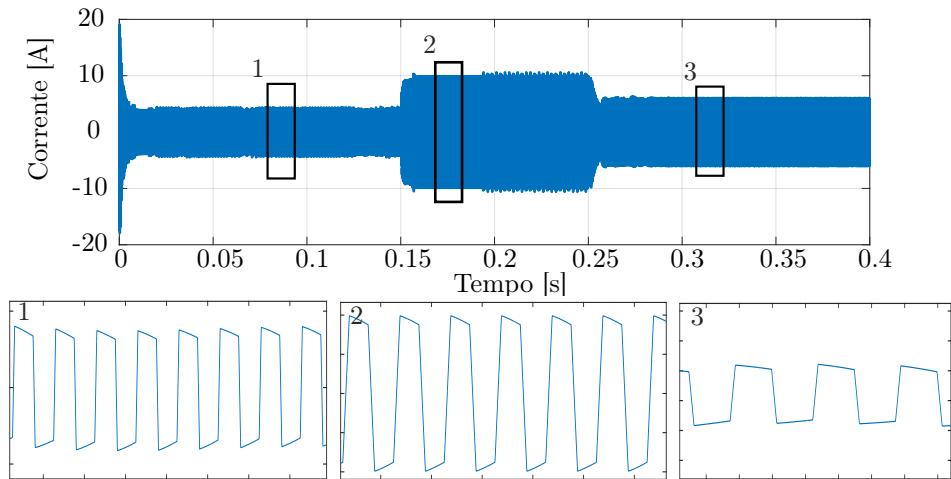
Figura 67 – Resposta da corrente no sistema em malha fechada



Fonte: Próprio autor

Na Figura 68 é apresentado a forma de onda da corrente que passa pelo indutor do DAB nos diferentes momentos da simulação.

Figura 68 – Resposta da corrente no sistema em malha fechada



Fonte: Próprio autor

### 7.3 Controle por Modelo Preditivo (MPC)

O MPC é uma técnica de controle baseada em um modelo matemático da planta observada. Ele é utilizado para prever o comportamento do sistema em um horizonte de tempo futuro. Com base nos cálculos do modelo, o controle atua de modo que melhore o desempenho da malha, levando em consideração restrições operacionais, como limites de tensão, corrente, potência e outros (NIU; ZHANG; SONG, 2023).

Uma das principais vantagens do controle MPC aplicado ao DAB é a capacidade de lidar com restrições operacionais e objetivos de controle de forma otimizada. Por exemplo, o DAB pode ser projetado para operar em uma faixa de tensão e corrente específica para atender aos requisitos de uma aplicação específica (OLIVEIRA; MENDES; CASEIRO, 2022).

No entanto, é importante destacar que a implementação do MPC em um DAB também apresenta alguns desafios. Um dos principais desafios é o tempo de cálculo necessário para a otimização das ações de controle, já que o MPC requer a solução de problemas de otimização em tempo real. Isso pode exigir uma capacidade de processamento significativa. A precisão do modelo matemático utilizado no MPC é fundamental para o desempenho do sistema, e qualquer imprecisão ou variação nos parâmetros do modelo pode afetar a qualidade do controle (EHSANI et al., 2010).

### 7.3.1 Simulação do DAB com MPC

Existem diversos modelos de MPC para o controle do DAB, nesta seção, será utilizado o controle proposto por (XIAO et al., 2020) com um modulação SPS para demonstrar o comportamento do DAB em regime permanente e transitório.

Nesta abordagem o MPC trabalha com três valores de ângulos futuros, mostrado em (7.15).

$$\varphi(k+1) = [(\varphi(k) - \varphi_{adp}); \varphi(k); (\varphi(k) + \varphi_{adp})] \quad (7.15)$$

Onde  $\varphi(k+1)$  é o ângulo predito;  $\varphi(k)$  é o ângulo atual e o  $\varphi_{adp}$  é o ângulo de passo adaptativo. Esses três possíveis ângulos são determinados a partir de um sistema de passo adaptativo, mostrado em (7.16), que determina um valor de  $\varphi_{adp}$  através da diferença medida de tensão do sensor e a referência.

$$\varphi_{adp} = \varphi_{min} \cdot (1 + \Theta_c \cdot V_{adp}) \quad (7.16)$$

Onde  $\varphi_{min}$  é o valor de ângulo mínimo que será aplicado;  $\Theta_c$  é uma constante dada em  $rad/V$  e  $V_{adp}$  é um valor de tensão adaptativo que depende do sistema mostrado em (7.17).

$$V_{adp} = \begin{cases} |V_{ref} - V_2(k)|; SE(|V_{ref} - V_2(k)| \leq V_m) \\ V_m; SE(|V_{ref} - V_2(k)| > V_m) \end{cases} \quad (7.17)$$

Onde  $V_m$  é o valor máximo de tensão aplicado a variável  $V_{adp}$ .

Os três ângulos encontrados em (7.15), são utilizados para calcular valores futuros de corrente  $I_2(k+1)$  a partir da equação média da corrente do DAB (6.19). Após gerar os valores de corrente, são calculados os valores e tensão de saída da porta 2. Para determinar as tensões médias  $V_2(k+1)$  é necessário calcular a corrente que passa pelo capacitor  $C_2$ , expresso pela equação (7.18).

$$I_{C_2}(t) = C_2 \frac{dV_2(t)}{dt} = I_2 - I_L \quad (7.18)$$

Onde  $I_{C_2}$  é a corrente no capacitor da porta 2 e  $I_L$  é a corrente que passa pela carga. Assim, acha-se a equação de  $V_2(k+1)$ .

$$V_2(k+1) = \frac{I_2(k+1) - I_L(k)}{C_2 \cdot f_s} + V_2(k) \quad (7.19)$$

Onde  $V_2(k)$  é a tensão na saída da porta 2 no instante  $k$ ;  $I_L(k)$  é a corrente na carga conectada na saída da porta 2 no instante  $k$ ;  $C_2$  é valor do capacitor na porta 2.

Após a previsão das tensões, para escolher o valor ótimo, é necessário passar por uma função custo, expresso em (7.20).

$$G_{custoV} = (V_{ref} - V_2(k+1))^2 \quad (7.20)$$

No trabalho proposto por (NARDOTO et al., 2022), é adicionado mais uma função custo para minimizar as oscilações da corrente durante transitórios, e os multiplica por ganhos para o ajuste fino do controle, mostrado em (7.21).

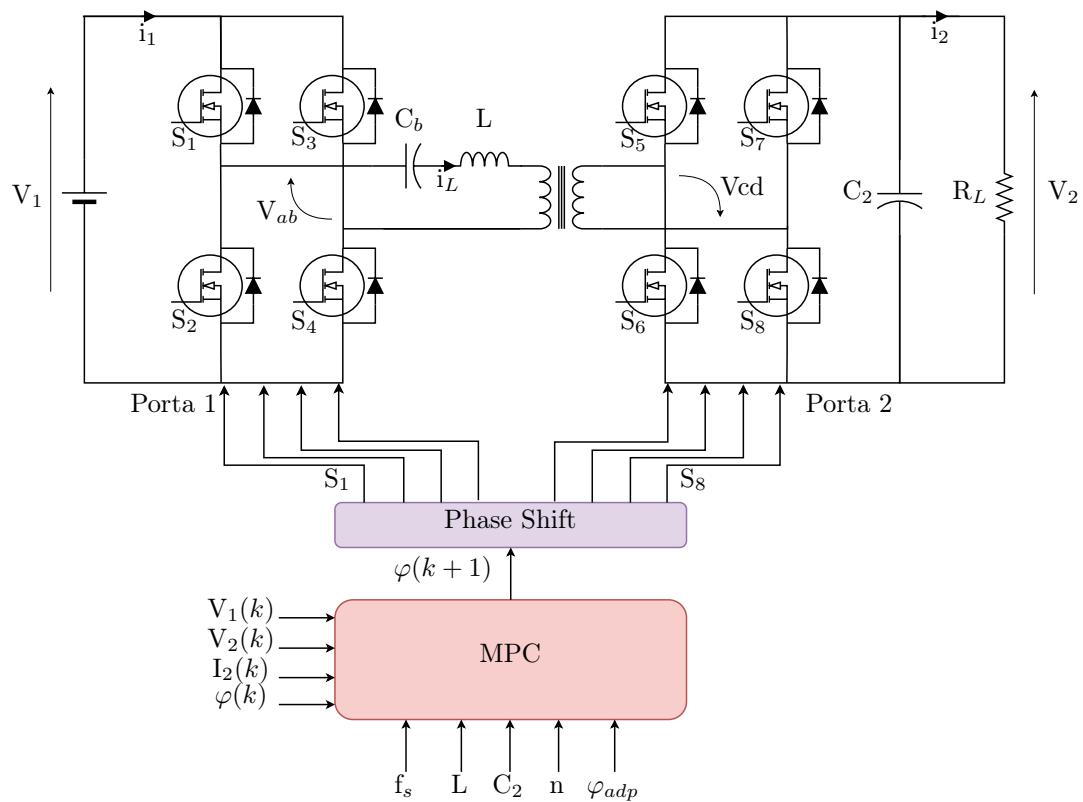
$$G_{custoT} = \alpha_1 \cdot G_{custoV} + \alpha_2 \cdot G_{custoI} \quad (7.21)$$

Onde  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  são pesos para o ajuste da função custo e  $G_{custoI}$  é expresso por (7.22).

$$G_{custoI} = (I_2(k+1) - I_L(k))^2 \quad (7.22)$$

Na Figura 69 pode ser observada o diagrama de blocos do MPC aplicado ao conversor DAB.

Figura 69 – DAB com MPC



Fonte: Próprio autor

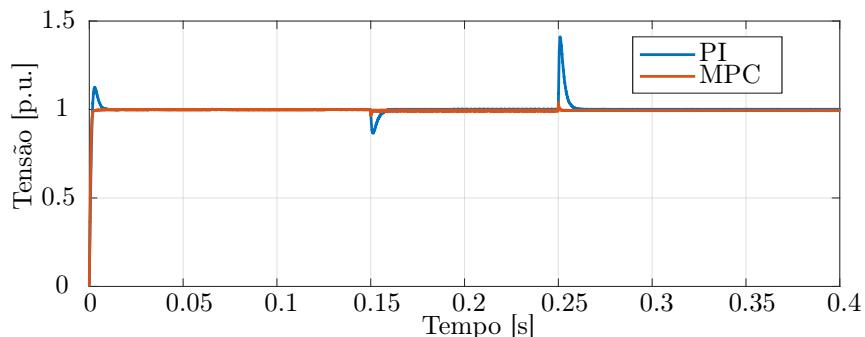
Ao final do algoritmo é escolhido o ângulo que proporciona o menor erro entre a tensão predita e a tensão medida. O conversor DAB simulado possui as características de projeto apresentadas na Tabela 4 (seção 7.2). Seus parâmetros adicionais são expressos na Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros adicionais do MPC

Parâmetro	Símbolo	Valor
Peso de ajuste 1	$\alpha_1$	1
Peso de ajuste 2	$\alpha_2$	1
Ângulo de passo mínimo	$\varphi_{min}$	$176\mu rad$
Constante adaptativa	$\Theta_c$	1
Tensão máxima de adaptação	$V_m$	$\pm 10V$

Na Figura 70 é mostrado o comportamento da tensão para dois controles diferentes, PI e MPC. A simulação segue a mesma dinâmica apresentada na seção 7.2. Inicia-se a simulação com uma carga constante de  $20\Omega$ .

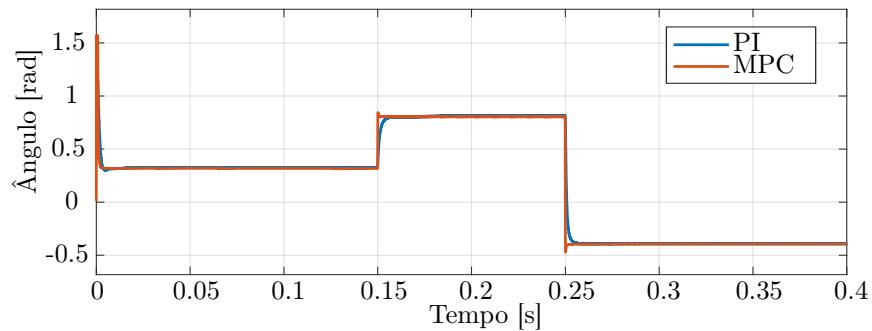
Figura 70 – Comparativo da resposta da tensão entre MPC e PI



Fonte: Próprio autor

Ao observar a Figura 70, no instante  $t = 0,15s$ , a carga muda para  $9,6\Omega$  e a tensão apresenta um *undershoot* de 3,5%. E por fim, no instante  $t = 0,25s$ , a carga se comporta como uma fonte de corrente fornecendo 20A ao circuito e o sinal de tensão apresenta um *overshoot* de 4%.

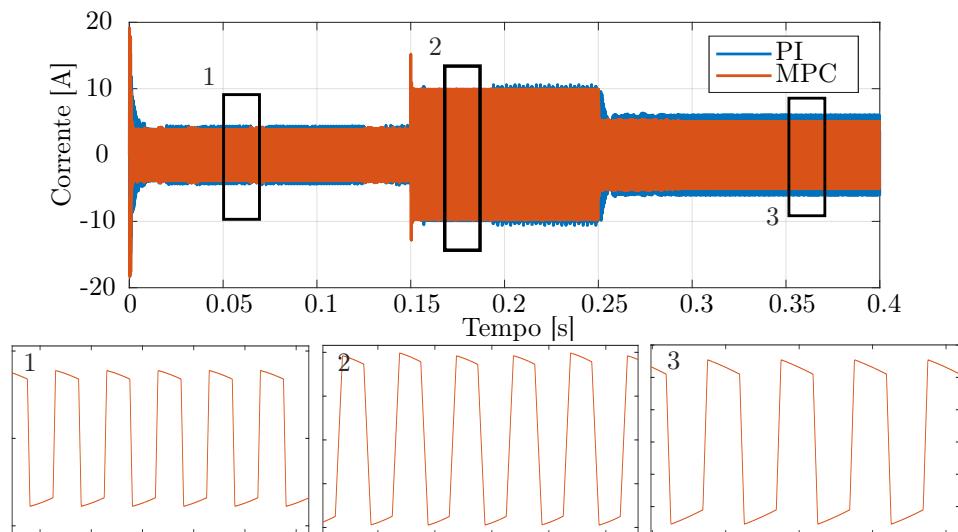
Ao analisar a Figura 71, nota-se que o ângulo é ajustado de maneira mais rápida com o método MPC, porém apresenta um pequeno sobressinal, enquanto o controle PI ajusta o ângulo de defasagem de maneira mais lenta. Entretanto, ambos os métodos de estabilizam nos mesmos valores de ângulo.

Figura 71 – Comparativo do ângulo de defasagem  $\varphi$  entre MPC e PI

Fonte: Próprio autor

Na Figura 72 é mostrado a comparação da corrente no indutor para os diferentes métodos de controle. Nota-se que no transiente de carga no instante  $t = 0,15\text{s}$ , a corrente apresenta um sobressinal de aproximadamente 50% com o MPC, diferente do PI que se desloca de maneira suave sem apresentar sobressinal.

Figura 72 – Comparativo da corrente no indutor entre MPC e PI



Fonte: Próprio autor

Entretanto, também na Figura 72, é observado uma diferença na amplitude da corrente por parte do controle PI, a partir de aproximadamente  $t = 0,19\text{s}$ , enquanto no MPC a amplitude é mantida.

# 8 Otimização da Função Custo

A função custo é um elemento chave no MPC, uma vez que é usada para definir os objetivos de controle e guiar a otimização do desempenho do sistema. A função custo é uma equação matemática que quantifica o desempenho desejado do sistema e fornece uma medida numérica do quanto bem o sistema está atingindo esses objetivos. A escolha adequada da função custo é fundamental para garantir que o sistema de controle MPC atinja os resultados desejados (WANG, 2009).

Essa função geralmente é composta por dois termos principais: o termo de controle e o termo de restrição. O termo de controle penaliza a diferença entre o valor atual da variável controlada e o valor de referência desejado, enquanto o termo de restrição penaliza a violação das restrições do sistema, tais como limites de saturação, limites de velocidade, restrições de corrente, entre outros (BORRELLI; BEMPORAD; MORARI, 2017).

Existem várias abordagens de otimização de função custo que podem ser usadas no MPC, dependendo da natureza do problema e dos requisitos do sistema de controle. Algumas das abordagens mais comuns são: Programação quadrática, Algoritmos não-lineares, Programação dinâmica, método heurístico, dentre outros (RAWLINGS; MAYNE; DIEHL, 2017).

A aplicação de algoritmos de otimização não linear, como o método de Newton, o método de gradiente, filtro de Kalman ou o algoritmo de busca de linha, é aplicado para otimizar a função custo no MPC. Essas abordagens são mais flexíveis em relação à forma da função custo, permitindo a inclusão de termos não lineares ou restrições não lineares de forma direta (RAWLINGS; MAYNE; DIEHL, 2017).

Nesta capítulo será analisado a aplicação de métodos baseados em gradiente descendente para otimizar o cálculo da função custo no MPC aplicado ao conversor DAB.

## 8.1 Gradiente Descendente

O gradiente descendente (GD) é um algoritmo de otimização amplamente utilizado em aprendizado de máquina e otimização numérica. O objetivo do GD é encontrar os valores dos parâmetros do modelo que minimizam a função custo. O algoritmo começa com um conjunto inicial de parâmetros e, em cada iteração, atualiza os valores dos parâmetros com base na direção do gradiente da função custo. O gradiente é uma medida da inclinação da função custo em relação aos parâmetros do modelo e indica a direção em que a função está diminuindo mais rapidamente (TIAN; ZHANG; ZHANG, 2023).

Com base no gradiente calculado, os valores dos parâmetros do modelo são atua-

lizados. A magnitude da atualização é controlada por uma taxa de aprendizado (*Learn Rate*), que é um parâmetro do algoritmo. A taxa de aprendizado determina o tamanho dos passos que o algoritmo dá em direção ao mínimo (XIE; LI, 2022).

É importante notar que a técnica do GD é base para outros algoritmos como o Momentum, AdaGrad, RMSProp, Adam e outros, que apresentam abordagens de otimização diferentes e serão apresentadas nesta seção (ALQUSHABI et al., 2020).

O GD tem várias vantagens, como ser um algoritmo simples de implementar e ser aplicável a uma ampla variedade de problemas de otimização. No entanto, também pode ter algumas limitações, como a possibilidade de convergir para mínimos locais em vez de mínimos globais, ou ser sensível à escolha da taxa de aprendizado, o que pode afetar a convergência e o desempenho do modelo (YI; JI; BU, 2019).

### 8.1.1 Algoritmo Padrão

No algoritmo padrão é realizado o cálculo com as derivadas das funções custo atribuídas ao MPC. No caso do conversor DAB, deriva-se as equações (7.20) e (7.22), como apresentado em (8.1) e (8.2). A derivada expressa a taxa de variação da função custo em um determinado ponto, quando a taxa de variação for igual a zero, significa que o ponto plano da função custo é atingido, esse ponto pode ser um mínimo local ou mínimo global.

$$\frac{dG_{custoV}}{dV_2} = C_{custoV} = 2 \cdot (V_2(k+1) - V_{ref}) \quad (8.1)$$

$$\frac{dG_{custoI}}{dI_L} = C_{custoI} = 2 \cdot (I_L(k) - I_2(k+1)) \quad (8.2)$$

Logo, a função custo total é expressa em (8.3).

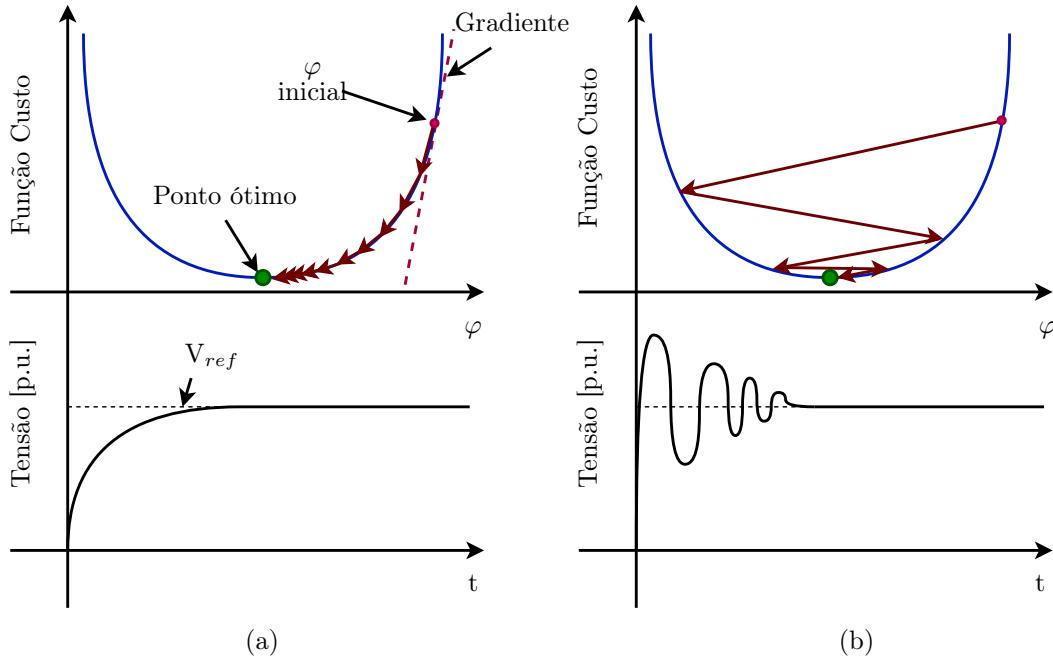
$$C_{custoT} = \alpha_1 \cdot C_{custoV} + \alpha_2 \cdot C_{custoI} \quad (8.3)$$

O resultado do cálculo efetuado em (8.3) é multiplicado por uma taxa de aprendizagem (LR) e subtraído pelo valor do ângulo de defasagem do passo anterior, como mostrado em (8.4).

$$\varphi(k+1) = \varphi(k-1) - C_{custoT} \cdot LR \quad (8.4)$$

Na equação (8.4), o valor da variável LR irá impactar diretamente na velocidade da malha de controle. Quanto maior o valor de LR, mais rápido será o controle, porém, poderá apresentar erros em regime transitório de maior magnitude. Por outro lado, quanto menor o valor de LR, mais lento será seu sistema, assim apresentando respostas transientes mais suaves, como mostrado na Figura 73.

Figura 73 – Impacto do valor de LR na planta. (a) LR pequeno; (b) LR grande



Fonte: Próprio autor

### 8.1.2 Momentum

No algoritmo Momentum é acumulado uma fração do gradiente atualizado em cada iteração e utiliza-se esse acúmulo para guiar a direção das atualizações de peso nos passos subsequentes. Isso ajuda a superar a lentidão do GD tradicional, que pode oscilar em torno de mínimos locais e se mover devagar em direção ao mínimo global. O Momentum permite que o otimizador ganhe impulso em direção à região de mínimo global em um espaço de parâmetros (LIU et al., 2020).

Esse algoritmo utiliza um parâmetro chamado de taxa de decaimento ( $\beta_1$ ), que controla a contribuição do momento acumulado nas atualizações de peso, mostrado na equação (8.5). Geralmente, um valor típico para  $\beta_1$  é de 0,9, o que significa que 90% do momento acumulado é mantido e 10% é atualizado com o gradiente atual em cada iteração (ALI et al., 2019).

$$\Delta_m(k) = \Delta_m(k-1) \cdot \beta_1 - C_{custoT} \cdot LR \quad (8.5)$$

Onde  $\Delta_m(k)$  é o gradiente calculado no instante  $k$ ;  $\Delta_m(k-1)$  é o gradiente calculado no instante  $k-1$ . Logo, a equação para encontrar o ângulo de defasagem de fase é mostrado em (8.6).

$$\varphi(k+1) = \varphi(k-1) + \Delta_m(k) \quad (8.6)$$

### 8.1.3 Adaptative Gradient (AdaGrad)

O algoritmo Adagrad, proposto inicialmente por (DUCHI; HAZN; SINGER, 2011), é capaz de adaptar a variável LR para cada parâmetro individual, de forma que os parâmetros que são atualizados com menor frequência tenham uma taxa de aprendizado maior, enquanto parâmetros que são atualizados com maior frequência tenham uma taxa de aprendizado menor. Isso é especialmente útil para problemas em que os gradientes dos diferentes parâmetros têm magnitudes muito diferentes (CHANKAYA; HUSSAIN; AHMAD, 2020).

Ele utiliza um acúmulo de gradientes ao quadrado para ajustar as taxas de aprendizado, mostrado na equação (8.7).

$$\gamma(k) = \gamma(k-1) + C_{custoT}^2 \quad (8.7)$$

Onde  $\gamma(k)$  é a soma quadrática do gradiente no instante  $k+1$  e  $\gamma(k-1)$  é a soma quadrática do gradiente no instante  $k-1$ .

Em cada iteração, o gradiente atualizado de cada parâmetro é dividido pela raiz quadrada da soma acumulada dos gradientes ao quadrado até o momento, mostrado na equação (8.8). Isso tem o efeito de diminuir a taxa de aprendizado para parâmetros que têm uma alta frequência de atualização e aumentá-la para parâmetros que têm uma baixa frequência de atualização (WEI; ZHANG; FANG, 2022).

$$\Delta_{ada}(k) = -\frac{LR \cdot C_{custoT}^2}{\sqrt{\gamma(k)}} \quad (8.8)$$

A equação para encontrar o ângulo de defasagem de fase é mostrado em (8.9).

$$\varphi(k+1) = \varphi(k-1) + \Delta_{ada}(k) \quad (8.9)$$

### 8.1.4 Root Mean Square Propagation (RMSProp)

O RMSprop é uma técnica de otimização variante do Adagrad, projetada para mitigar alguns dos problemas associados à acumulação de gradientes quadráticos, que pode levar a uma diminuição excessiva das taxas de aprendizado durante a execução do sistema (ZAHEER; SHAZIYA, 2019).

Mais especificamente, em cada iteração é atualizada a média móvel ponderada dos gradientes quadráticos acumulados até o momento (YU et al., 2021), mostrado na equação (8.10).

$$\gamma_r(k) = \beta_1 \cdot \gamma_r(k - 1) + C_{custoT}^2 \cdot (1 - \beta_1) \quad (8.10)$$

Onde  $\gamma_r(k)$  é a média móvel dos gradientes quadráticos no instante  $k$  e  $\gamma_r(k - 1)$  é a média móvel dos gradientes quadráticos no instante  $k-1$ .

A ideia principal é ajustar os valores de LR com base em uma média móvel ponderada dos gradientes quadráticos, o que permite que as taxas de aprendizado sejam adaptadas de forma mais suave e com menos oscilações (ZOU; ZHENG; CHINTHAVALI, 2019), como mostrado na equação (8.11).

$$\Delta_{rms}(k) = -\frac{LR \cdot C_{custoT}}{\sqrt{\gamma_r(k)} + \varepsilon_i} \quad (8.11)$$

Onde  $\varepsilon_i$  é uma constante que previne que o denominador seja zero, geralmente é escolhido um valor muito pequeno.

O RMSprop é especialmente útil em problemas onde os gradientes dos diferentes parâmetros têm magnitudes muito diferentes, pois ele ajusta automaticamente as taxas de aprendizado com base nas características dos gradientes específicos de cada parâmetro (KHANIKI; HADI; MANTHOURI, 2020).

A equação para encontrar o ângulo de defasagem de fase é mostrado em (8.12).

$$\varphi(k + 1) = \varphi(k - 1) + \Delta_{rms}(k) \quad (8.12)$$

### 8.1.5 Adaptive Moment Estimation (Adam)

O Adam é um método de otimização amplamente utilizado em aprendizado de máquina e redes neurais profundas. Esse algoritmo combina conceitos de otimizadores de primeira ordem, como o Momentum, que permite acelerar o processo de otimização, e otimizadores de segunda ordem, como o RMSprop, que adapta a taxa de aprendizado para cada parâmetro com base no histórico dos gradientes anteriores (ARIFF; ISMAIL, 2023).

Nele é mantido uma média móvel dos gradientes passados e de suas segundas ordens (momentos) para atualizar os parâmetros do modelo. Ele também usa um termo de correção de viés para compensar a inicialização dos momentos. Isso o torna menos sensível à inicialização dos parâmetros do modelo, tornando-o mais estável em comparação com outros otimizadores (SEN; OZKURT, 2020).

As equações (8.13) e (8.14) mostram a média móvel e a média móvel quadrática, respectivamente.

$$\phi_{adam}(k) = \beta_1 \cdot \phi_{adam}(k-1) + C_{custoT} \cdot (1 - \beta_1) \quad (8.13)$$

$$\gamma_{adam}(k) = \beta_2 \cdot \gamma_{adam}(k-1) + C_{custoT}^2 \cdot (1 - \beta_2) \quad (8.14)$$

Após o cálculo das médias móveis, aplica-se a correção das mesmas a partir das equações (8.15) e (8.16).

$$\tilde{\phi}_{adam}(k) = \frac{\phi_{adam}(k)}{1 - \beta_1} \quad (8.15)$$

$$\tilde{\gamma}_{adam}(k) = \frac{\gamma_{adam}(k)}{1 - \beta_2} \quad (8.16)$$

E por fim, o cálculo de  $\Delta_{adam}$  para a atualização da taxa de atualização.

$$\Delta_{adam}(k) = -\frac{LR \cdot \tilde{\phi}_{adam}(k)}{\sqrt{\tilde{\gamma}_{adam}(k)} + \varepsilon_i} \quad (8.17)$$

A equação para encontrar o ângulo de defasagem de fase é mostrado em (8.18).

$$\varphi(k+1) = \varphi(k-1) + \Delta_{adam}(k) \quad (8.18)$$

O algoritmo Adam é conhecido por sua capacidade de convergir rapidamente para o ponto ótimo da função custo. Ele também é capaz de lidar com gradientes esparsos e não requer uma taxa de aprendizado manualmente ajustada, o que o torna uma escolha popular em muitas aplicações de aprendizado de máquina.

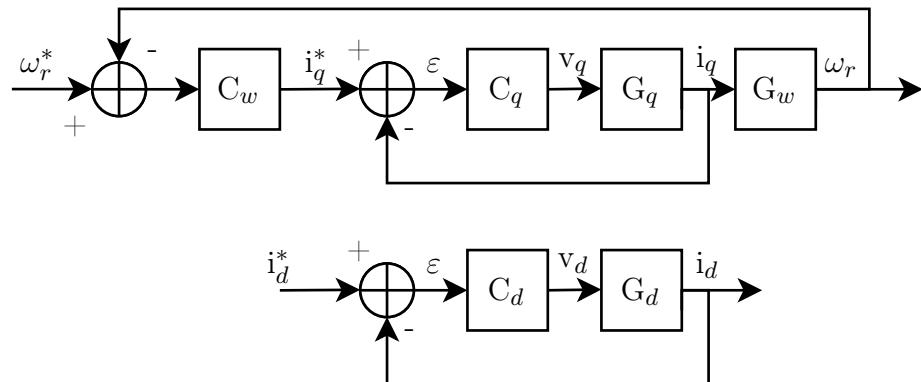
# 9 Controle do Inversor e do Motor

O controle do motor utilizado para simular o *powertrain* do VE foi baseado no trabalho de (VIANNA et al., 2021), onde é aplicado um controle de orientação de campo (FOC) para controlar a velocidade de um MSIP.

A FOC baseia-se na transformação do sistema de coordenadas fixas para rotativas, também conhecidas como  $dq0$ . Nesse sistema, a corrente é dividida em duas componentes: a corrente no eixo em quadratura ( $I_q$ ) e a corrente no eixo direto ( $I_d$ ). A corrente no eixo em quadratura é responsável pela criação do torque, enquanto a corrente no eixo direta é responsável pela magnetização do campo do estator do motor (GOLESORKHIE et al., 2020).

O controle apresentado é composto por três compensadores PI, onde são controladas as variáveis  $I_q$ ,  $I_d$  e a velocidade no eixo do motor, mostrado na Figura 74.

Figura 74 – Diagrama de blocos do FOC



Fonte: Próprio autor

A função de transferência da planta deriva do modelo dinâmico do MSIP em coordenadas rotativas, disponível em (KRISHNAN, 2010). Ao simplificar a indutância do estator é possível aplicar a função de transferência tanto para o eixo direto quanto para o eixo em quadratura, mostrada na equação (9.1).

$$G_{idq}(s) = \frac{I_s}{V_s} = \frac{1/L_s}{s + R_s/L_s} \quad (9.1)$$

Onde  $I_s$  é a corrente no estator;  $V_s$  é a tensão no estator;  $R_s$  é a resistência do enrolamento do estator e  $L_s$  é a indutância do estator.

A função de transferência da planta de velocidade é obtida a partir da equação dinâmica que modela o comportamento mecânico do MSIP, também obtida em (KRISHNAN, 2010), expresso na equação (9.2).

$$G_{\omega_r}(s) = \frac{\omega_r}{T_e} = \frac{1/J}{s + B_n/J} \quad (9.2)$$

Onde  $B_n$  é o coeficiente de atrito viscoso;  $J$  é o momento de inércia do eixo do motor e  $T_e$  é torque eletromagnético gerado pelo motor.

A partir dos dados do motor utilizado na simulação, apresentado na Tabela 6, calcula-se, através da ferramenta PID *Tune*, os valores dos ganhos  $k_p$  e  $k_i$  para as malhas de controle. Para o controle da corrente  $dq$ ,  $k_p = 14$  e  $k_i = 1560$ . Para o controle de velocidade,  $k_p = 6,8$  A.s/rad e  $k_i = 73,9$  A/rad.

Tabela 6 – Parâmetros do motor simulado

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência nominal	$P_n$	35kW
Velocidade nominal	$\omega_r$	3000rpm
Torque nominal	$T_n$	111N.m
Tensão nominal	$V_n$	560V
Resistência do estator	$R_s$	0,05Ω
Indutância de armadura	$L_s$	635μH
Constante de fluxo dos imãs permanentes	$\Phi_m$	0,192V.s
Número de pares de polos	$n_p$	4
Momento de inércia do eixo	$J$	0,011kg.m <sup>2</sup>
Coeficiente de atrito viscoso	$B_n$	0,0019N.m.s

O inversor utilizado na simulação é do tipo dois níveis com configuração VSI. Essa topologia foi escolhida de acordo com os dados apresentados por (POORFAKHRAEI; NARIMANI; EMADI, 2021), mostrado na Tabela 7, devido sua simplicidade de controle e comum aplicação em veículos leves.

Tabela 7 – Inversores aplicados a diferentes veículos

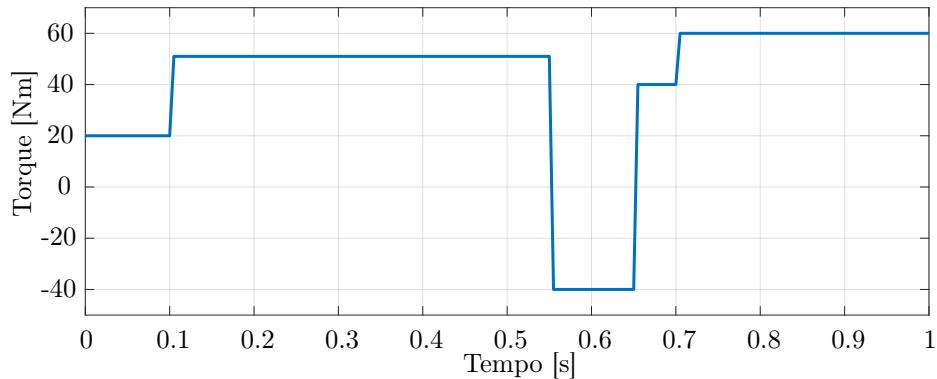
Aplicação	Tensão CC	Estrutura
Navios	1.5kV - 15kV	Dois níveis ou Multinível
Trens	> 3kV	Dois níveis ou Multinível
Caminhões e ônibus	> 900V	Dois níveis
VE leves	> 900V	Dois níveis

O modulador escolhido para o controle do inversor foi o SVPWM. Uma das suas principais vantagens é a sua eficiência energética, uma vez que minimiza as perdas de comutação nos dispositivos de acionamento do motor, reduzindo perdas e melhorando a

eficiência geral do sistema. Essa modulação oferece um melhor desempenho em termos de qualidade da forma de onda de tensão e corrente do motor, resultando em menor distorção harmônica e menor ruído acústico (ZHANG et al., 2021).

A simulação começa com a referência de velocidade em 500 RPM. No instante  $t = 0.1$ s, a referência muda para uma rampa que atinge 2000 RPM. No instante  $t = 0.3$ s, a referência muda para 1000 RPM. No instante  $t = 0.5$ s, muda-se a referência para 2500 RPM. No instante  $t = 0.7$ s, a referência de velocidade é atualizada para 3000 RPM e permanece até o final da simulação. Durante as atualizações do valor de referência de velocidade, o torque também é variado, como mostrado na Figura 75.

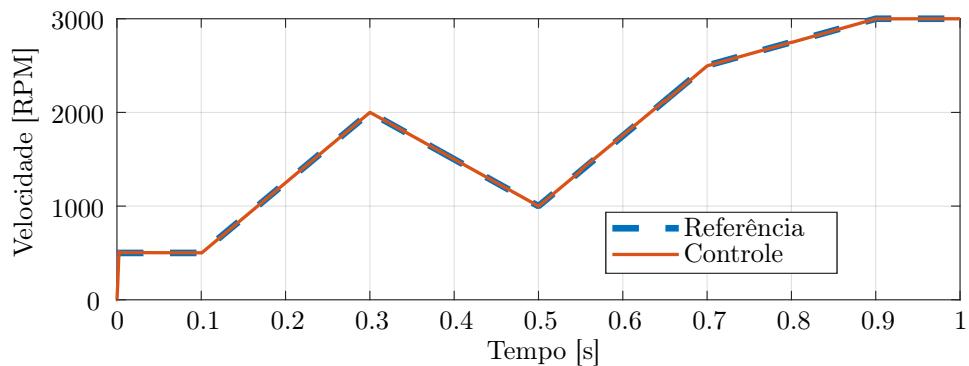
Figura 75 – Variação de torque aplicado durante a simulação



Fonte: Próprio autor

Na Figura 76 é apresentado o resultado da simulação do motor para diferentes pontos de velocidade.

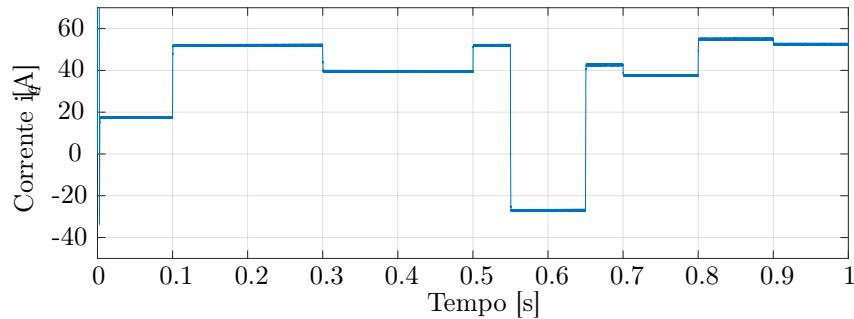
Figura 76 – Comparação entre velocidade de referência e velocidade medida



Fonte: Próprio autor

Na Figura 77 é apresentado o gráfico do comportamento da variável  $i_q$  durante a simulação.

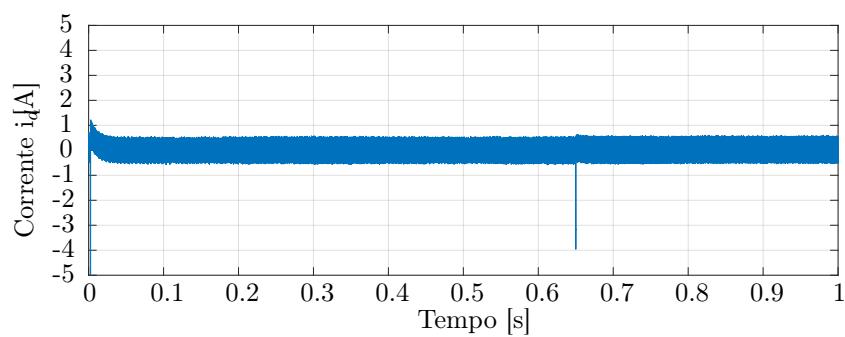
Figura 77 – Corrente no eixo em quadratura



Fonte: Próprio autor

Na Figura 78 é apresentado o gráfico do comportamento da variável  $i_d$  durante a simulação. A referência do controle da corrente no eixo direto é sempre zero.

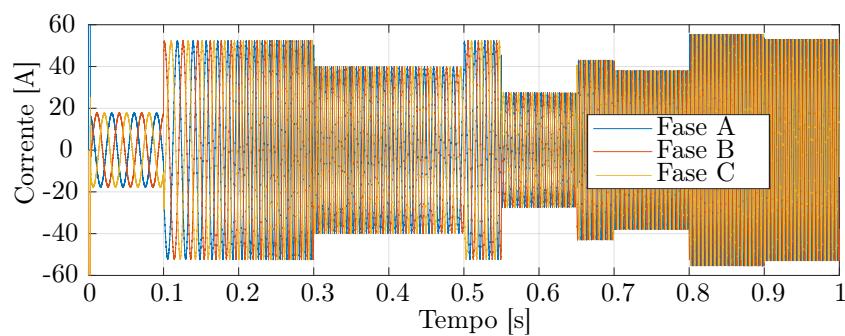
Figura 78 – Corrente no eixo direto



Fonte: Próprio autor

Na Figura 79 é mostrado a forma de onda da corrente na saída do inversor.

Figura 79 – Corrente na carga no inversor

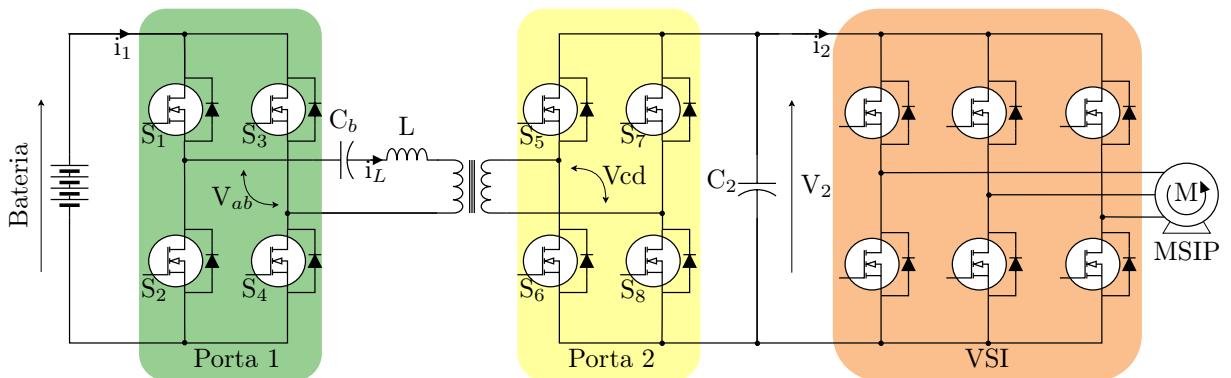


Fonte: Próprio autor

# 10 Simulação e Resultados

Na simulação apresentada neste capítulo, utilizou-se o *software* Simulink, que é uma extensão gráfica da ferramenta computacional MATLAB, com o passo de integração ajustado em  $0,1\mu s$ . A simulação consiste em um modelo do Simulink de uma bateria de íon de lítio conectado ao primário do conversor DAB e um inversor alimentando um MSIP conectado ao secundário, como mostrado na Figura 80 e no Apêndice E.

Figura 80 – Esquema de conexão da simulação



Fonte: Próprio autor

O conversor DAB possui as características de projeto listadas na Tabela 8. O código utilizado para calcular os parâmetros do DAB pode ser encontrado no Apêndice A.

Tabela 8 – Parâmetros do DAB

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão na porta 1	$V_1$	700V
Tensão na porta 2	$V_2$	560V
Potência nominal	$P_n$	40kW
Frequência de chaveamento	$f$	20kHz
Relação de transformação	$n$	0,8
Indutância de transmissão	$L$	$57,4\mu H$
Capacitor de filtro	$C_2$	$1,59mF$
Capacitor de bloqueio	$C_b$	$110\mu F$
Ângulo de defasagem nominal	$\varphi$	$45^\circ$

O MSIP utilizado possui as características expressas na Tabela 6, apresentado no Capítulo 9. A bateria de íon de lítio possui as características listadas na Tabela 9.

Tabela 9 – Parâmetros da bateria de íon de lítio

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão nominal	$V_n$	620V
Tensão máxima	$V_{max}$	721V
Capacidade nominal	$C_n$	100Ah
Estado da carga inicial	$SoC_i$	80%
Corrente de descarga nominal	$I_{disN}$	43A
Resistência interna	$R_{in}$	0,062Ω

Em relação ao controle MPC, será aplicada a equação da corrente no secundário do DAB a partir do modelo na frequência fundamental, apresentada na equação (6.31). Desta forma, são executadas simulações com as diferentes técnicas apresentadas no Capítulo 8. Os algoritmos testados podem ser encontrados no Apêndice C e possuem os seguintes valores de ganhos e parâmetros, apresentados na Tabela 10.

Tabela 10 – Parâmetros de controle para diferentes algoritmos

Algoritmo	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\beta_1$	$\beta_2$	$LR$
GD	0,5	0,1	-	-	1e-5
Momentum	0,5	0,1	0,9	-	1e-5
AdaGrad	0,5	0,1	-	-	1e3
RMSProp	0,5	0,1	0,9	-	5e-4
Adam	0,5	0,1	0,9	0,999	5e-4
MPC	7	0,1	-	-	-

A simulação é dividida em quatro estágios, mostrado na Tabela 11.

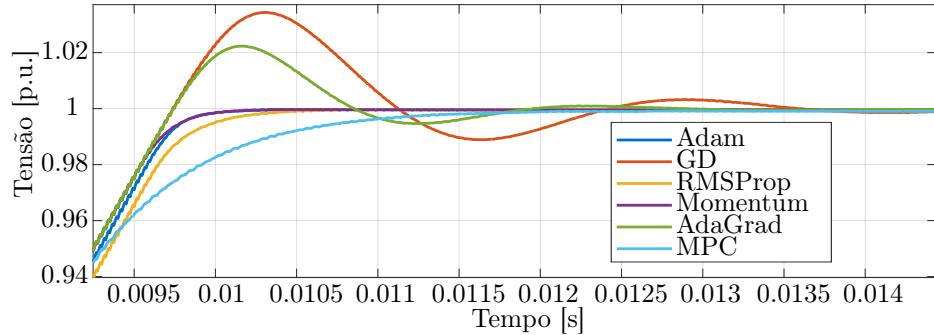
Tabela 11 – Parâmetros de controle para diferentes algoritmos

Estágio	Período [s]	Velocidade [RPM]	Torque [Nm]
1	0 - 0,1	0	0
2	0,1 - 0,3	2000	0
3	0,4 - 0,7	2000	111
4	0,7 - 0,9	2000	-196

Os valores de tensão e corrente serão apresentados em p.u., logo os valores de base utilizados são  $V_{base} = 560V$  e  $I_{base} = 81,5A$ .

No estágio 1 da simulação, o sinal de tensão no secundário é ajustado para o valor de referência determinado. A resposta dos diferentes algoritmos, em p.u., pode ser observada na Figura 81. Observa-se que os algoritmos apresentam diferentes tempos de acomodação e alguns possuem *overshoot* antes de sua estabilização.

Figura 81 – Comparativo de resposta da tensão no estágio 1



Fonte: Próprio autor

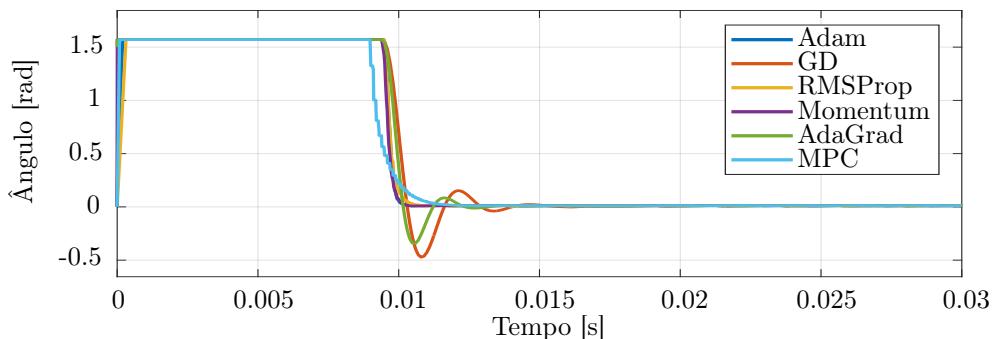
Para quantificar o tempo de acomodação  $T_a$  dos sinais observados, adota-se uma tolerância de  $\pm 2\%$  do valor de referência (KATSUHIKO, 2010). Os tempos de acomodação e porcentagem de *overshoot* podem ser observados na Tabela 12.

Tabela 12 – Tempo de acomodação e overshoot no estágio 1

Algoritmo	$T_a$ [ms]	Overshoot[%]
GD	10,7	3,4
Momentum	9,5	-
AdaGrad	10,3	2,2
RMSProp	9,65	-
Adam	9,58	-
MPC	9,9	-

Na Figura 82 é mostrado o comportamento do ângulo de defasagem fornecido pelos algoritmos.

Figura 82 – Comparativo de resposta do ângulo de defasagem no estágio 1

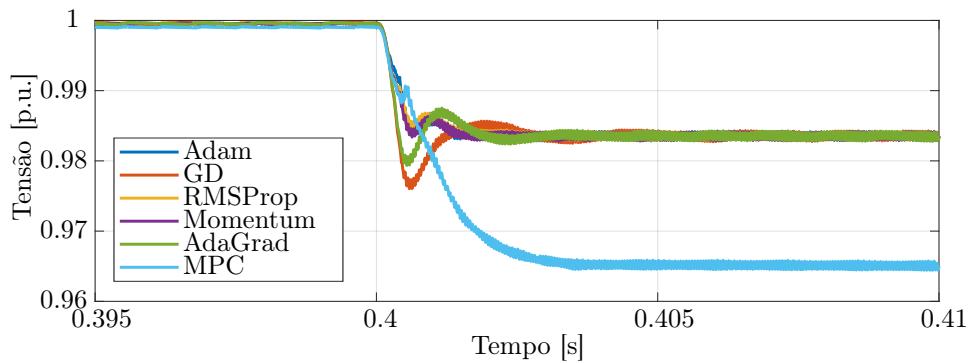


Fonte: Próprio autor

No início da simulação o controle ajusta o ângulo para 1,57 rad, ou 90°. Nesse ângulo é transferido a máxima potência da porta 1 para a porta 2. Desta forma, o controle atinge a referência de tensão e aproximadamente em  $t = 0,01\text{s}$  o ângulo é ajustado para um valor próximo de 0,011 rad, equivalente a 0,63°.

No estágio 2, o motor atinge os 2000 RPM e a partir do instante  $t = 0,4\text{s}$  inicia-se o estágio 3, onde é aplicado um torque de 111Nm no eixo no motor. Na Figura 83 é mostrado o comportamento do sistema quando o torque é aplicado na máquina.

Figura 83 – Comparativo de resposta da tensão no estágio 3



Fonte: Próprio autor

Ao observar a Figura 83, nota-se a existência de um erro em regime permanente. Essa diferença é maior para o algoritmo MPC, que em comparação com os demais métodos, possui uma disparidade de 3,5%. O algoritmos GD e AdaGrad apresentam uma pequena variação do sinal, porém está dentro da tolerância de  $\pm 2\%$ . Em relação o tempo de acomodação, os algoritmos otimizados apresentam um tempo menor em comparação com o MPC convencional, como mostrado na Tabela 13.

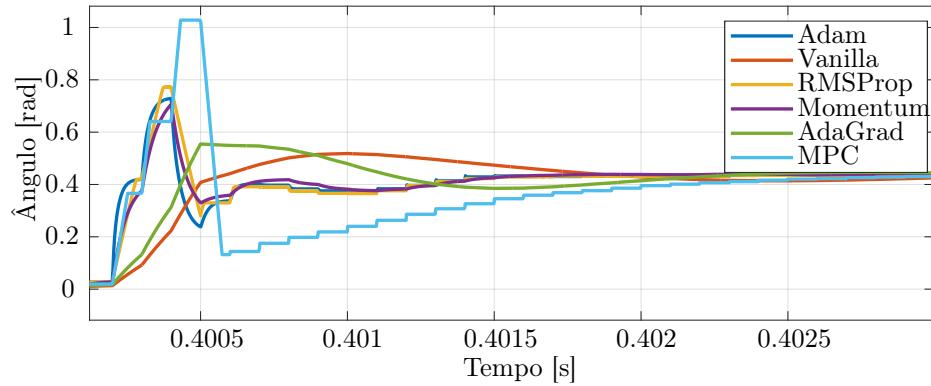
Tabela 13 – Tempo de acomodação e overshoot no estágio 3

Algoritmo	$T_a[\text{ms}]$	Overshoot[%]
GD	2,8	-
Momentum	1,5	-
AdaGrad	2,4	-
RMSProp	1,6	-
Adam	1,5	-
MPC	3,6	-

Na Figura 84 é apresentado o ângulo de defasagem fornecido pelo controle durante o estágio 3 da simulação. Nota-se que alguns algoritmos apresentam uma resposta mais agressiva em relação a outras. Por exemplo, o MPC tradicional atinge 1,02 rad, equivalente

a  $58,4^\circ$ , enquanto o GD atinge uma máxima de 0,51 rad,  $29,2^\circ$ . Ao final do período observado, todos os algoritmos estabilizam em 0,43 rad, equivalente a  $24,6^\circ$ .

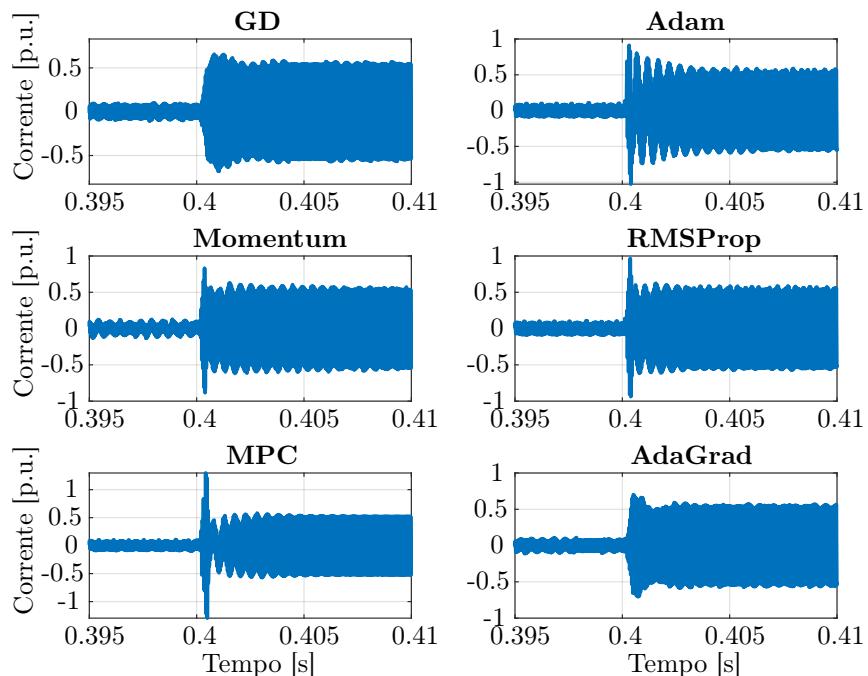
Figura 84 – Comparativo de resposta do ângulo de defasagem no estágio 3



Fonte: Próprio autor

Na Figura 85 é mostrado o comportamento da corrente durante o degrau de carga aplicado no estágio 3. Observa-se que todos os algoritmos apresentam *overshoot*, suas magnitudes de sobressinal são mostradas na Tabela 14.

Figura 85 – Comparativo de resposta da corrente no estágio 3



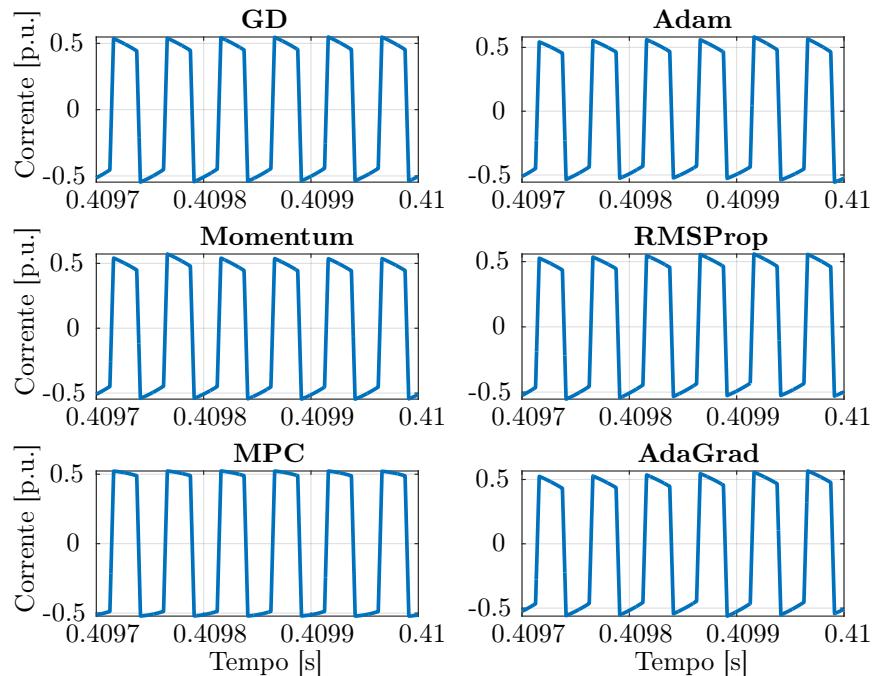
Fonte: Próprio autor

Tabela 14 – *Overshoot* da corrente no estágio 3

Algoritmo	Overshoot[%]
GD	32,7
Momentum	69
AdaGrad	43
RMSProp	96
Adam	85
MPC	163

Na Figura 86 é apresentado as formas de onda da corrente no indutor do DAB entre os instantes  $t = 0,4097\text{s}$  e  $t = 0,41\text{s}$ .

Figura 86 – Comparativo de forma de onda da corrente no estágio 3

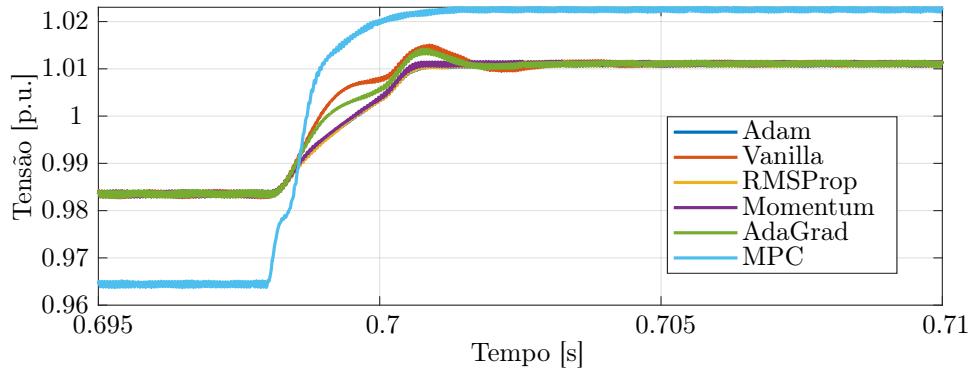


Fonte: Próprio autor

Ao observar a Figura 86, nota-se que as formas de onda são semelhantes não somente entre si mas também em relação a forma de onda apresentado na Figura 54, no Capítulo 6.

Por ultimo, no estágio 4, é aplicado um torque de  $-196\text{Nm}$ . Desta forma simulando uma frenagem regenerativa, onde inverte-se o sentido da corrente, fluindo da porta 2 para a porta 1. Na Figura 87 é mostrado o comportamento da tensão no barramento CC do inversor.

Figura 87 – Comparativo de resposta da tensão no estágio 4



Fonte: Próprio autor

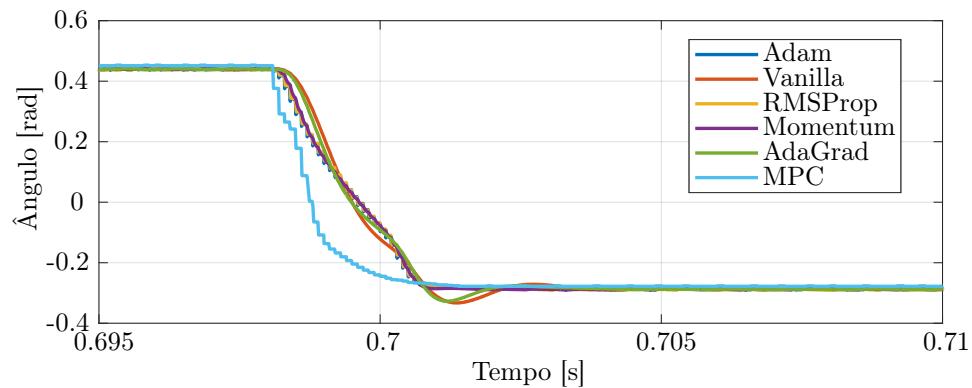
Os sinais possuem um erro em regime permanente, porém a diferença é menor para os algoritmos baseados em GD. O tempo de acomodação do quarto estágio são mostrados na Tabela 15.

Tabela 15 – Tempo de acomodação e overshoot no estágio 4

Algoritmo	$T_a$ [ms]	Overshoot[%]
GD	4	1,5
Momentum	2	-
AdaGrad	4	1,5
RMSProp	2	-
Adam	2	-
MPC	2	-

Os ângulos de defasagem são mostrados na Figura 88.

Figura 88 – Comparativo de resposta do ângulo de defasagem no estágio 4

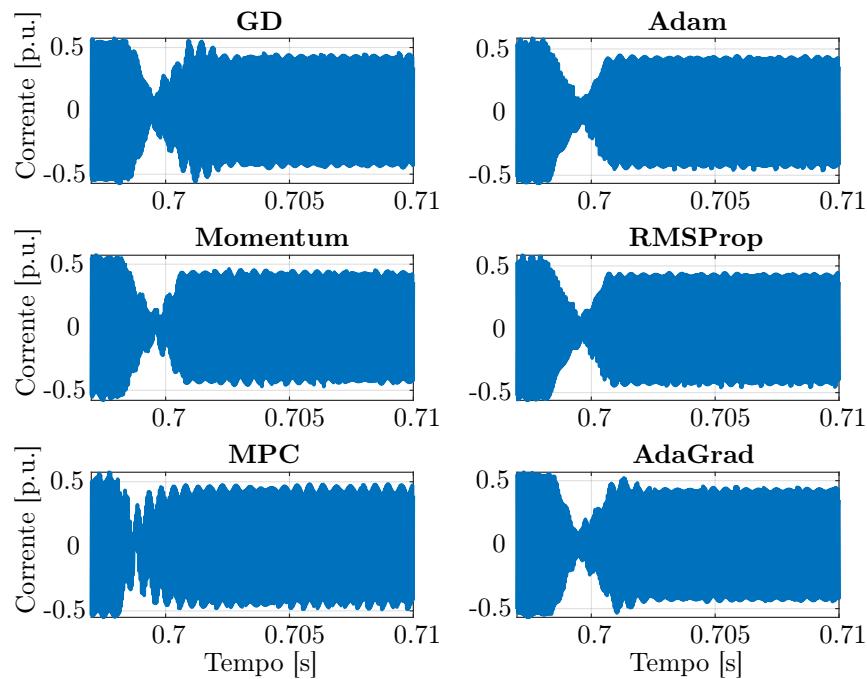


Fonte: Próprio autor

Ao analisar a Figura 88, é observado que o ângulo sai do regime permanente e é ajustado para -0,27 rad, ou  $-15,5^\circ$ . De acordo com a Figura 55, presente no Capítulo 6, quando o ângulo está no quadrante negativo, o sistema absorve potência.

A corrente no secundário durante a estágio 4 é apresentado na Figura 89.

Figura 89 – Comparativo de resposta da corrente no estágio 4

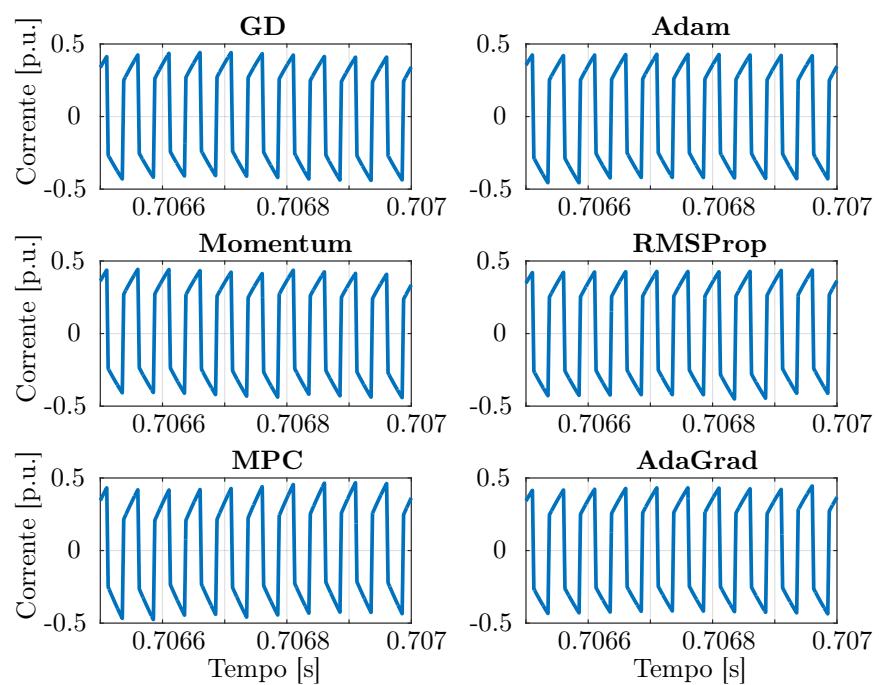


Fonte: Próprio autor

Ao observar a Figura 89 nota-se que os algoritmos GD e AdaGrad apresentam um pequeno *overshoot* no regime transitório, diferente dos demais que se estabilizam de maneira mais suave. Porém, todos apresentam oscilações de baixa frequência em regime permanente.

Na Figura 90 é apresentado as formas de onda da corrente no indutor do DAB para os diferentes métodos analisados entre os instantes  $t = 0,7065\text{s}$  e  $t = 0,707\text{s}$ . Observa-se que as formas de onda se assemelham a da Figura 54, no Capítulo 6.

Figura 90 – Comparativo da forma de onda da corrente no estágio 4



Fonte: Próprio autor

# 11 Comentários da Parte II

Em resumo, nesta parte, foram comparados diversos algoritmos de otimização de função custo aplicados ao controle MPC de um conversor DAB. Foi demonstrado que, embora todos os algoritmos tenham apresentado um desempenho parecidos, as técnicas baseadas em gradiente descendente se destacaram por sua simplicidade e facilidade de implementação, além de ter apresentado um bom desempenho em termos de convergência e eficiência computacional.

Com isso, pode-se concluir que a técnica do gradiente descendente é mais uma opção para ser utilizada em aplicações de controle MPC, especialmente em sistemas com limitações de recursos computacionais, onde a simplicidade e a eficiência são fatores críticos para a viabilidade do projeto. No entanto, é importante destacar que a escolha do algoritmo de otimização mais adequado dependerá das especificidades de cada aplicação e, portanto, é recomendável que sejam realizados testes empíricos para avaliar o desempenho de cada técnica em situações reais.

## **Parte III**

**Controle do Conversor TAB com MPC**

## 12 Introdução da Parte III

O conversor Triple Active Bridge (TAB) é uma topologia de conversor multiportas que tem ganhado destaque em aplicações de alta potência, como em sistemas de transmissão de energia elétrica, *powertrains* de veículos terrestres, aéreos e marítimos, devido às suas vantagens em termos de eficiência e possibilidades de conexão com diferentes fontes e cargas (SUZUKI et al., 2022; IVEY; ALFARES; HE, 2021).

No entanto, o TAB também apresenta alguns desafios. Um deles é a presença de mais uma porta e mais um ângulo de defasagem para controlar, assim tornando o controle mais complexo de se dimensionar (YE et al., 2019).

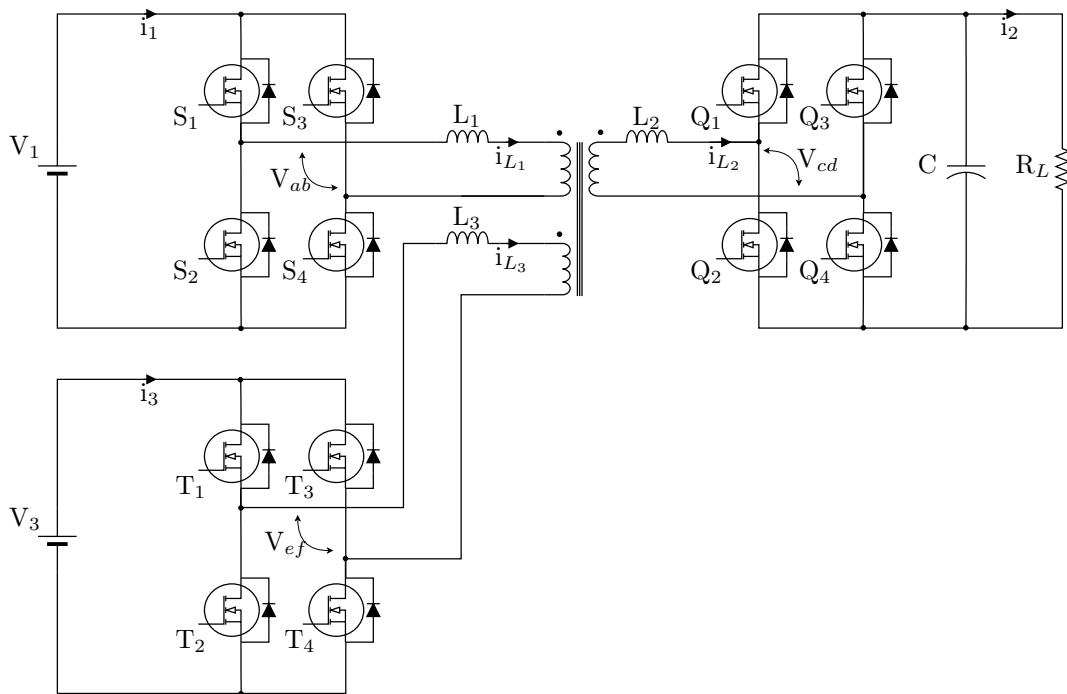
Das diferentes formas de controle existentes, o MPC tem se mostrado uma técnica eficaz para o controle de sistemas dinâmicos complexos. Nesse contexto, o controle MPC aplicado ao TAB pode trazer benefícios significativos em termos de desempenho e eficiência energética (CAI et al., 2022b).

Nesta parte da dissertação, será discutido como o controle MPC pode ser utilizado para controlar o TAB e serão avaliados respostas do sistema para diferentes pontos de operação.

# 13 Conversor TAB

O TAB é uma topologia de conversor multiportas CC-CC, cuja estrutura, apresentada na Figura 91, consiste em três pontes ativas conectadas por um transformador de alta frequência (SANTORO et al., 2021).

Figura 91 – Topologia do conversor TAB



Fonte: Próprio autor

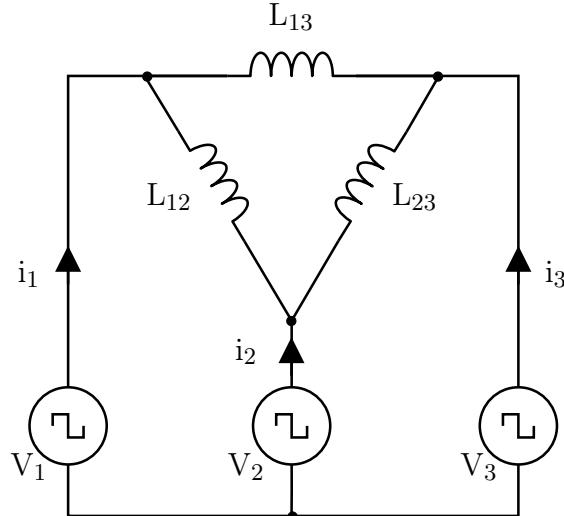
Assim como no conversor DAB, as indutâncias dos enrolamentos do transformador são utilizadas como meio de transmissão de energia e dependendo da potência que passará por elas, é necessário a inclusão de indutores em série com os enrolamentos. Além do isolamento galvânico o TAB possibilita a conexão com diferentes tipos de fontes com variados níveis de tensão.

O princípio de funcionamento desse conversor é baseado na interação entre os fluxos magnéticos dos enrolamentos do transformador. As fontes são combinadas de forma magnética, ao invés de elétrica, assim os fluxos produzidos são adicionados ao núcleo do transformador acoplador (Dos Santos et al., 2011).

A fim de simplificar as análises, o TAB pode ser representado como três fontes de onda quadrada, cujo o valor máximo é a tensão nominal da fonte CC da porta, conectadas entre si por indutâncias equivalentes, como mostrado na Figura 92, considerado o modelo

$\Delta$  de circuito equivalente do conversor.

Figura 92 – Circuito equivalente  $\Delta$  do conversor TAB



Fonte: Próprio autor

No presente trabalho, a referência será a porta 2, portanto, as tensões, correntes e indutâncias nas demais portas são expressas em (13.1).

$$\begin{aligned} V'_j &= \frac{V_j}{n_j} \\ i'_j &= i_j \cdot n_j \\ L'_j &= \frac{L_j}{n_j^2} \end{aligned} \quad (13.1)$$

Onde  $V'_j$  é a tensão na porta  $j(1,3)$  referenciada a porta 2;  $i'_j$  é a corrente na porta  $j(1,3)$  referenciada a porta 2;  $L'_j$  é a indutância na porta  $j(1,3)$  referenciada a porta 2 e  $n_j$  é a relação de transformação entre as portas 2 e  $j(1,3)$ .

## 13.1 Etapas de Operação

Na configuração apresentada nesta dissertação, a carga está acoplada a saída da porta 2, que por sua vez é a referência do controle adotado e seu ângulo de defasagem é sempre mantido em zero. Os demais ângulos irão variar em relação a referência para fornecer ou absorver potência do sistema.

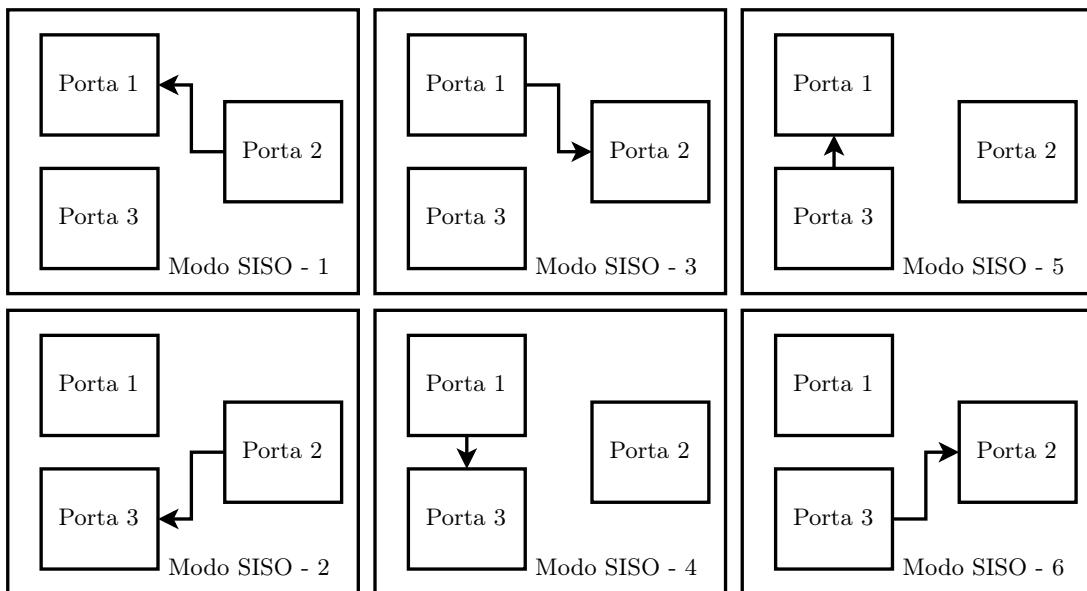
Caso o ângulo da porta controlada seja menor que a referência, a porta controlada irá fornecer potência, caso seja maior, irá absorver potência. Dependendo da relação entre

os ângulos  $\varphi_2$  e  $\varphi_1$ ,  $\varphi_1$  e  $\varphi_3$ , a porta 3 poderá fornecer ou absorver potência, ou nenhum dos dois.

De acordo com (PHAM; WADA, 2020) as etapas de operação do conversor TAB podem ser categorizadas em três partes, sendo elas: *Single Input Single Output* (SISO), *Dual Input Single Output* (DISO) e *Single Input Dual Output* (SIDO).

No SISO, mostrado na Figura 93, a potência é transferida apenas de uma porta para a outra, tornando a porta restante inativa. As setas mostram o sentido do fluxo de potência entre as portas. Em cada etapa é necessário um ângulo de defasagem de fase específico para garantir o correto funcionamento do conversor.

Figura 93 – Operação SISO do TAB



Fonte: Próprio autor

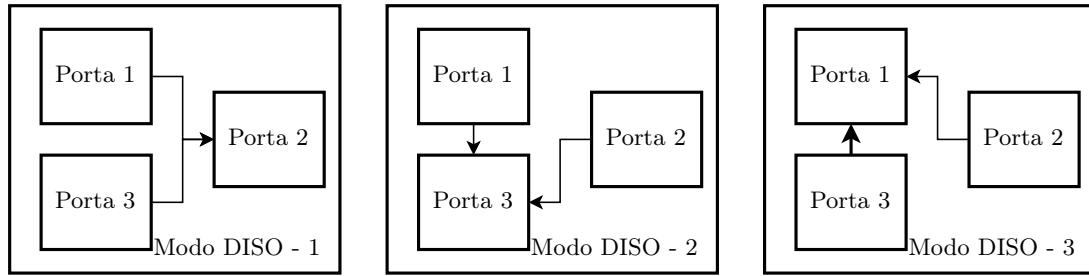
No modo SISO 1, a porta 2 fornece potência apenas para a porta 1 e a porta 3 não fornece e nem absorve, assim  $\varphi_1 > \varphi_2$ . Desta forma, a relação para os demais modos SISO é mostrado na Tabela 16.

Tabela 16 – Convenção angular do modo SISO do TAB

Modo	Convenção angular
SISO 1	$\varphi_1 > \varphi_2$
SISO 2	$\varphi_3 > \varphi_2$
SISO 3	$\varphi_1 < \varphi_2$
SISO 4	$\varphi_3 > \varphi_1$
SISO 5	$\varphi_1 > \varphi_3$
SISO 6	$\varphi_2 > \varphi_3$

No DISO, mostrado na Figura 94, a potência é fornecida por duas portas enquanto apenas uma porta absorve.

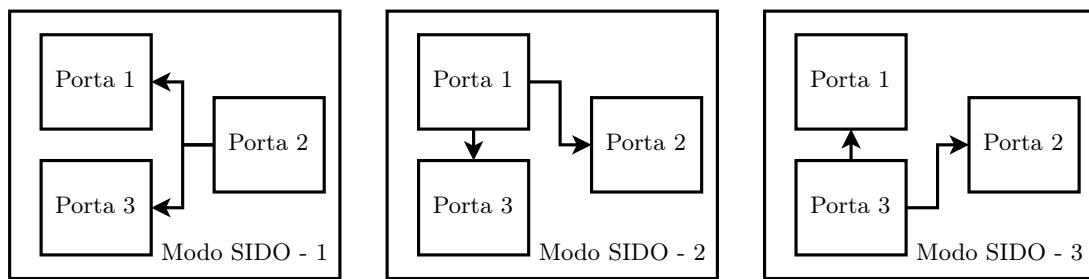
Figura 94 – Operação DISO do TAB



Fonte: Próprio autor

Já no SIDO, mostrado na Figura 95, apenas uma porta fornece potência para as duas demais portas.

Figura 95 – Operação SIDO do TAB

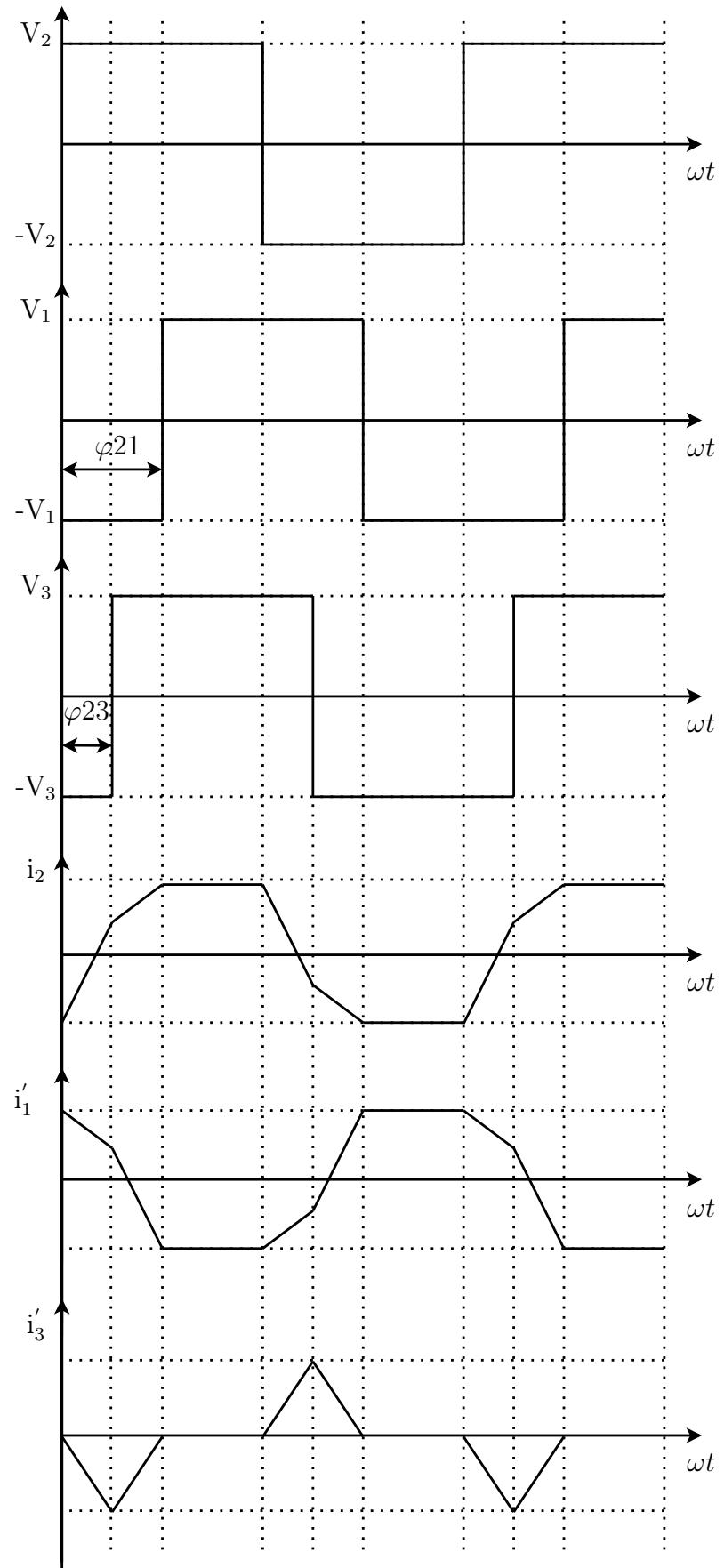


Fonte: Próprio autor

## 13.2 Principais Formas de Onda

Na Figura 96 é mostrado as formas de onda características das tensões e correntes em cada porta do conversor TAB. Neste exemplo foi desenhado as formas de onda supondo um modulador SPS, onde  $\varphi_{21} = 0,5 \cdot \varphi_{23}$ , com uma razão cíclica fixa de 50%, assim como no conversor DAB.

Figura 96 – Formas de onda do TAB

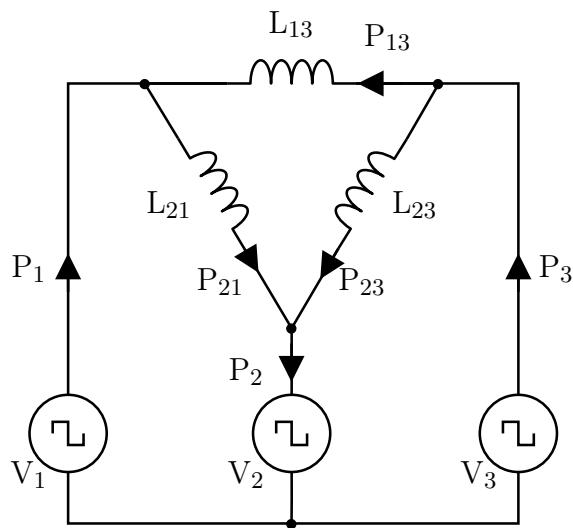


Fonte: Próprio autor

### 13.3 Potência Média Transmitida

A potência fornecida pelas portas depende da direção do fluxo de potência determinada no projeto do conversor. No caso do presente trabalho, as portas 1 e 3 fornecerão potência para a porta 2, como mostrado na Figura 97. A direção do fluxo de potência pode mudar de sentido durante o funcionamento do sistema, portanto defini-se os ângulos de defasagem de fase para a máxima transferência de potência entre as portas escolhidas para o controle.

Figura 97 – Circuito simplificado do TAB destacando o sentido do fluxo de potência adotado



Fonte: Próprio autor

A partir da Figura 97, ao considerar que as setas que estão entrando nos nós são potências positivas e as que estão saindo são potências negativas, de forma que  $P_1 + P_2 + P_3 = 0$ , temos:

$$\begin{aligned} P_1 &= P_{12} - P_{31} \\ -P_2 &= -P_{12} - P_{32} \\ P_3 &= P_{31} + P_{32} \end{aligned} \tag{13.2}$$

A diferença angular adotada é mostrada pela expressão (13.3). Onde o fluxo de potência determinado é dado de  $i$  para  $j$ .

$$\varphi_{ij} = \varphi_j - \varphi_i \tag{13.3}$$

Desta forma, a relação entre os ângulos de cada porta é mostrado em (13.4).

$$\begin{cases} \varphi_{12} = \varphi_2 - \varphi_1 \\ \varphi_{32} = \varphi_2 - \varphi_3 \\ \varphi_{31} = \varphi_1 - \varphi_3 \end{cases} \quad (13.4)$$

Como a porta 2 é a referencia do sistema, o seu ângulo não sofre defasamento, logo pode-se dizer que  $\varphi_2 = 0$ , portanto a relação entre os ângulos pode ser descrito como:

$$\begin{cases} \varphi_{12} = -\varphi_1 \\ \varphi_{32} = -\varphi_3 \\ \varphi_{31} = \varphi_3 - \varphi_1 = \varphi_{12} - \varphi_{32} \end{cases} \quad (13.5)$$

O fluxo de potência entre as indutâncias do TAB pode ser dado pelas mesmas equações do DAB, expressa em (13.6).

$$P_{ij} = \frac{V_i \cdot V_j}{\omega \cdot L_{ij}} \cdot \varphi_{ij} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{ij}|}{\pi}\right) \quad (13.6)$$

Logo, as equações que definem a potência transmitida pelas indutâncias são expressos em (13.7), (13.8) e (13.9).

$$P_{12} = \frac{V_2 \cdot V_1}{n_1 \cdot \omega \cdot L_{12}} \cdot \varphi_{12} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi}\right) \quad (13.7)$$

$$P_{32} = \frac{V_2 \cdot V_3}{n_3 \cdot \omega \cdot L_{32}} \cdot \varphi_{32} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi}\right) \quad (13.8)$$

$$P_{31} = \frac{V_1 \cdot V_3}{n_1 \cdot n_3 \cdot \omega \cdot L_{31}} \cdot \varphi_{31} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi}\right) \quad (13.9)$$

Portanto, a partir das equações mostradas em (13.2), as potências ativas transferidas pelas fontes podem ser expressas em (13.10), (13.11) e (13.12).

$$P_1 = \frac{V_1}{n_1 \cdot \omega} \cdot \left( \frac{V_2}{L_{12}} \cdot \varphi_{12} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi}\right) - \frac{V_3}{n_3 \cdot L_{31}} \cdot \varphi_{31} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi}\right) \right) \quad (13.10)$$

$$P_2 = \frac{V_2}{\omega} \cdot \left( \frac{V_1}{n_1 \cdot L_{12}} \cdot \varphi_{12} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi}\right) + \frac{V_3}{n_3 \cdot L_{32}} \cdot \varphi_{32} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi}\right) \right) \quad (13.11)$$

$$P_3 = \frac{V_3}{n_3 \cdot \omega} \cdot \left( \frac{V_1}{n_1 \cdot L_{31}} \cdot \varphi_{31} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi}\right) - \frac{V_2}{L_{32}} \cdot \varphi_{32} \cdot \left(1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi}\right) \right) \quad (13.12)$$

Observa-se que as equações das potências (13.10), (13.11) e (13.12) são influenciadas por ângulos de outras portas, ou seja, qualquer variação angular ou de tensão resultará em uma variação de fluxo de potência entre as portas.

## 13.4 Indutância de Transmissão de Potência

O valor das indutâncias de dispersão entre as portas pode ser expresso ao manipular as equações (13.7), (13.8) e (13.9), mostrado em (13.13), (13.14) e (13.15).

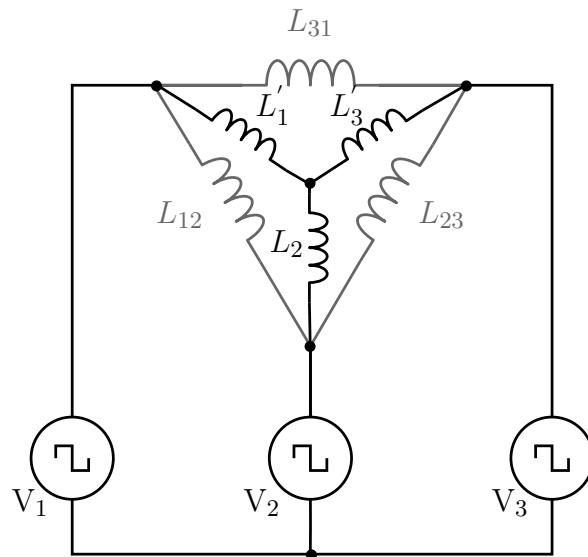
$$L_{12} = \frac{V_2 \cdot V_1}{n_1 \cdot \omega \cdot P_{12}} \cdot \varphi_{12} \cdot \left(1 - \frac{\varphi_{12}}{\pi}\right) \quad (13.13)$$

$$L_{32} = \frac{V_2 \cdot V_3}{n_3 \cdot \omega \cdot P_{32}} \cdot \varphi_{32} \cdot \left(1 - \frac{\varphi_{32}}{\pi}\right) \quad (13.14)$$

$$L_{31} = \frac{V_1 \cdot V_3}{n_1 \cdot n_3 \cdot \omega \cdot P_{31}} \cdot \varphi_{31} \cdot \left(1 - \frac{\varphi_{31}}{\pi}\right) \quad (13.15)$$

Para determinar as indutâncias de transmissão de potência para cada porta, é analisado o modelo de circuito equivalente em Y do conversor TAB, mostrado na Figura 98.

Figura 98 – Circuito equivalente Y do conversor TAB



Fonte: Próprio autor

Na Figura 98 são apresentadas as indutâncias  $L'_1$ ,  $L'_2$  e  $L'_3$ , sem considerar a indutância de magnetização do transformador. A partir da transformação delta-estrela ( $\Delta - Y$ ), as expressões que definem o valor das indutâncias são mostrados em (13.16), (13.17) e (13.18).

$$L'_1 = \frac{L_{31} \cdot L_{12}}{L_{32} + L_{31} + L_{12}} \quad (13.16)$$

$$L'_2 = \frac{L_{32} \cdot L_{12}}{L_{32} + L_{31} + L_{12}} \quad (13.17)$$

$$L'_3 = \frac{L_{31} \cdot L_{32}}{L_{32} + L_{31} + L_{12}} \quad (13.18)$$

As indutâncias calculadas para  $L'_1$  e  $L'_3$  são referenciadas a porta 2, que é a referência do sistema. Logo, como apresentado em (13.1), as indutâncias que serão inseridas em série com o transformador são apresentadas nas equações (13.19) e (13.20).

$$L_1 = L'_1 \cdot n_1^2 \quad (13.19)$$

$$L_3 = L'_3 \cdot n_3^2 \quad (13.20)$$

Onde  $n_1$  e  $n_3$  representam as relação de transformação entre os enrolamentos da porta 1 e 2 e porta 3 e 2.

## 13.5 Análise do TAB na frequência Fundamental

As equações matemáticas no modelo fundamental do TAB servem para estimar o fluxo de potência ativa e reativa. Semelhante ao DAB, as equações do modelo fundamental para os fluxos de potência ativa nos ramos do modelo equivalente do transformador são mostrados em (13.21), (13.22) e (13.23).

$$P_{21_{mf}} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{V_1 \cdot V_2}{n_1 \cdot \omega \cdot L_{12}} \cdot \text{sen}(\varphi_{12}) \quad (13.21)$$

$$P_{23_{mf}} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{V_3 \cdot V_2}{n_3 \cdot \omega \cdot L_{32}} \cdot \text{sen}(\varphi_{32}) \quad (13.22)$$

$$P_{13_{mf}} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{V_1 \cdot V_3}{n_1 \cdot n_3 \cdot \omega \cdot L_{31}} \cdot \text{sen}(\varphi_{31}) \quad (13.23)$$

Logo, ao aplicar a relação apresentada em (13.2), temos as potências fornecidas por cada porta apresentadas em (13.24), (13.25) e (13.26).

$$P_{1_{mf}} = \frac{8 \cdot V_1}{\pi^2 \cdot \omega \cdot n_1} \cdot \left( \frac{V_3}{n_3 \cdot L_{31}} \cdot \text{sen}(\varphi_{31}) + \frac{V_2}{L_{12}} \cdot \text{sen}(\varphi_{12}) \right) \quad (13.24)$$

$$P_{2_{mf}} = \frac{8 \cdot V_2}{\pi^2 \cdot \omega} \cdot \left( \frac{V_3}{n_3 \cdot L_{32}} \cdot \operatorname{sen}(\varphi_{32}) + \frac{V_1}{n_1 \cdot L_{12}} \cdot \operatorname{sen}(\varphi_{12}) \right) \quad (13.25)$$

$$P_{3_{mf}} = \frac{8 \cdot V_3}{n_3 \cdot \pi^2 \cdot \omega} \cdot \left( \frac{V_1}{n_1 \cdot L_{31}} \cdot \operatorname{sen}(\varphi_{31}) - \frac{V_2}{L_{32}} \cdot \operatorname{sen}(\varphi_{32}) \right) \quad (13.26)$$

Desta forma, os valores das correntes fornecida por cada porta, referenciado a porta 2, são expressos em (13.27), (13.28) e (13.29).

$$\frac{P_{1_{mf}}}{V_1} = I_1 = \frac{8}{n_1 \cdot \pi^2 \cdot \omega} \cdot \left( \frac{V_3}{n_3 \cdot L_{31}} \cdot \operatorname{sen}(\varphi_{31}) + \frac{V_2}{L_{12}} \cdot \operatorname{sen}(\varphi_{12}) \right) \quad (13.27)$$

$$\frac{P_{2_{mf}}}{V_2} = I_2 = \frac{8}{\pi^2 \cdot \omega} \cdot \left( \frac{V_3}{n_3 \cdot L_{32}} \cdot \operatorname{sen}(\varphi_{32}) + \frac{V_1}{n_1 \cdot L_{12}} \cdot \operatorname{sen}(\varphi_{12}) \right) \quad (13.28)$$

$$\frac{P_{3_{mf}}}{V_3} = I_3 = \frac{8}{n_3 \cdot \pi^2 \cdot \omega} \cdot \left( \frac{V_1}{n_1 \cdot L_{31}} \cdot \operatorname{sen}(\varphi_{31}) - \frac{V_2}{L_{32}} \cdot \operatorname{sen}(\varphi_{32}) \right) \quad (13.29)$$

# 14 Formas de Controle

Para garantir o desempenho e a eficiência adequadas, é necessário aplicar métodos de controle apropriados. Existem diversos métodos de controle disponíveis e cada um com suas próprias vantagens e desvantagens (KOWALEWSKI et al., 2022).

Neste contexto, é fundamental compreender os principais métodos de controle disponíveis para o conversor TAB, afim de selecionar a melhor opção para cada aplicação específica. Este capítulo tem como objetivo apresentar e discutir alguns dos principais métodos de controle disponíveis para o conversor TAB.

## 14.1 Modelo de Pequenos Sinais do TAB

O modelo de pequenos sinais é uma ferramenta importante para a análise e projeto de controladores para sistemas em malha fechada. Para o conversor TAB, o modelo de pequenos sinais pode ser usado para projetar controladores que garantam um desempenho adequado do conversor ao prover uma rápida resposta a perturbações externas.

### 14.1.1 Modelo Médio Quase Instantâneos

Pode-se considerar que o conversor TAB é uma extensão do conversor DAB, portanto, os valores das correntes de cada porta podem ser expressas pela média durante um período, onde a amplitude depende da diferença entre os ângulos de cada porta.

Desta forma, o valor da corrente pode ser encontrado ao dividir as potências, mostradas em (13.10), (13.11) e (13.12), pelo valor da tensão das respectivas portas, mostrados em (14.1), (14.2) e (14.3).

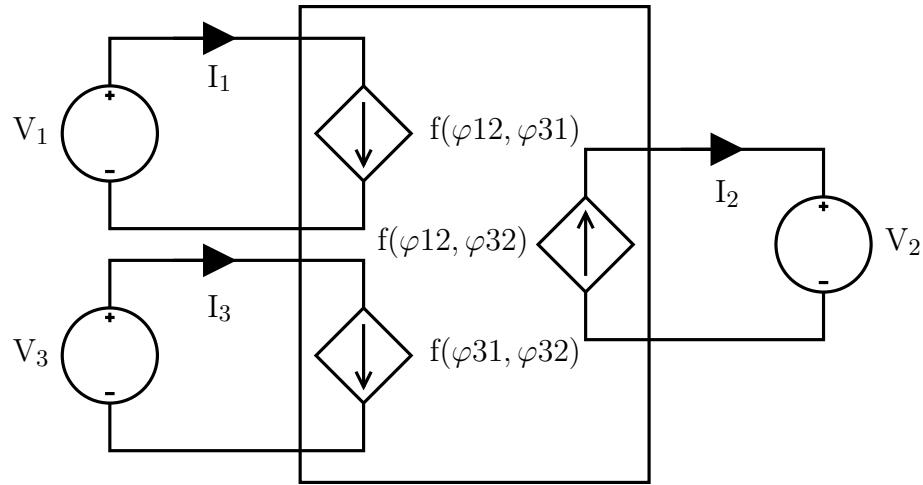
$$\frac{P_1}{V_1} = I_1 = \frac{1}{n_1 \cdot \omega} \cdot \left( \frac{V_2}{L_{12}} \cdot \varphi_{12} \cdot \left( 1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi} \right) - \frac{V_3}{n_3 \cdot L_{31}} \cdot \varphi_{31} \cdot \left( 1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi} \right) \right) \quad (14.1)$$

$$\frac{P_2}{V_2} = I_2 = \frac{1}{\omega} \cdot \left( \frac{V_1}{n_1 \cdot L_{12}} \cdot \varphi_{12} \cdot \left( 1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi} \right) + \frac{V_3}{n_3 \cdot L_{32}} \cdot \varphi_{32} \cdot \left( 1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) \right) \quad (14.2)$$

$$\frac{P_3}{V_3} = I_3 = \frac{1}{n_3 \cdot \omega} \cdot \left( \frac{V_1}{n_1 \cdot L_{31}} \cdot \varphi_{31} \cdot \left( 1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi} \right) + \frac{V_2}{L_{32}} \cdot \varphi_{32} \cdot \left( 1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) \right) \quad (14.3)$$

De acordo com (OKUTANI; HUANG; KADO, 2019) o modelo médio do TAB é geralmente representado por um circuito equivalente de três ramos, que consiste em uma fonte de tensão e uma fonte de corrente controlada em série, mostrado na Figura 99.

Figura 99 – Modelo Médio Quase Instantâneo do TAB



Fonte: Próprio autor

Nesta dissertação, a porta 2 é tida como referência, portanto, um modelo de pequenos sinais para as portas 1 e 3 é deduzido. Ao começar pela porta 1, manipula-se a equação (14.1) e chega-se na expressão mostrada em (14.4).

$$\begin{aligned} I_1 = & \frac{V_2 \cdot \varphi_{12}}{n_1 \cdot \omega \cdot L_{12}} - \frac{V_2 \cdot \varphi_{12}^2}{n_1 \cdot \omega \cdot L_{12} \cdot \pi} - \frac{V_3 \cdot \varphi_{32}}{n_1 \cdot n_3 \cdot \omega \cdot L_{31}} + \frac{V_3 \cdot \varphi_{12}}{n_1 \cdot n_3 \cdot \omega \cdot L_{31}} + \\ & + \frac{V_3 \cdot \varphi_{32}^2}{n_1 \cdot n_3 \cdot \omega \cdot L_{31} \cdot \pi} - \frac{V_3 \cdot 2 \cdot \varphi_{32} \cdot \varphi_{12}}{n_1 \cdot n_3 \cdot \omega \cdot L_{31} \cdot \pi} + \frac{V_3 \cdot \varphi_{12}^2}{n_1 \cdot n_3 \cdot \omega \cdot L_{31} \cdot \pi} \end{aligned} \quad (14.4)$$

Determina-se o ponto de operação do sistema  $\varphi_{12(0)}$  e  $\varphi_{32(0)}$ . Perturbando e após derivando-se a equação (14.4) nos pontos de operações, resulta-se nas equações (14.5) e (14.6).

$$\frac{\partial \hat{I}_1}{\partial \hat{\varphi}_{12(0)}} = \frac{V_2}{n_1 \cdot \omega \cdot L_{12}} \cdot \left( 1 - 2 \cdot \frac{\varphi_{12(0)}}{\pi} \right) + \frac{V_3}{n_1 \cdot n_3 \cdot \omega \cdot L_{31}} \cdot \left( 1 - 2 \cdot \frac{(\varphi_{12(0)} - \varphi_{32(0)})}{\pi} \right) \quad (14.5)$$

$$\frac{\partial \hat{I}_1}{\partial \hat{\varphi}_{32(0)}} = \frac{V_3}{n_1 \cdot n_3 \cdot \omega \cdot L_{32}} \cdot \left( -1 + 2 \cdot \frac{(\varphi_{32(0)} - \varphi_{12(0)})}{\pi} \right) \quad (14.6)$$

Para determinar o modelo de pequenos sinais da corrente da porta 3, manipula-se matematicamente a equação (14.3), assim expresso em (14.7).

$$\begin{aligned} I_3 = & \frac{V_1 \cdot \varphi_{32}}{n_1 \cdot n_3 \cdot \omega \cdot L_{31}} - \frac{V_1 \cdot \varphi_{12}}{n_1 \cdot n_3 \cdot \omega \cdot L_{31}} - \frac{V_1 \cdot \varphi_{32}^2}{n_1 \cdot n_3 \cdot \omega \cdot L_{31} \cdot \pi} + \frac{2 \cdot V_1 \cdot \varphi_{32} \cdot \varphi_{12}}{n_1 \cdot n_3 \cdot \omega \cdot L_{31} \cdot \pi} - \\ & - \frac{V_1 \cdot \varphi_{12}^2}{n_1 \cdot n_3 \cdot \omega \cdot L_{31} \cdot \pi} + \frac{V_2 \cdot \varphi_{32}}{n_3 \cdot \omega \cdot L_{32}} - \frac{V_2 \cdot \varphi_{32}^2}{n_3 \cdot \omega \cdot L_{32} \cdot \pi} \end{aligned} \quad (14.7)$$

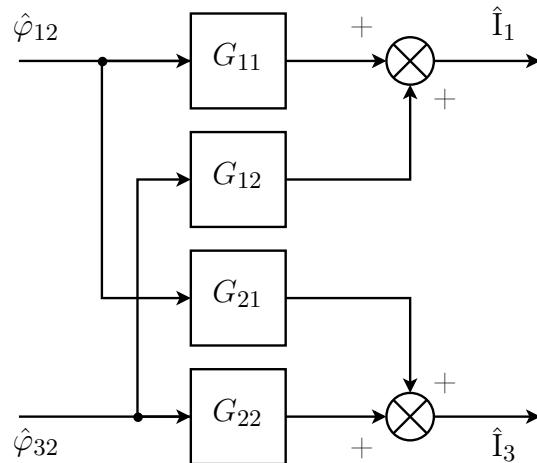
Da mesma forma como foi feito na porta 1, perturba-se e deriva-se a equação (14.7) nos pontos de operação  $\varphi_{12(0)}$  e  $\varphi_{32(0)}$ , mostrado pelas equações (14.8) e (14.9).

$$\frac{\partial \hat{I}_3}{\partial \hat{\varphi}_{12(0)}} = \frac{V_1}{n_1 \cdot n_3 \cdot \omega \cdot L_{31}} \cdot \left( 1 - 2 \cdot \frac{(\varphi_{32(0)} - \varphi_{12(0)})}{\pi} \right) + \frac{V_2}{n_3 \cdot \omega \cdot L_{32}} \cdot \left( 1 - 2 \cdot \frac{\varphi_{32(0)}}{\pi} \right) \quad (14.8)$$

$$\frac{\partial \hat{I}_3}{\partial \hat{\varphi}_{32(0)}} = \frac{V_1}{n_1 \cdot n_3 \cdot \omega \cdot L_{31}} \cdot \left( -1 + 2 \cdot \frac{(\varphi_{32(0)} - \varphi_{12(0)})}{\pi} \right) \quad (14.9)$$

Ao considerar o sistema linear em torno do ponto de operação, as equações (14.5), (14.6), (14.8) e (14.9) são considerados ganhos,  $G_{11}$ ,  $G_{12}$ ,  $G_{21}$  e  $G_{22}$ , respectivamente, que ao serem multiplicados por um ângulo resultarão em um valor de corrente. Logo, um diagrama de blocos em pequenos sinais do TAB é mostrado na Figura 100.

Figura 100 – Diagrama em blocos de pequenos sinais do TAB



Fonte: Próprio autor

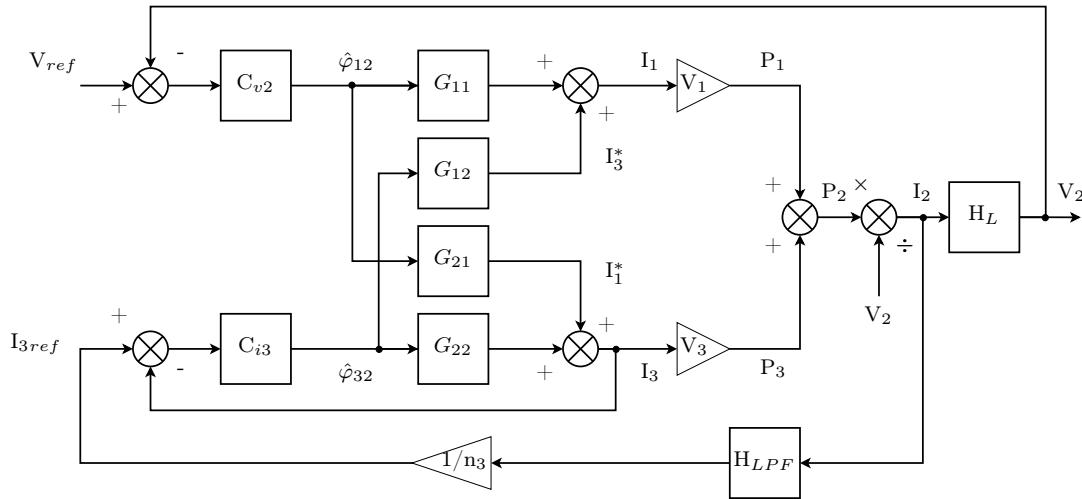
## 14.2 Duplo Feedback

O controle de duplo *feedback* consiste na aplicação de dois compensadores a malha do conversor. Controla-se a tensão na saída da porta 2, porém quem deve entregar a potência total em regime permanente é a porta 3. A porta 1 atua na absorção/fornecimento da potência durante transitórios.

Uma particularidade deste método de controle é que caso não ocorra o desacoplamento entre as portas, não há a possibilidade de controle da mesma variável. Entretanto, as malhas podem ser desacopladas a partir da frequência de corte da malha. De acordo com (dos Santos, 2011), a diferença de velocidade das malhas deve ser de pelo menos uma

década. Nessa situação a malha de controle da potência na porta 1 é mais rápida do que a malha de controle da potência da porta 3. O diagrama de blocos da malha de controle do TAB é apresentado na Figura 101.

Figura 101 – Diagrama de blocos do controle de duplo feedback do TAB



Fonte: Próprio autor

Onde  $C_{v2}(s)$  e  $C_{i3}(s)$  são os compensadores das malhas de tensão na portas 2 e de corrente na porta 3, respectivamente,  $H_L(s)$  é a função de transferência da carga e  $H_{LPF}(s)$  é a função de transferência do filtro passa baixa, expressos em (14.10).

$$H_{LPF}(s) = \frac{1}{\tau s + 1} ; H_L(s) = \frac{R_L}{R_L \cdot C_2 s + 1} \quad (14.10)$$

### 14.2.1 Simulação do TAB com Duplo Feedback

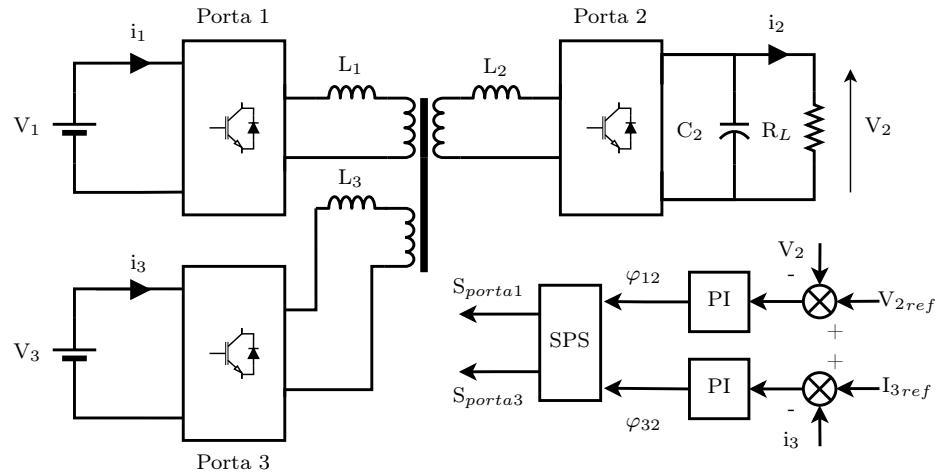
Os parâmetros do TAB utilizado na simulação é apresentado na Tabela 17.

Tabela 17 – Parâmetros de projeto do TAB

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão nas portas	$V_1, V_2, V_3$	288V, 560V, 355V
Potência transmitida entre as portas	$P_{12}, P_{32}, P_{31}$	45kW, 10kW, 40kW
Indutâncias em série	$L_1, L_2, L_3$	$1,6\mu H, 6,7\mu H, 3,2\mu H$
Capacitores de bloqueio	$C_{b1}, C_{b2}, C_{b3}$	$4,1mF, 970\mu F, 2mF$
Resistência em série	$R_{sp1}, R_{sp2}, R_{sp3}$	$0,1\Omega$
Capacitor de filtro da porta 2	$C_2$	$338\mu F$
Frequência de chaveamento	$f_s$	20kHz
Relação de transformação entre portas	$n_1, n_3$	0,5143, 0,6339
Ângulos de defasagem entre portas	$\varphi_{12}, \varphi_{32}$	-20°, -25°

Na Figura 102 é mostrado o arranjo do controle e do conversor.

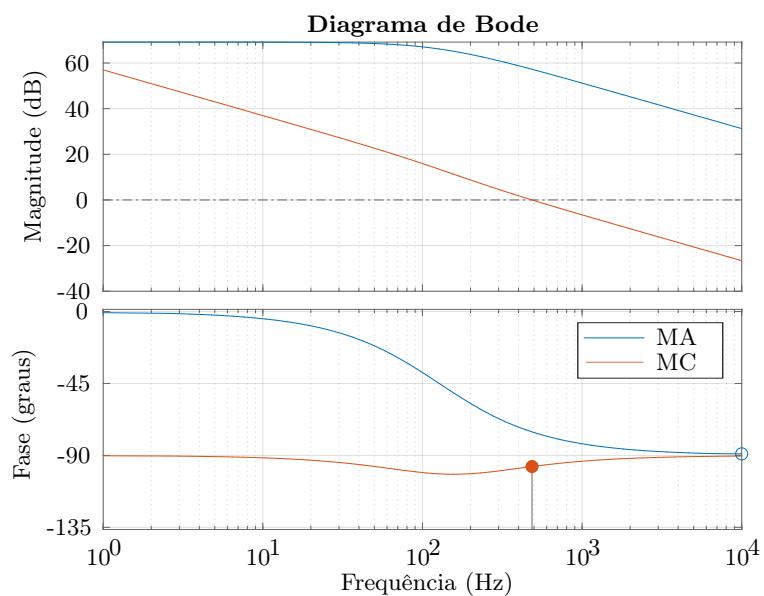
Figura 102 – Sistema de controle de duplo feedback do TAB



Fonte: Próprio autor

Os ganhos  $k_p$  e  $k_i$  dos compensadores foram obtidos a partir do método do lugar das raízes. A frequência de corte ( $f_c$ ) adotado para a malha de tensão da porta 2 é de 400Hz, o coeficiente de amortecimento ( $\zeta$ ) adotado é de 0,99. O diagrama de bode de malha aberta (MA) e malha compensada (MC) da tensão é apresentada na Figura 103.

Figura 103 – Diagrama de Bode de MA e MC da porta 1



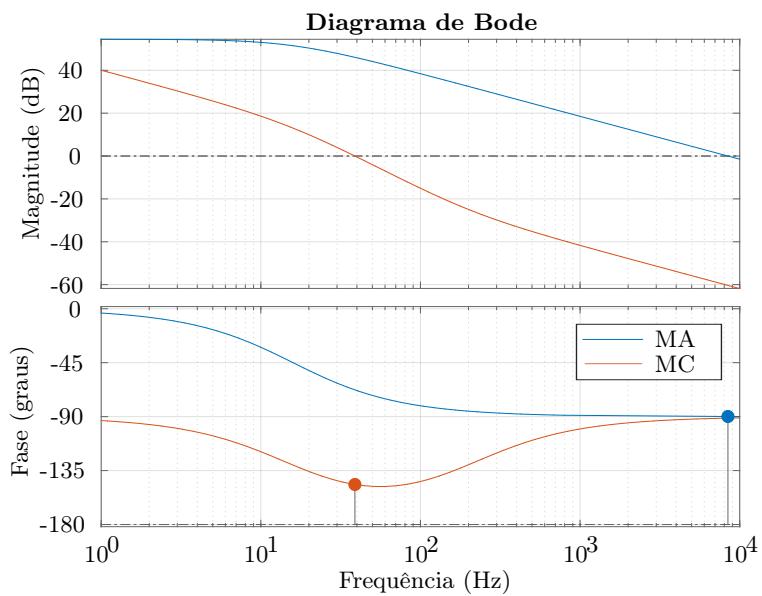
Fonte: Próprio autor

O compensador da malha de tensão na porta 2 é mostrado em (14.11).

$$C_{v2}(s) = \frac{0,001277s + 1,547}{s} \quad (14.11)$$

A frequência de corte ( $f_c$ ) adotado para a malha de corrente da porta 3 é de 40Hz, o coeficiente de amortecimento ( $\zeta$ ) adotado é de 0,3 e a constante de tempo ( $\tau$ ) é de 0,01. O diagrama de bode de malha aberta (MA) e malha compensada (MC) da corrente é apresentada na Figura 104.

Figura 104 – Diagrama de Bode de MA e MC da porta 3



Fonte: Próprio autor

O compensador da malha de corrente na porta 3 é mostrado em (14.12).

$$C_{i3}(s) = \frac{0,0009581s + 1,191}{s} \quad (14.12)$$

Os ganhos aplicados aos compensadores são apresentados na Tabela 18.

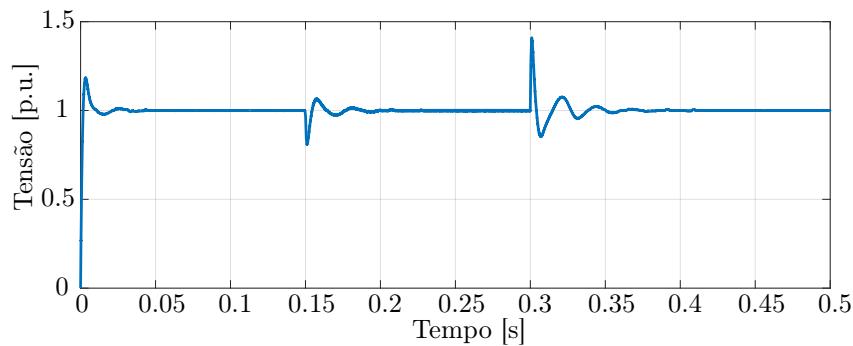
Tabela 18 – Ganhos dos compensadores

Compensador	<b>kp</b>	<b>ki</b>
$C_{v2}(s)$	0,00127 rad/V	1,547 rad/V.s
$C_{i3}(s)$	0,0009581 rad/A	1,191 rad/A.s

O algoritmo para calcular os ganhos dos compensadores PI é encontrado no Apêndice D.

A simulação é dividida em três momentos, o primeiro tem início no instante  $t = 0\text{s}$ , onde a carga é uma resistência de  $10\Omega$ . No segundo momento, no instante  $t = 0,15\text{s}$ , a carga muda para uma resistência de  $3,68\Omega$ . Por fim, no instante  $t = 0,3\text{s}$ , é inserido uma fonte de corrente de  $212\text{A}$  ao sistema, o que força a porta 2 a operar como fonte, entregando potência para o circuito. Na Figura 105, é mostrado a resposta da tensão durante os três momentos definidos.

Figura 105 – Resposta da tensão no conversor TAB

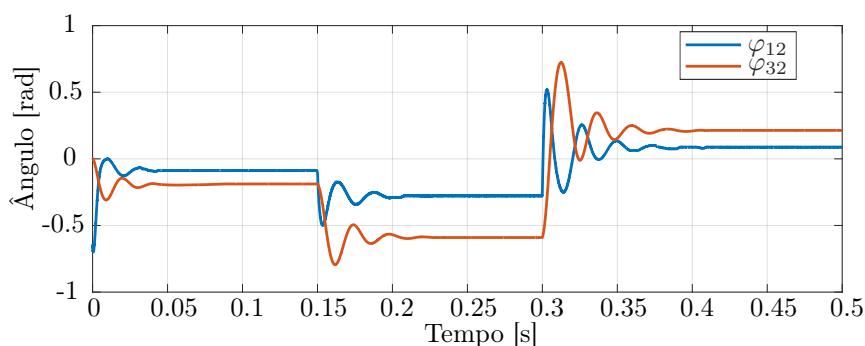


Fonte: Próprio autor

Ao observar a Figura 105, nota-se que o controle mantém a tensão de saída da porta 2 dentro na referência determinada, porém, durante os momentos de transição de carga, o controle apresentou um *undershoot* de 20% e um *overshoot* de quase 40%.

Durante a simulação, varia-se os ângulos de defasagem, mostrados na Figura 106. Ao observar as transições de carga, é possível perceber que o ângulo  $\varphi_{12}$ , que controla a malha da tensão na porta 2, responde às variações de potência de maneira mais rápida, já o ângulo  $\varphi_{32}$ , que controla a malha da corrente na porta 3, atua de forma mais lenta.

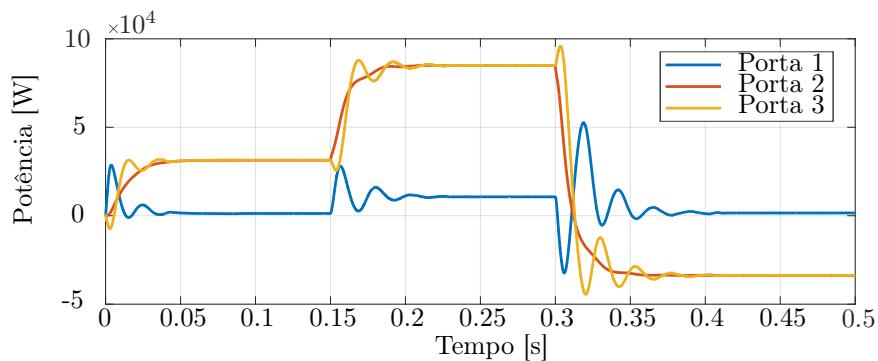
Figura 106 – Controle phase shift no conversor TAB



Fonte: Próprio autor

Repara-se que durante os dois primeiros momentos, o ângulo  $\varphi_{12}$ , em regime permanente, sempre é maior que o ângulo  $\varphi_{32}$ . Isso se dá devido a lógica de controle implementada, onde a porta 3 sempre deverá entregar a potência total do sistema em regime permanente, mostrado na Figura 107, ao trabalhar como um sistema SISO. No terceiro momento, a lógica se inverte, então quanto maior o ângulo, maior a potência recebida da porta 2, como um sistema DISO, logo o ângulo  $\varphi_{32}$  é maior do que o ângulo  $\varphi_{12}$ .

Figura 107 – Resposta das potências no conversor TAB



Fonte: Próprio autor

Na Figura 107, é observado que em momentos de mudança de potência demandada/fornecida pela porta 2, a porta 1 atua de maneira mais rápida, entregando/absorvendo potência para a porta 3. Por sua vez, a potência na porta 3 alcança, de maneira suave, o valor total demandado pela porta 2 e a potência na porta 1, em regime permanente, fica próxima de zero.

### 14.3 Controle por Modelo Preditivo (MPC) + PI

Existem diversas formas de controlar o conversor TAB e cada método expõe uma particularidade, tanto positivo como negativo. Nesta abordagem será implementado um modelo de controle híbrido, entre um compensador PI e um modelo preditivo.

A aplicação consiste em controlar a potência fornecida pelas portas 1 e 3 por dois diferentes métodos, onde a porta 1 impõem a tensão na saída da porta 2, controlado via MPC e a porta 3, que fornecerá a potência total demandada pela carga, será controlada por um compensador PI.

O modelo de controle da porta 1 é baseado nas equações (13.27) e (13.29), que representam as correntes da porta 1 e 3, respectivamente, na frequência fundamental. Tomando como referência a distribuição de potência apresentado em (13.2), temos que:

$$P_2 = P_{12} + P_{32} \quad (14.13)$$

Logo, para calcular a corrente na porta 2  $I_2(k+1)$ , aplica-se os ângulos de defasagem no instante  $k - 1$  nas equações (13.27) e (13.29), esses ângulos servem como valores iniciais para a técnica de minimização que será aplicada posteriormente, portanto pode-se dizer que:

$$I_2(k+1) = I_1 \cdot a1 + I_3 \cdot a3 \quad (14.14)$$

Após a aquisição do valor de  $I_2(k+1)$ , utiliza-se a mesma equação aplicada no DAB para prever a tensão naquele mesmo instante, mostrada em (14.15).

$$V_2(k+1) = \frac{(I_2(k+1) - I_L(k))}{C_2 \cdot f} + V_2(k) \quad (14.15)$$

Neste exemplo será usado mais uma janela de previsão, ou seja, será prevista a corrente  $I_2(k+2)$ , como no trabalho de (CHEN et al., 2020). Ela é calculada a partir da soma da corrente  $I_2(k+1)$  pela corrente calculada a partir da diferença da tensão  $V_2(k)$  por  $V_2(k+1)$ , mostrado na equação (14.16).

$$I_2(k+2) = I_2(k+1) + \frac{(V_2(k) - V_2(k+1))}{C_2 \cdot f} \quad (14.16)$$

Então, a tensão  $V_2(k+2)$  é obtida a partir da equação (14.17).

$$V_2(k+2) = \frac{I_2(k+2) + I_2(k+1) - 2 \cdot I_L(k)}{C_2 \cdot f} + V_2(k) \quad (14.17)$$

As funções custo são apresentados em (14.18).

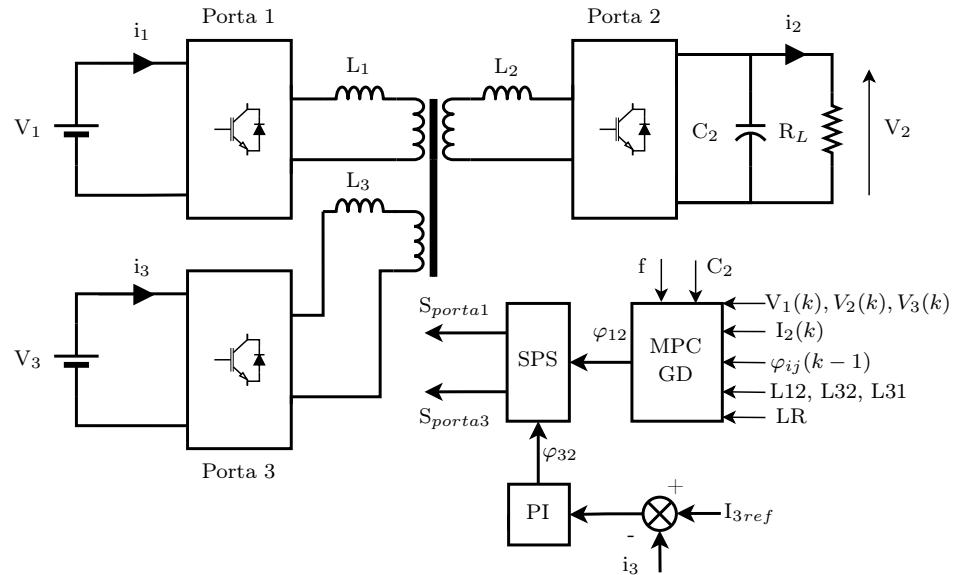
$$\begin{aligned} C_{custo1} &= (V_{ref} - V_2(k+2))^2 \\ C_{custo2} &= (V_2(k+2) - V_2(k))^2 \end{aligned} \quad (14.18)$$

Neste trabalho é estudado a técnica do GD, portanto utiliza-se as derivadas parciais das função custo para serem minimizadas, logo a função custo necessária é mostrado na equação (14.19).

$$\begin{aligned} C_{custo1} &= 2 \cdot (V_2(k+2) - V_{ref}) \\ C_{custo2} &= 2 \cdot (V_2(k+2) - V_2(k)) \\ C_{custoTotal} &= \alpha_1 \cdot C_{custo1} + \alpha_2 \cdot C_{custo2} \end{aligned} \quad (14.19)$$

Por fim, aplica-se o algoritmo do GD para minimizar o erro entre a tensão medida e a tensão predita e assim calcular o melhor valor de ângulo de defasagem para instante atual. O diagrama do circuito de controle é apresentado na Figura 108.

Figura 108 – Sistema de controle MPC+PI



Fonte: Próprio autor

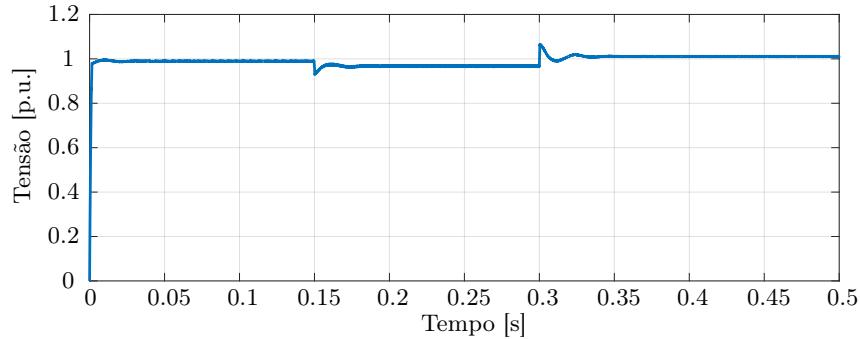
Os ganhos de ajuste da função custo e a taxa de aprendizado aplicados são apresentadas na Tabela 19.

Tabela 19 – Parâmetros adicionais do MPC

Parâmetro	Símbolo	Valor
Peso de ajuste 1	$\alpha_1$	100
Peso de ajuste 2	$\alpha_2$	50
Taxa de aprendizado	LR	1e-4

Na Figura 109 é mostrado a resposta da tensão durante a simulação. Na troca de carga, é observado um *undershoot* de 7% com um erro de 3,5% em regime permanente. No terceiro e ultimo intervalo, nota-se um *overshoot* de 6,5% com um erro de 0,1% em regime permanente.

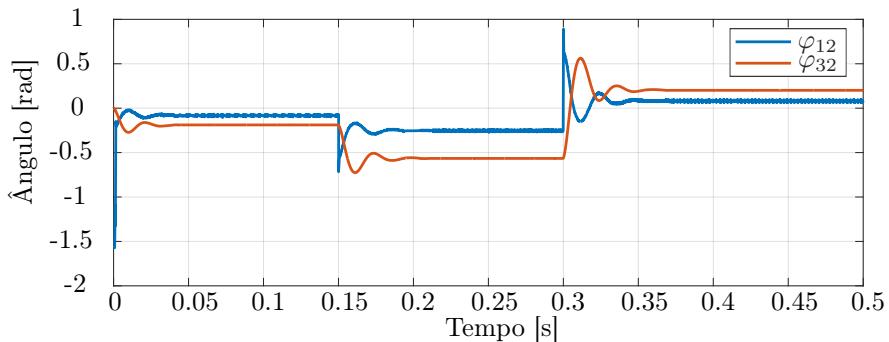
Figura 109 – Tensão do TAB com controle MPC+PI



Fonte: Próprio autor

Na Figura 110 é mostrado o comportamento das variáveis  $\varphi_{12}$  e  $\varphi_{32}$  durante a simulação.

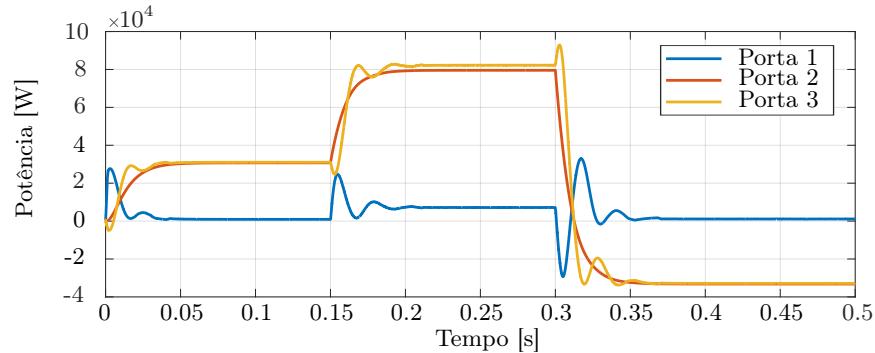
Figura 110 – Controle phase shift no TAB com controle MPC+PI



Fonte: Próprio autor

Na Figura 111 são apresentadas as potências durante a simulação. Se comparado com a resposta obtida na simulação com o controle de duplo *feedback*, nota-se que entre os instantes  $t = 0,15s$  e  $t = 0,3s$ , existe uma diferença entre a potência da porta 3 e da porta 2. Essa diferença ocorre devido ao erro de tensão em regime permanente na porta 2.

Figura 111 – Resposta da potência no TAB com controle MPC+PI

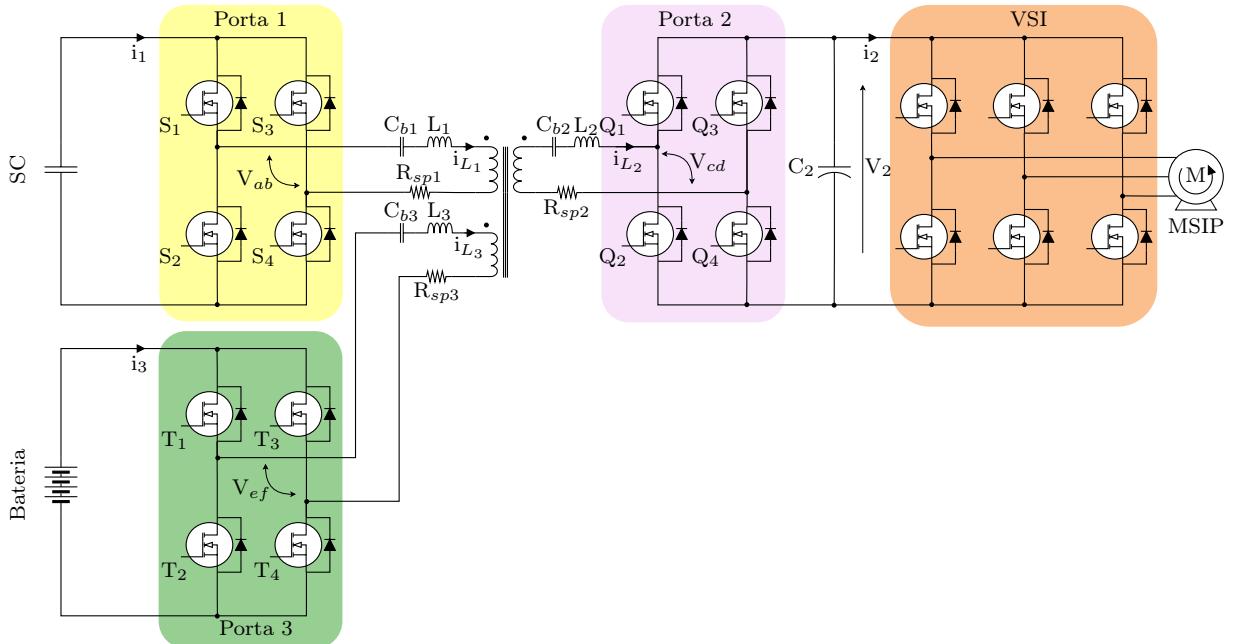


Fonte: Próprio autor

## 14.4 Simulação e Resultados

A simulação de um conversor TAB acoplado a uma bateria, um supercapacitor e um inversor controlando um motor é apresentado na Figura 112. O circuito foi simulado no Simulink com dois diferentes métodos de controle, o PI e o MPC+PI com um passo de integração igual a  $0,1\mu s$ . O esquemático simulado é apresentado no Apêndice F e no Apêndice G.

Figura 112 – Sistema simulado



Fonte: Próprio autor

A bateria, acoplada a porta 3 do TAB, apresenta as características mostradas na Tabela 20.

Tabela 20 – Parâmetros da bateria de íon de lítio

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão nominal	$V_n$	355V
Tensão máxima	$V_{max}$	413V
Capacidade nominal	$C_n$	200Ah
Estado da carga inicial	$SoC_i$	80%
Corrente de descarga nominal	$I_{disN}$	87A
Resistência interna	$R_{in}$	0,017Ω

O supercapacitor (SC) é conectado a porta 1 e seus parâmetros, mostrados na Tabela 21, são adotados a partir do trabalho de (LIN; WANG; LIU, 2020).

Tabela 21 – Parâmetros do supercapacitor

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão nominal	$V_n$	288V
Capacitância nominal	$C_n$	300F
Resistência interna	$R_{in}$	0,008Ω
Número de capacitores em série	$n_{cs}$	100
Número de capacitores em paralelo	$n_{cp}$	20

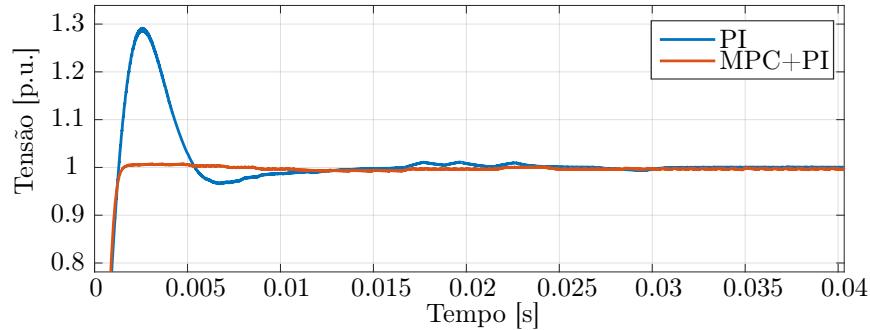
O inversor, que controla a alimentação do motor, é conectado a saída da porta 2. Os parâmetros de projeto do conversor TAB são expressos na Tabela 17, na subseção 14.2.1. O motor é o mesmo utilizado no Capítulo 10 e suas características construtivas são mostradas na Tabela 6. O objetivo é analisar o comportamento desse sistema integrado, considerando diferentes condições de operação.

Serão comparadas as respostas de diferentes variáveis do conversor TAB com os controles PI e MPC+PI. O MPC terá como otimizador da função custo o algoritmo padrão do gradiente descendente. Os ganhos e as variáveis aplicadas ao controle MPC+PI são mostrados na Tabela 19. Os ganhos relativos ao controlador PI são mostrados na Tabela 18, presente na seção 14.2.

A simulação segue o mesmo roteiro apresentado no Capítulo 10, onde é aplicado ao motor diferentes valores de torque, positivos e negativos, mantendo a velocidade constante.

Na Figura 113 é mostrado o início da simulação, onde a tensão no capacitor  $C_2$  é ajustado para o valor de referência. É observado um *overshoot* de 29% gerado pelo controlador PI, por outro lado, o controlador MPC+PI atinge o valor de referência sem apresentar sobressinal.

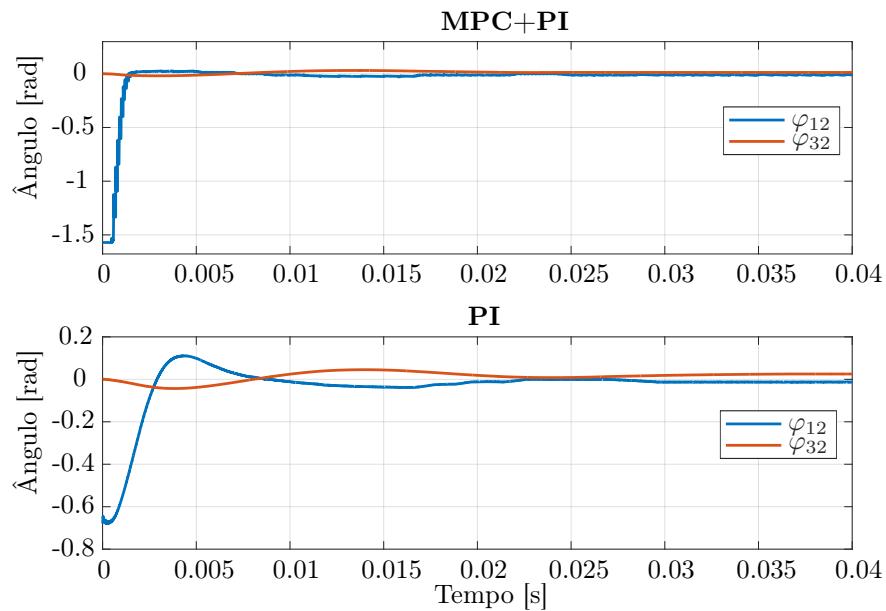
Figura 113 – Tensão na porta 2 do TAB com os controles PI e MPC+PI



Fonte: Próprio autor

Ao levar em consideração a tolerância de 2% adotado na simulação do Capítulo 10, o controlador PI consegue estabilizar o sinal de tensão a partir do instante  $t = 3,6\text{ms}$ , já o MPC+PI estabiliza a partir do instante  $t = 1,5\text{ms}$ . A diferença de tempo de estabilização entre os controles pode ser observado também pela ângulo de defasagem, mostrado na Figura 114.

Figura 114 – Ângulo de defasamento dos controladores PI e MPC+PI

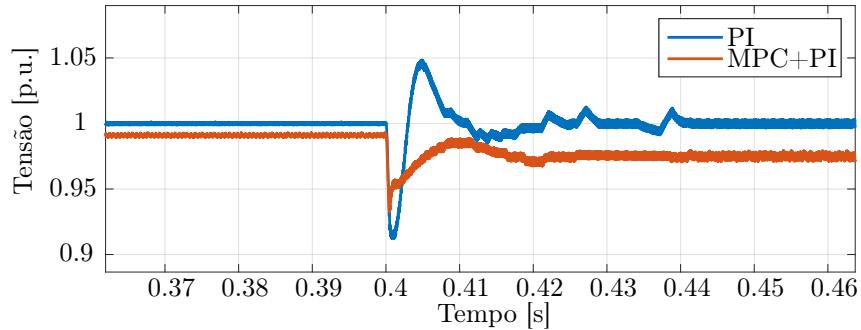


Fonte: Próprio autor

Ao analisar a Figura 114, nota-se que o controle MPC+PI mantém o ângulo  $\varphi_{12}$  em  $-1,57$  radianos, ou  $-90^\circ$ , até o momento em que a tensão no capacitor  $C_2$  atinge o valor de referência. Já o controle PI ajusta inicialmente o ângulo  $\varphi_{12}$  em  $-0,64$  radianos, ou  $-36,6^\circ$ . Ao final dessa etapa, os dois controles ajustam o ângulo  $\varphi_{12}$  em  $0,004$  rads.

Na segunda parte da simulação, a partir do instante  $t = 0,4\text{s}$ , é aplicado ao motor um torque de 111Nm. O comportamento da tensão é mostrado na Figura 115.

Figura 115 – Tensão na porta 2 do TAB - Parte 2

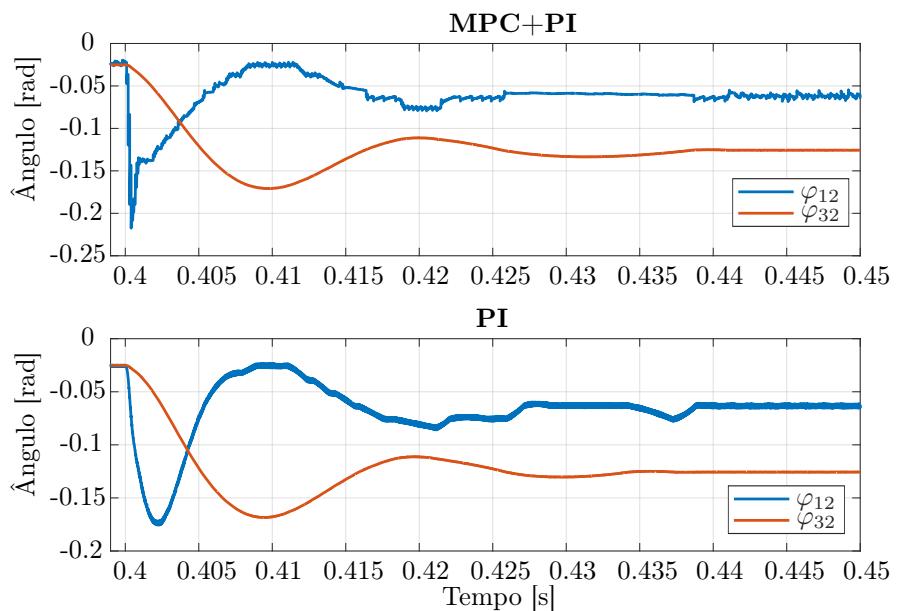


Fonte: Próprio autor

Ao analisar a Figura 115, constata-se que o sinal de tensão provido pelo controlador PI apresentou um *undershoot* de 9% enquanto o controle MPC+PI apresentou uma variação de 6%. O controle MPC+PI apresentou um erro em regime permanente de aproximadamente 3%. Ambos os métodos possuem respostas rápidas, o controle PI estabiliza em 7ms e o MPC+PI em 3ms.

Na Figura 116 é apresentado a variação dos ângulos  $\varphi_{12}$  e  $\varphi_{32}$ .

Figura 116 – Ângulo de defasamento - Parte 2



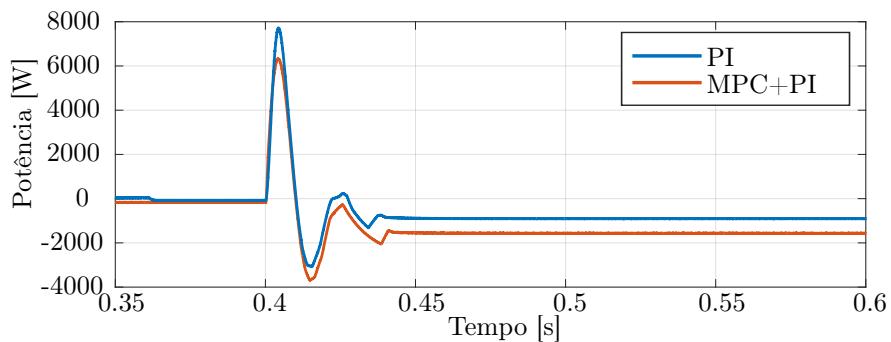
Fonte: Próprio autor

Ao observar o comportamento dos ângulos de defasagem fornecidos pelos controladores, mostrado na Figura 116, repara-se que o controle MPC+PI responde de maneira mais rápida, atingindo  $-0,22$  rads, ou  $-12,6^\circ$ , em  $400\mu s$ , enquanto o controlador PI atinge  $-0,17$  rads em 2ms.

A potência fornecida pela porta 3, onde encontra-se a bateria, possui uma malha de controle mais lenta, logo demanda mais tempo para estabilizar no ponto de referência, que no caso é a potência demandada pela porta 2. Por sua vez, devido a dinâmica dos acumuladores de energia integrados ao circuito, a porta 2 não sofre variações bruscas.

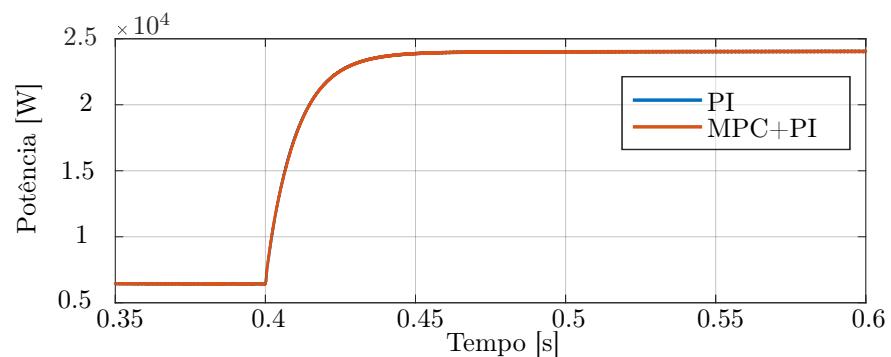
As potências entregues pelas portas possuem características distintas que podem ser observadas na Figura 117, Figura 118 e Figura 119. Ao analisar a Figura 117, é possível notar que o SC fornece energia para a porta 3 (bateria) e a porta 2 (carga), desta forma, quando o sistema entra em regime permanente, a potência fornecida pelo SC se aproxima de zero e a bateria fornece a potência total demandada.

Figura 117 – Comparação do comportamento da potência na porta 1 - Parte 2



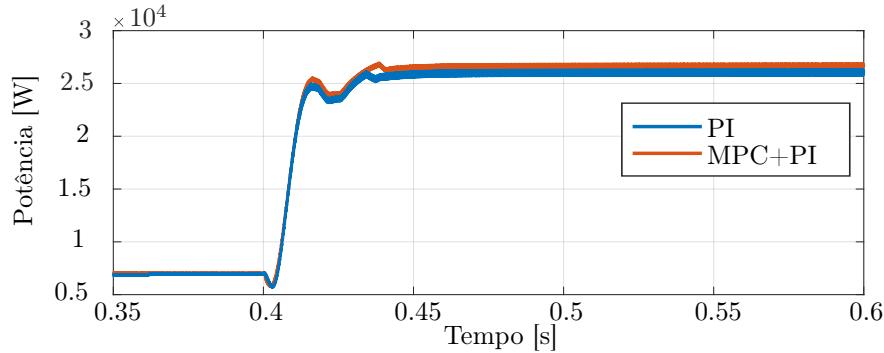
Fonte: Próprio autor

Figura 118 – Comparação do comportamento da potência na porta 2 - Parte 2



Fonte: Próprio autor

Figura 119 – Comparaçao do comportamento da potênci na porta 3 - Parte 2



Fonte: Próprio autor

Na Figura 119, nota-se que a potênci fornecida pela porta 3 não é exatamente igual ao demandado pela porta 2, apresentado na Figura 118, isso se dá devido as perdas nas chaves ( $P_{sc}$ ) e nas resistências em série com o trafo ( $P_{RT}$ ) do TAB, mostrado na Tabela 22. No caso do MPC+PI, a diferença de potênci entre as portas 3 e 2 aumenta devido ao erro entre a tensão de referênci e a tensão determinada em regime permanente.

Tabela 22 – Perdas no circuito na segunda parte da simulaçao

Porta	Corrente [A]	$P_{RT}$ [W]	$P_{sc}$ [W]
1	14,3	20,5	0,81
2	47,1	221,8	8,87
3	84,3	710,6	28,4

Desta forma, a potênci na porta 2 ( $P_2$ ) pode ser representada pela equaçao (14.20).

$$P_2 = P_1 + P_3 + P_{RT} + P_{sc} \quad (14.20)$$

Levando em consideraçao as medições das potências na Figura 117, Figura 118 e Figura 119, entre os instantes  $t = 0,5\text{s}$  e  $t = 0,55\text{s}$ , as potências medidas são indicadas em (14.21).

$$\begin{aligned} P_1 &= -1556,64\text{W} \\ P_2 &= 24039,7\text{W} \\ P_3 &= 26519,8\text{W} \end{aligned} \quad (14.21)$$

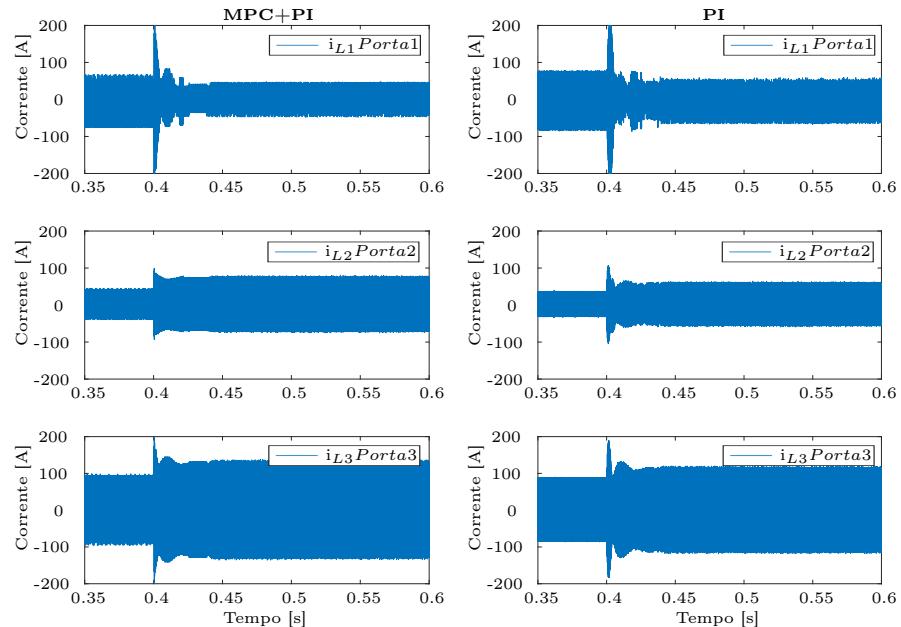
Logo, é verificado se a soma entre as potências é igual a zero. Porém, na equaçao (14.22) é mostrado um valor de  $-67,5\text{W}$ , que é considerado como erro de medição da simulaçao.

$$P_2 - P_1 - P_3 - P_{RT} - P_{sc} = -67,5W \quad (14.22)$$

Ao observar as correntes nos indutores externos do TAB durante este espaço de tempo analisado, mostrado na Figura 120, nota-se diferentes comportamentos. Com o controlador MPC+PI, a porta 1 apresenta uma variação de corrente mais suave e em seguida entra em regime permanente.

No controle PI, as variações ocorrem com mais oscilações, porém entra em regime permanente sem apresentar distúrbios. Na porta 2 é visto que o controle PI oscila mais antes de estabilizar, se comparado com o MPC+PI, durante todo o período analisado. Essa característica também se repete para a porta 3.

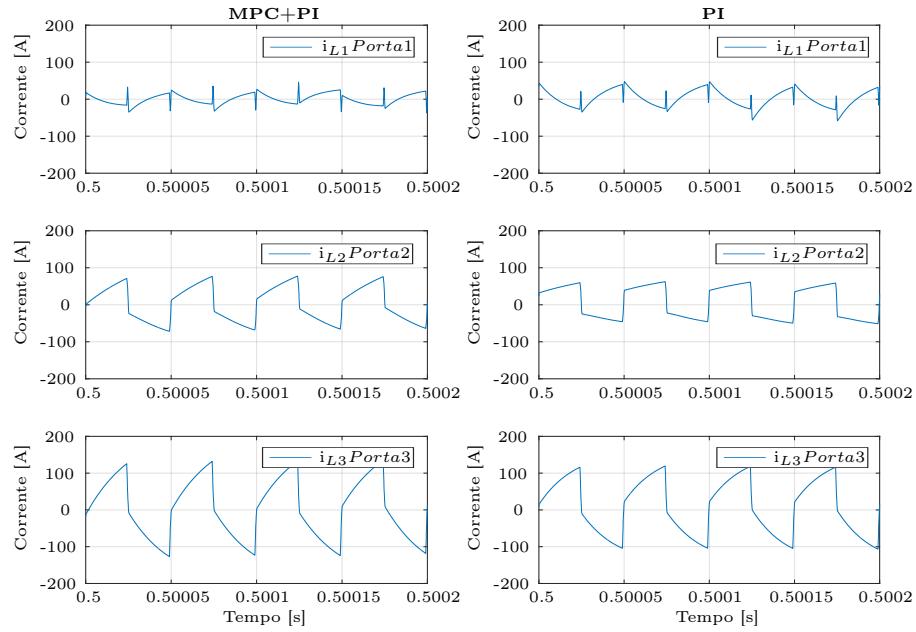
Figura 120 – Corrente nos indutores do TAB



Fonte: Próprio autor

Na Figura 121 é apresentado a forma de onda das correntes nos indutores do TAB entre os instantes  $t = 0,5s$  e  $t = 0,5002s$ . Nota-se que as formas de onda são semelhantes as formas de onda apresentadas na Figura 96, presente no Capítulo 13.

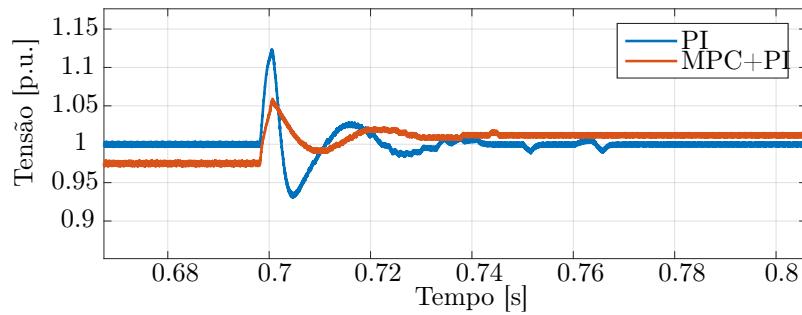
Figura 121 – Formas de onda da corrente nos indutores do TAB



Fonte: Próprio autor

Na Figura 122 é mostrado o comportamento da tensão na etapa de frenagem regenerativa. Nesse momento, a potência é entregue pela porta 2 para as demais portas do TAB, o que caracteriza um sistema DISO.

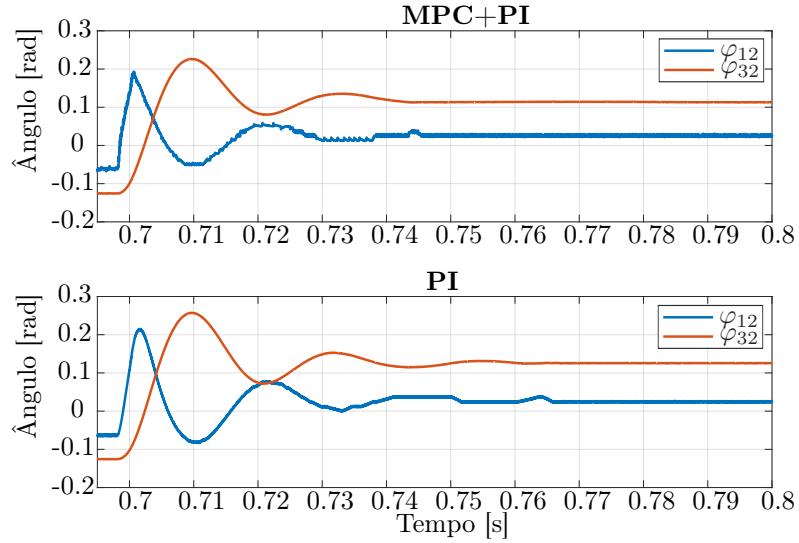
Figura 122 – Tensão na porta 2 do TAB - Parte 3



Fonte: Próprio autor

Ao analisar a Figura 122, o controle PI apresenta um *overshoot* de tensão de 12%, enquanto no MPC+I ocorre uma variação de 8%. Nesse caso, o controle PI estabiliza a tensão em 21ms enquanto o MPC+PI estabiliza em 5ms. Entretanto, ainda ocorre um erro da tensão em regime permanente por parte do MPC+PI, com uma diferença de 1,3%. Na Figura 123 é mostrado o ângulo de defasamento fornecido pelos controles.

Figura 123 – Ângulo de defasamento - Parte 3

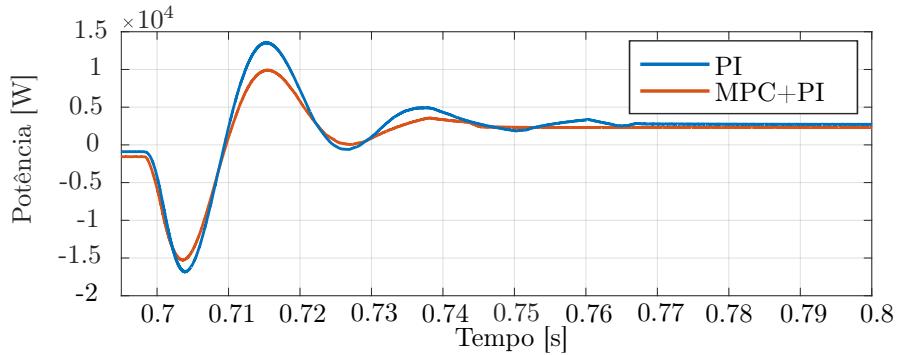


Fonte: Próprio autor

Os ângulos que antes trabalhavam em valores negativos, agora adotam valores positivos. É aplicado um ajuste de  $\varphi_{12} = 0,2\text{rad}$  aproximadamente, no momento que é inserido a carga no motor. Em seguida os ângulos são ajustados para operar em  $\varphi_{12} = 0,023\text{rad}$  e  $\varphi_{32} = 0,11\text{rad}$ , que em graus valem 1,3 e 6,3, respectivamente. Também na Figura 123 é possível observar que os controles se estabilizam quase ao mesmo tempo, todavia, em relação ao controle PI, o controle MPC+PI possui menos oscilações durante o período observado.

O mesmo comportamento é observado nas potências entregues pelas portas. Na Figura 124, Figura 125 e Figura 126 são mostradas as dinâmicas das potências durante o período em análise.

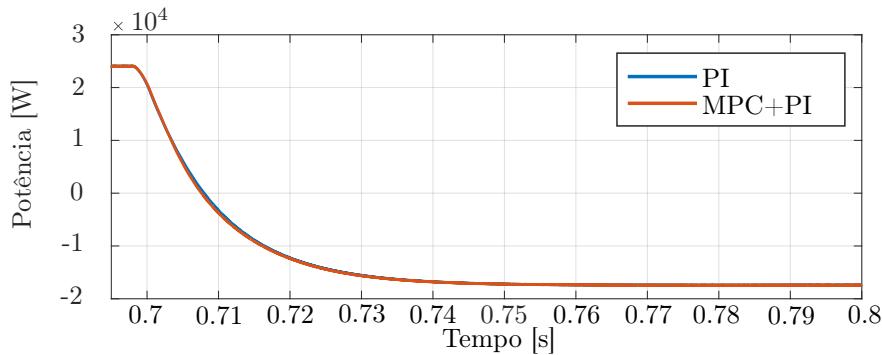
Figura 124 – Comparaçāo do comportamento da potēcia na porta 1 - Parte 3



Fonte: Próprio autor

Nota-se que na Figura 124, a porta 1, conectada ao SC, absorve a potência excedente fornecida pela porta 3.

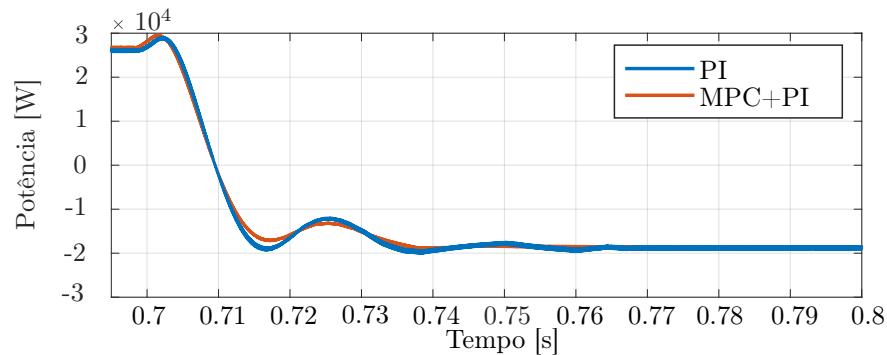
Figura 125 – Comparação do comportamento da potência na porta 2 - Parte 3



Fonte: Próprio autor

É observado que as potências, tanto para o controle PI quanto para MPC+PI, se comportam de maneira parecida, se diferenciando devido a oscilações existentes no PI.

Figura 126 – Comparação do comportamento da potência na porta 3 - Parte 3



Fonte: Próprio autor

Entretanto, diferente das curvas apresentadas na Figura 119, a potência da porta 3, mostrado na Figura 126, se aproxima mais do valor da potência da porta 2, porém ainda apresenta uma pequena diferença. Na Tabela 23 são apresentadas as perdas no circuito.

Tabela 23 – Perdas no circuito na segunda parte da simulação

Porta	Corrente [A]	$P_{RT}$ [W]	$P_{sc}$ [W]
1	43	184,9	7,4
2	33	108,9	4,35
3	79,3	628,8	25,2

Levando em consideração a medição da potência entre os instantes  $t = 0,78\text{s}$  e  $t = 0,79\text{s}$ , as potências medidas são indicadas em (14.23).

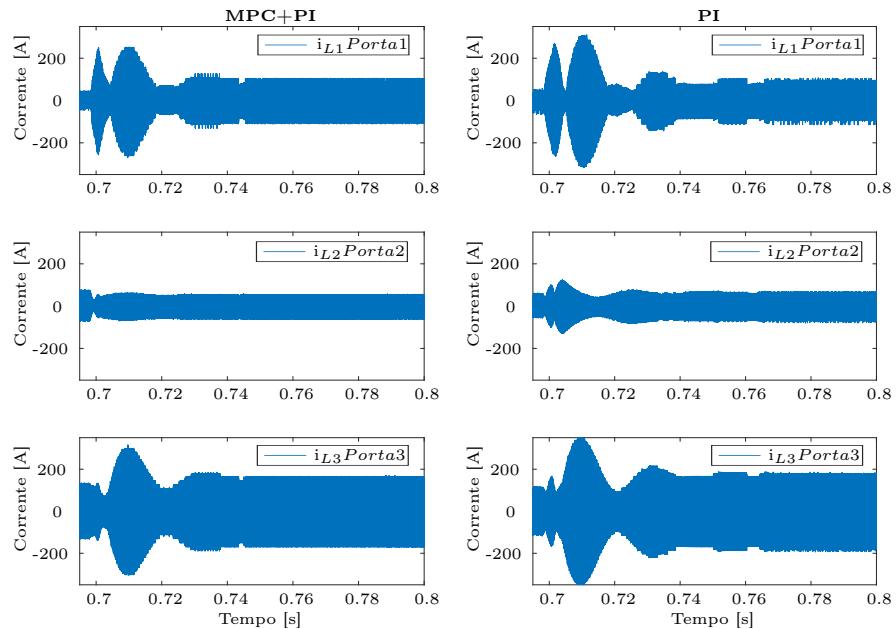
$$\begin{aligned} P_1 &= 2354,5\text{W} \\ P_2 &= -17391,2\text{W} \\ P_3 &= -18515,3\text{W} \end{aligned} \quad (14.23)$$

Logo, é verificado se a soma entre as potências é igual a zero. Porém, na equação (14.24) é mostrado um valor de  $-271,1\text{W}$ , que é considerado como erro de medição da simulação.

$$P_2 - P_1 - P_3 - P_{RT} - P_{sc} = -271,1\text{W} \quad (14.24)$$

Observa-se na Figura 127, que a corrente no indutor da porta 1 com o controle MPC+PI possui uma menor variação de amplitude da corrente se comparado ao controle PI. A variação de amplitude também ocorre nas demais correntes nos indutores. As formas de onda da corrente no indutor é mostrado na Figura 128.

Figura 127 – Corrente nos indutores do TAB - Parte 3

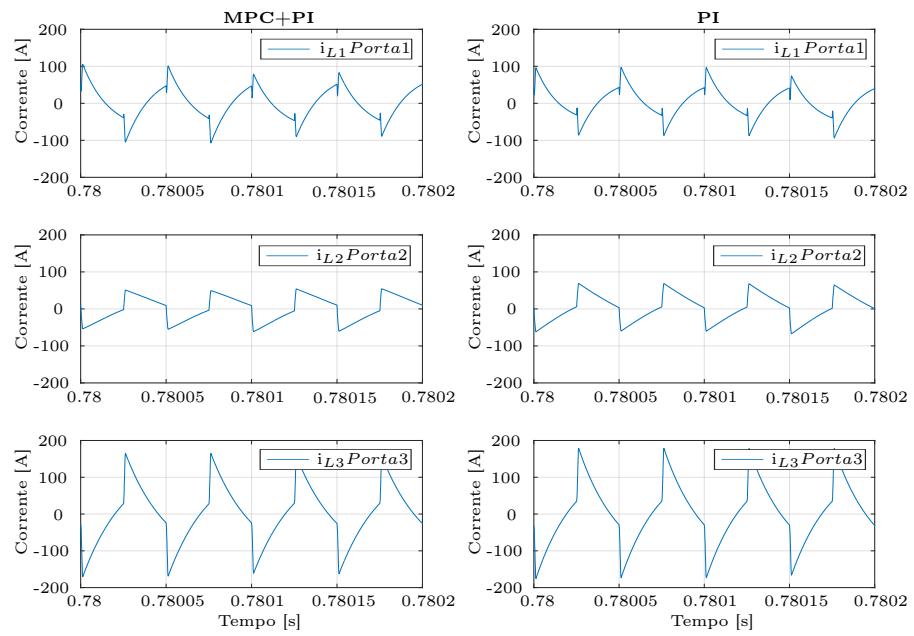


Fonte: Próprio autor

Na Figura 128 é apresenta as formas de onda das correntes entre os instantes  $t = 0,78\text{s}$  e  $t = 0,7802\text{s}$ , observa-se que as formas de onda são semelhantes entre as duas técnicas de controle, porém se comparado com a forma de onda padrão mostrado na

Figura 96, presente no Capítulo 13, a porta 1 é a que mais se distancia do padrão por apresentar oscilações de baixa frequência durante o período analisado.

Figura 128 – Formas de onda da corrente nos indutores do TAB - Parte 3



Fonte: Próprio autor

# 15 Comentários da Parte III

O TAB é uma topologia que se adéqua à sistemas que possuem mais de uma fonte de energia. Devido seu isolamento galvânico, ele se torna uma opção em sistema de múltiplas fontes e cargas com diferentes referências elétricas.

Devido ao acoplamento entre as portas, sua modelagem matemática se apresenta mais complexa. Essa modelagem pode ser simplificada a partir do modelo fasorial, porém, como observado no modelo fasorial do DAB, a resposta do modelo possui um erro em relação ao modelo chaveado.

O controle de duplo *feedback* apresenta uma abordagem onde controla-se variáveis de duas portas distintas. Na simulação do *powertrain* é apresentado uma junção entre os controles MPC e PI (MPC+PI). Uma das principais vantagens do MPC é sua capacidade de prever o comportamento do sistema, ao levar em consideração o modelo matemático da planta em vez da função de transferência.

Em comparação com um controle de duplo *feedback* com dois compensadores PI, o MPC+PI apresentou resultados parecidos em relação ao controle da potência entre as portas. Entretanto, o MPC+PI demonstrou-se mais rápido na resposta de controle da tensão, com menores sobressinais e tempo de estabilização reduzido.

Atribui-se boa parte deste erro às perdas nas resistências e nas chaves (como mostrado na Tabela 23 e Tabela 22) e o *mismatch* de potencia restante à possíveis erros de medição. Todavia este *mismatch* (contabilizado no máximo de 271W) pode ser desconsiderado quando comparado com as potências processadas que estão em torno de 18kW.

Observa-se que durante as transições de cargas, a corrente no indutor apresenta picos, sendo estes menores quando utiliza-se a configuração MPC+Pi nas portas. Estes picos possivelmente poderiam ter seus valores reduzidos se fosse inserido um compensador de tensão na porta 3 e/ou um compensador de corrente na porta 2.

# 16 Comentários Finais

## 16.1 Conclusões finais

No presente trabalho foram revisados os pontos chave dentro de um *powertrain* de um VE. Em relação aos conversores CC-CC, dentre as várias topologias apresentadas, a dos multiportas isolados são aplicados em diversos trabalhos alinhados a VEs. Essa topologia é base para outros outras famílias de conversores, como os MABs, onde é encontrado o DAB e o TAB.

Foram apresentados os modelos matemáticos dos conversores DAB e TAB e suas particularidades, como formas de onda e modelos de pequenos sinais, para melhor entender seu modo de operação.

Os controles selecionados para estudo foram apontados pela literatura como os mais utilizados, dando destaque ao MPC que é considerado o estado da arte nos controles de conversores eletrônicos de potência.

Primeiramente, os controles foram aplicados em uma carga resistiva. Após os testes em cargas resistivas, os conversores foram acoplados a um inversor que, por sua vez, controla um motor síncrono de ímãs permanentes. Foram aplicados diferentes valores de torque ao motor, possibilitando a simulação de aceleração e de frenagem regenerativa.

No caso do DAB, o modelo matemático implementado no MPC foi baseado nas equações fasoriais. O controle foi testado e comparado com diferentes métodos de minimização da função custo dentre eles os algoritmos baseados em gradiente descendente (GD). Nos testes, os algoritmos baseados em GD obtiveram melhores resultados, dando destaque as técnicas com LR adaptativo como o Adam, devido as rápidas respostas em momentos de troca de carga e menor tempo de estabilização. Porém, todos os modelos apresentaram erro em regime permanente da tensão, chegando até 3% de diferença.

Com o conversor TAB foram feitas comparações entre controles de Duplo *feedback*, onde um foi executado somente com controladores PI e o outro foram utilizados um controle MPC e um PI (MPC+PI) e assim como no DAB, o modelo matemático implementado foi o fasorial. Os dois modelos de controle apresentaram respostas similares, porém o MPC+PI destaca-se por apresentar menores tempos de estabilização e menores valores de *overshoot* e *undershoot* de tensão. Por outro lado, o PI apresentou um menor erro em regime permanente, onde o MPC+PI teve uma diferença entre valor medido e o calculado.

Uma das grandes vantagens da utilização do controle MPC reside no fato que, desde que a grandeza esteja sendo medida, sua dinâmica pode ser controlada inserindo

mais variáveis na função custo. Todavia, o MPC é bastante dependente dos parâmetros do sistema, que aliado à necessidade de sensores para medição, tornam-se um dos pontos negativos desta técnica quando comparado ao PI.

Um problema encontrado neste trabalho, quando da utilização do MPC foi o erro em regime permanente da tensão na carga. Porém este erro talvez possa ser minimizado escolhendo de maneira mais eficiente os pesos da função custo ou o valor de LR nos algoritmos de GD. Entretanto esta escolha se for realizada de forma *online* (rodando junto com o controle) pode demandar maior tempo e capacidade de processamento.

Como o modelo matemático implementado no MPC foi baseado nas equações fasoriais dos conversores DAB e TAB, um pequeno erro em relação ao modelo chaveado é apresentado, como mostrado na Figura 57, no Capítulo 6. Desta forma, comportamentos observados nas simulações realizadas, como erro em regime permanente, podem mudar ao utilizar o modelo chaveado.

Um simulação em tempo real certamente apresentaria diferentes respostas, mais próxima de um protótipo. Sendo possível nessa simulação avaliar mais detalhes dentre eles as perdas por chaveamento dos conversores. Neste tipo de simulação também é possível avaliar o comportamento do sistema em maiores intervalo de tempo e com a possibilidade de embarcar o controle em um microcontrolador.

## 16.2 Propostas de Trabalhos Futuros

O trabalho realizado traz oportunidades de continuação que podem agregar tanto na validação do presente trabalho quanto no contexto de conversores multiportas isolados aplicados a *powertrain* de VE. São elas:

- Aplicação em simulações de *Hardware in the Loop* (HIL), *Controller Hardware in the Loop* (CHIL) e *Power Hardware in the Loop* (PHIL);
- Determinação otimizada dos pesos aplicados na função custo;
- Realizar estudos quanto a otimização das perdas no conversor;
- Gerenciamento do estado da carga da bateria e do supercapacitor em períodos de frenagem regenerativa;

## 16.3 Artigo apresentado

Com os resultados obtidos da simulação do conversor DAB controlado pela técnica MPC com GD, um artigo foi publicado no *13th International Conference on Power, Energy,*

*and Electrical Engineering (CPEEE 2023) no Japão, com o título *Model Predictive Control with Gradient Descent Applied to DAB Converter Control*.*

# Referências

- ABVE. *Eletrificados fecham 2022 com novo recorde*. 2023. Disponível em: <<http://www.abve.org.br/eletrificados-fecham-2022-com-novo-recorde-de-vendas/>>. Citado na página 32.
- ACEA. *'EURO' POLLUTANT EMISSION STANDARDS*. 2022. Disponível em: <<https://www.acea.auto/fact/fact-sheet-the-euro-pollutant-emission-standards/>>. Citado na página 28.
- ADIOS, C. G. et al. Pineapple waste-derived carbon as a metal free catalyst in zinc-air battery. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. p. 60–65. ISBN 9781665409421. Citado na página 55.
- AHMAD, M.; DONGRE, K. Limitations and improvements in impedance source inverter topologies. In: *2022 IEEE International Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS)*. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–6. Citado na página 63.
- ALATAI, S. et al. *A review on state-of-the-art power converters: Bidirectional, resonant, multilevel converters and their derivatives*. [S.l.]: MDPI, 2021. Citado na página 46.
- ALI, M. et al. Nanoswimmer-oriented direct targeting strategy inspired by momentum-based gradient optimization. *41st Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC) : Biomedical Engineering Ranging from Wellness to Intensive Care*, 2019. Citado na página 104.
- ALOEYI, E. F.; ALI, N.; WANG, Q. A review of in-wheel motors for electric vehicle propulsion. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. ISBN 9781665492065. Citado na página 64.
- ALQUSHABI, A. et al. A review of weight optimization techniques in recurrent neural networks. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2020. p. 196–201. ISBN 9781728154473. Citado na página 103.
- ALZUGUREN, I. et al. Ultra-versatile power converter based on a multi-winding flyback transformer for ev application. In: *2021 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–6. Citado na página 44.
- ANWAR, S.; COSTINETT, D. J. Operating mode transition control of a sic integrated dc dc powertrain charger for electric vehicles. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2017. p. 152–157. ISBN 9781509039043. Citado na página 47.
- ARIFF, N. A. M.; ISMAIL, A. R. Study of adam and adamax optimizers on alexnet architecture for voice biometric authentication system. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2023. ISBN 9781665453486. Citado na página 106.
- ARJUN, A.; KUMAR, A. C. B. Optimal solution for pmsm rotor magnet demagnetization based on temperature estimation for ev application. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. ISBN 9781665412797. Citado na página 66.

- ARUNKRISHNA, P.; ASHA, C. A.; PREETHA, P. K. Performance analysis of adaptive integrated power conversion system for electric vehicles. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. ISBN 9781665485920. Citado na página 49.
- AVILA, A. et al. Hybrid energy storage system based on li-ion and li-s battery modules and gan-based dc-dc converter. *IEEE Access*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., v. 9, p. 132342–132353, 2021. ISSN 21693536. Citado na página 55.
- AYACHIT, A. et al. Coupled-inductor bidirectional dc-dc converter for ev charging applications with wide voltage conversion ratio and low parts count. In: *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1174–1179. Citado na página 40.
- BAO, B. et al. Analysis of the distance between adjacent transmitting coils in segmented dynamic wireless charging. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. ISBN 9781728171494. Citado na página 28.
- BARBI, I. *Eletrônica de potência: projeto de fontes chaveadas*. Edição do autor. [S.l.: s.n.], 2007. Citado na página 76.
- BASU, A.; MUKHERJEE, S. Modeling and control of a multiport converter based integrated on-board charger for electric vehicle powertrains. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. ISBN 9781665448376. Citado 2 vezes nas páginas 46 e 47.
- BECKERS, C.; BESSELINK, I.; NIJMEIJER, H. Combined rolling resistance and road grade estimation based on ev powertrain data. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 3 2022. ISSN 19399359. Citado na página 68.
- BELLUR, D. M.; KAZIMIERCZUK, M. K. Dc-dc converters for electric vehicle applications. *Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo*, IEEE, p. 22–24, 10 2007. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 48.
- BHADANE, K. et al. A comprising study on modernization of electric vehicle subsystems, challenges, opportunities and strategies for its further development. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. ISBN 9781728190617. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 28.
- BHARAT, M.; MURTY, A. S. Performance comparison of t-zsi, zsi and vsi based on the power loss during switching operation of installed power igt switch for ev applications. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. p. 148–153. ISBN 9781665483667. Citado na página 61.
- BINDI, M. et al. Comparison between pi and neural network controller for dual active bridge converter. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. ISBN 9781728180717. Citado na página 49.
- BOEING. *Lunar Roving Vehicle*. [s.n.], 1972. Disponível em: <[https://www.hq.nasa.gov/alsj/a17/A17\\_LunarRover2.pdf](https://www.hq.nasa.gov/alsj/a17/A17_LunarRover2.pdf)>. Citado na página 36.
- BORRELLI, F.; BEMPORAD, A.; MORARI, M. *Predictive Control for Linear and Hybrid Systems*. 1. ed. [S.l.]: Cambridge University Press, 2017. Citado na página 102.

- BRUSHLESS. *20kW BLDC Motor For Electric Vehicle, Water Cooling / Brushless.com*. 2023. Disponível em: <<https://www.brushless.com/20kw-bldc-motor-for-electric-vehicle-water-cooling>>. Citado na página 66.
- CAI, Y. et al. Dynamic performance enhancement of a triple active bridge with power decoupling-based configurable model predictive control. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. ISSN 23327782. Citado na página 54.
- CAI, Y. et al. Dynamic performance enhancement of a triple active bridge with power decoupling-based configurable model predictive control. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, p. 1–1, 2022. Citado na página 123.
- CAO, Z. et al. An overview of electric motors for electric vehicles. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. ISBN 9781665434515. Citado 2 vezes nas páginas 64 e 67.
- CARDAMONE, P. *VEÍCULOS A COMBUSTÃO SERÃO A MAIORIA DA FROTA POR MUITOS ANOS*. 2022. Disponível em: <<https://brightisd.com/project/veiculos-a-combustao-serao-a-maioria-da-frota-por-muitos-anos/>>. Citado na página 32.
- CHAKRABORTY, S. et al. Dc-dc converter topologies for electric vehicles, plug-in hybrid electric vehicles and fast charging stations: State of the art and future trends. *Energies*, MDPI AG, v. 12, 2019. ISSN 19961073. Citado na página 61.
- CHANDWANI, A.; MALLIK, A. Three-loop multi-variable control of triple active bridge converter with power flow optimization. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. p. 2008–2013. Citado na página 53.
- CHANKAYA, M.; HUSSAIN, I.; AHMAD, A. Adagrad based control for grid-tied pv battery fuel cell system. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2020. ISBN 9781728193397. Citado na página 105.
- CHAPMAN, S. J. *Fundamentos de Máquinas Elétricas*. 5. ed. [S.l.]: AMGH, 2013. Citado na página 64.
- CHEN, L. et al. Model predictive control for dual-active-bridge converters supplying pulsed power loads in naval dc micro-grids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35, n. 2, p. 1957–1966, 2020. Citado na página 142.
- CHEN, M.; RINCÓN-MORA, G. A. Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and i-v performance. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 21, p. 504–511, 6 2006. ISSN 08858969. Citado na página 57.
- CHEN, S. J. et al. Analysis and implementation of an interleaved high step-up isolated dc-dc converter with zero-voltage switching. In: . [S.l.]: IEEE Computer Society, 2020. v. 2020-October, p. 1261–1266. ISBN 9781728154145. Citado na página 45.
- CHEVROLET. *Chevrolet notícias - Brasil - imagens*. 2023. Disponível em: <[https://media.gm.com/media/br/pt/chevrolet/photos.detail.html/content/Pages/news/br/pt/2016/jan/0114-boltev/\\_jcr\\_content/rightpar/galleryphotogrid\\_1.html](https://media.gm.com/media/br/pt/chevrolet/photos.detail.html/content/Pages/news/br/pt/2016/jan/0114-boltev/_jcr_content/rightpar/galleryphotogrid_1.html)>. Citado na página 37.

- COSTA, P. et al. Modeling and control of dab converter applied to batteries charging. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., v. 37, p. 175–184, 3 2022. ISSN 15580059. Citado na página 90.
- CUOGHI, S. et al. Dual-active-bridge model and control for supporting fast synthetic inertial action. *Energies*, v. 15, n. 6, 2022. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/15/6/2295>>. Citado na página 91.
- DENG, Y. et al. A model predictive control scheme without current sensor of dual active bridge dc-dc converters: Improving dynamic performance and reducing hardware cost. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), p. 1–1, 12 2022. Citado na página 51.
- DENG, Y. et al. A model predictive control for dual active dc-dc converter with multi object optimization. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. p. 285–290. ISBN 9781665425575. Citado na página 52.
- DESHMUKH, S. H. et al. High input power factor high frequency push-pull dc/dc converter. *IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering*, v. 11, p. 42–47, 2016. Citado na página 43.
- DO, T. V. et al. Three-wheel fuel cell hybrid vehicle with a high-performance active switched quasi-z-source inverter. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. ISBN 9781665475877. Citado na página 62.
- DONCKER, R. W. D.; DIVAN, D. M.; KHERALUWALA, M. H. A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 27, p. 63–73, 1991. ISSN 19399367. Citado na página 76.
- dos Santos, W. M. *ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR TAB (TRIPLE ACTIVE BRIDGE) APLICADO A SISTEMAS RENOVÁVEIS SOLARES FOTOVOLTAICOS*. 318 p., 2011. Citado 2 vezes nas páginas 85 e 136.
- Dos Santos, W. M. et al. Design and conception of a dab converter (dual active bridge) using the gyrators theory. In: . [S.l.: s.n.], 2011. p. 359–364. ISBN 9781457716447. Citado 2 vezes nas páginas 86 e 124.
- DUCHI, J.; HAZN, E.; SINGER, Y. *Adaptive Subgradient Methods for Online Learning and Stochastic Optimization* \* Elad Hazan. 2011. 2121-2159 p. Citado na página 105.
- EHSANI, M.; GAO, Y.; EMADI, A. *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles*. 2. ed. [S.l.]: CRC Press, 2010. Citado 3 vezes nas páginas 56, 64 e 67.
- EHSANI, M. et al. State of the art and trends in electric and hybrid electric vehicles. *Proceedings of the IEEE*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., v. 109, p. 967–984, 6 2010. ISSN 15582256. Citado 4 vezes nas páginas 35, 61, 64 e 97.
- ENOLA, N. et al. Charging station controller design using particle swarm optimization algorithms for electric vehicles with nimh battery. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. p. 353–358. ISBN 9781665476508. Citado na página 55.

- EV-VOLUMES. *The Electric Vehicle World Sales Database*. 2023. Disponível em: <<https://www.ev-volumes.com/country/total-world-plug-in-vehicle-volumes/>>. Citado na página 30.
- EVODE, R. Modeling of electric grid behaviors having electric vehicle charging stations with g2v and v2g possibilities. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. ISBN 9781665412629. Citado na página 27.
- FATEMI, A. et al. Design optimization of a high torque density spoke-type pm motor for a formula e race drive cycle. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2018. v. 54, p. 4343–4354. ISSN 00939994. Citado na página 65.
- FAVERI, F. D. et al. Evolution of electric mobility in brazil and study of charging infrastructure to meet the expected demand. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. ISBN 9781665486538. Citado na página 32.
- GOLESORKHIE, F. et al. Field oriented control-based reduction of the vibration and power consumption of a blood pump. *Energies*, v. 13, n. 15, 2020. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/13/15/3907>>. Citado na página 108.
- GOVINDARASU, A.; VENKATESH, A. S. Electric vehicle vision 2030 challenges and solutions. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2019. ISBN 9781728131696. Citado na página 28.
- GROSS, K. *The Real Story Behind the World's First Hybrid Car / The Drive*. 2018. Disponível em: <<https://www.thedrive.com/tech/20246/the-real-story-behind-the-worlds-first-hybrid-car>>. Citado na página 34.
- HAJI, Z. et al. Recent advancements and developments for electric vehicle technology. In: . [S.l.: s.n.], 2019. ISBN 9781728108278. Citado na página 27.
- HAKIM, C. et al. P-doped hard carbon as anode material for sodium-ion batteries. *7th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, 2019. Citado na página 55.
- HAN, M. et al. Current-sensorless model predictive control of dual active bridge converters with kalman filter. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. p. 663–667. ISBN 9781665425575. Citado na página 50.
- HANNAN, M. A. et al. *State-of-the-Art and Energy Management System of Lithium-Ion Batteries in Electric Vehicle Applications: Issues and Recommendations*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2018. 19362-19378 p. Citado na página 55.
- HAYES, J. G.; GOODARZI, G. A. *Electric Powertrain - Energy Systems, Power Electronics and Drives for Hybrid, Electric and Fuel Cell Vehicles*. [S.l.]: Wiley, 2018. Citado 5 vezes nas páginas 38, 68, 69, 70 e 71.
- HUANG, S. et al. Challenges and opportunities for supercapacitors. *APL Materials*, American Institute of Physics Inc., v. 7, 10 2019. ISSN 2166532X. Citado na página 59.
- IEA. *Brazil Data Explorer*. 2022. Disponível em: <<https://www.iea.org/countries/brazil>>. Citado na página 29.

- IEA. *Global EV Outlook 2022*. 2022. Disponível em: <<https://iea.blob.core.windows.net/assets/ad8fb04c-4f75-42fc-973a-6e54c8a4449a/GlobalElectricVehicleOutlook2022.pdf>>. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 31.
- IRIVINTI, S. T.; SAHOO, M.; RAGE, R. A dual-purpose multi-port converter system for electric vehicles. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2020. ISBN 9781728175904. Citado na página 53.
- IVEY, C.; ALFARES, A.; HE, J. Hybrid-electric aircraft propulsion drive based on sic triple active bridge converter. In: *2021 IEEE/IAS Industrial and Commercial Power System Asia (ICPS Asia)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 431–436. Citado na página 123.
- J, M. M. N.; SATHYAN, S. Design and analysis of three-level soft-switched resonant converter for ev battery charger. In: *2021 IEEE Green Technologies Conference (GreenTech)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 48–53. Citado na página 44.
- JEAN-PIERRE, G. et al. Overall efficiency improvement of a dual active bridge converter based on triple phase-shift control. *Energies*, v. 15, n. 19, 2022. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/15/19/6933>>. Citado na página 92.
- JIANG, J.; ZHANG, C. *FUNDAMENTALS AND APPLICATIONS OF LITHIUM-ION BATTERIES IN ELECTRIC DRIVE VEHICLES*. [S.l.]: Wiley, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 56 e 57.
- KADAM, S. D.; PANCHADE, V. M. Designing of photovoltaic cell based modified impedance (z)-source integrated electric vehicle dc charger/ inverter. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2020. p. 406–410. ISBN 9781728189086. Citado na página 62.
- KARAMI, M.; BARANWAL, R. Optimal control of triple active bridge based on deep machine learning techniques. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. ISBN 9781728193878. Citado na página 53.
- KATSUHIKO, O. *Engenharia de Controle Moderno*. 5. ed. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 93 e 114.
- KHANIKI, M. A. L.; HADI, M. B.; MANTHOURI, M. Feedback error learning controller based on rmsprop and salp swarm algorithm for automatic voltage regulator system. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2020. p. 425–430. ISBN 9781728185668. Citado na página 106.
- KHELDLER, W. A. et al. *An Electric Carriage*. 1891. 333 p. Disponível em: <[https://books.google.com.br/books?id=ydPvyS73VCYC&pg=RA1-PA333&dq=%22As+will+be+seen+by+the+illustration+the+motor+is+sustained+by+a+framework+underneath+the+body+of+the+carriage+and+is+geared+to+the+rear+axle%22&hl=en&newbks=1&newbks\\_redir=0&sa=X&redir\\_esc=y#v=onepage&q&f=false](https://books.google.com.br/books?id=ydPvyS73VCYC&pg=RA1-PA333&dq=%22As+will+be+seen+by+the+illustration+the+motor+is+sustained+by+a+framework+underneath+the+body+of+the+carriage+and+is+geared+to+the+rear+axle%22&hl=en&newbks=1&newbks_redir=0&sa=X&redir_esc=y#v=onepage&q&f=false)>. Citado na página 33.
- KIRA, L. C. *ESTUDO DE POTENCIAIS MELHORIAS EM EFICIÊNCIA ENERGÉTICA VEICULAR POR MEIO DE SIMULAÇÃO DINÂMICA LONGITUDINAL*. 45 p., 2020. Citado na página 69.

- KOWALEWSKI, P. et al. A model-based control strategy enhancing the dynamic performance of current-fed triple-active-bridge dc-dc converters. In: *2022 IEEE 7th Southern Power Electronics Conference (SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–6. Citado na página 134.
- KRISHNAN, R. R. *Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives*. [S.l.]: CRC Press/Taylor Francis, 2010. 575 p. ISBN 9780824753849. Citado 2 vezes nas páginas 108 e 109.
- KUMAR, R. et al. Design and analysis of high performance of a bldc motor for electric vehicle. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. ISBN 9781665488754. Citado na página 66.
- KURM, S.; AGARWAL, V. Novel dual active bridge based multi port converter for interfacing hybrid energy storage systems in electric vehicles. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2019. ISBN 9781728131696. Citado na página 50.
- LARMINIE, J.; LOWRY, J. *Electric vehicle technology explained*. [S.l.]: J. Wiley, 2003. 296 p. ISBN 0470851635. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 69.
- LIANG, R.; WU, Z.; WU, S. Investigation of accelerated editing method of vehicle road load spectrum based on pseudo damage preservation. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. p. 113–118. ISBN 9781665436281. Citado na página 68.
- LIN, F. et al. Automatic triple phase-shift modulation for dab converter with minimized power loss. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. v. 58, p. 3840–3851. ISSN 19399367. Citado na página 50.
- LIN, K.; WANG, M.; LIU, S. Power distribution strategy based on fuzzy controller and savitzky-golay selective filtering in hybrid energy storage system. *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science*, v. 585, p. 012031, 11 2020. Citado na página 146.
- LIPU, M. S. H. et al. Review of electric vehicle converter configurations, control schemes and optimizations: Challenges and suggestions. *Electronics*, v. 10, n. 4, 2021. ISSN 2079-9292. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/2079-9292/10/4/477>>. Citado 9 vezes nas páginas 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45 e 46.
- LIU, H.; LI, C. Recent developments of solid-state electrolytes for all-solid-state lithium metal batteries. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. p. 8–16. ISBN 9781665452656. Citado na página 55.
- LIU, W. et al. Accelerating federated learning via momentum gradient descent. *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, IEEE Computer Society, v. 31, p. 1754–1766, 8 2020. ISSN 15582183. Citado na página 104.
- LOPEZ, M. et al. Voltage control strategy for dab power converter based on mdcs-mpc. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. p. 584–588. ISBN 9781665405607. Citado na página 51.
- LU, M. Z.; GUO, Z. W.; LIAW, C. M. A battery/supercapacitor hybrid powered ev srm drive and microgrid incorporated operations. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., v. 7, p. 2848–2863, 12 2021. ISSN 23327782. Citado na página 67.

- MAHLE South America. *Electric Drive Systems - MAHLE South America*. 2023. Disponível em: <<https://www.br.mahle.com/en/products-and-services/passenger-cars/mechatronics/electric-drive-systems/>>. Citado na página 64.
- MAMEDE, H. *INTERLIGAÇÃO DE CONVERSORES DAB PARA APLICAÇÃO EM TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO*. 195 p., 2016. Citado 2 vezes nas páginas 76 e 94.
- MANOJ, G. A. et al. Energy management and hybridization of nissan leaf using switched capacitor converter and ultra-capacitor. In: *2021 IEEE International Power and Renewable Energy Conference (IPRECON)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–7. Citado na página 40.
- MATHWORKS. *Generic battery model - Simulink*. 2023. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/sps/powersys/ref/battery.html>>. Citado na página 57.
- MATHWORKS. *Implement generic supercapacitor model - Simulink*. 2023. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/sps/powersys/ref/supercapacitor.html>>. Citado na página 59.
- MME. *Capacidade Instalada de Geração Elétrica*. 2023. Disponível em: <<https://www.mme.gov.br/SIEBRASIL/consultas/reportes-dato42-jerarquizado.aspx?oc=30125&zor=30126&ss=3&v=1>>. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 31.
- MOHANRAJ, D. et al. *Critical Aspects of Electric Motor Drive Controllers and Mitigation of Torque Ripple - Review*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. 73635–73674 p. Citado na página 65.
- MOMEN, F.; RAHMAN, K.; SON, Y. Electrical propulsion system design of chevrolet bolt battery electric vehicle. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2019. v. 55, p. 376–384. ISSN 00939994. Citado na página 37.
- NARDOTO, A. et al. Adaptive model predictive control for dab converter switching losses reduction. *Energies*, MDPI, v. 15, 9 2022. ISSN 19961073. Citado 2 vezes nas páginas 92 e 99.
- NGUYEN, C. T. et al. Effect of battery/supercapacitor hybrid storage system on battery voltage in electric vehicles. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. ISBN 9781665475877. Citado na página 59.
- NIU, R.; ZHANG, H.; SONG, J. Model predictive control of dcndash;dc boost converter based on generalized proportional integral observer. *Energies*, v. 16, n. 3, 2023. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/16/3/1245>>. Citado na página 97.
- OKUTANI, S.; HUANG, P.-Y.; KADO, Y. Generalized average model of triple active bridge converter. In: *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 5554–5560. Citado na página 134.
- OLIVEIRA, T.; MENDES, A.; CASEIRO, L. Model predictive control for solid state transformers: Advances and trends. *Energies*, v. 15, n. 22, 2022. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/15/22/8349>>. Citado na página 97.

- Parlamento Europeu. *Emissões de dióxido de carbono nos carros: factos e números (infografia)*. 2023. Disponível em: <<https://www.europarl.europa.eu/news/pt/headlines/society/20190313STO31218/emissoes-de-co2-dos-carros-factos-e-numeros-infografias>>. Citado na página 27.
- PHAM, V.-L.; WADA, K. Design of series inductances in triple active bridge converter using normalization procedure for integrated ev and pv system. *10<sup>a</sup> International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, 2019. Citado na página 46.
- PHAM, V. L.; WADA, K. *Applications of triple active bridge converter for future grid and integrated energy systems*. [S.l.]: MDPI AG, 2020. Citado na página 126.
- POORFAKHRAEI, A.; NARIMANI, M.; EMADI, A. A review of multilevel inverter topologies in electric vehicles: Current status and future trends. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, v. 2, p. 155–170, 2021. Citado 2 vezes nas páginas 55 e 109.
- PORSCHE. *Ferdinand Porsche – the electric vehicle pioneer*. 2023. Disponível em: <<https://www.porsche.com/stories/innovation/gamechanger-how-ferdinand-porsche-designed-first-hybrid-car>>. Citado na página 34.
- Porsche Museum Press kit. *The technology of the Semper Vivus*. 2023. Disponível em: <<https://presskit.porsche.de/museum/en/2019/topic/exhibitions/cars/the-technology-of-the-semper-vivus.html>>. Citado na página 35.
- PRAGASPATHY, S. et al. Analysis and appropriate choice of power converters for electric vehicle charging infrastructure. In: *2022 Second International Conference on Artificial Intelligence and Smart Energy (ICAIS)*. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1554–1558. Citado na página 42.
- RACHIM, L. O. M. F. et al. Design of ev hardware-in-the-loop simulator of battery and supercapacitor hybrid storage system. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. p. 11–16. ISBN 9781665428477. Citado na página 58.
- RAJASHEKARA, K. History of electric vehicles in general motors. In: . [S.l.]: Publ by IEEE, 1993. v. 1, p. 447–454. ISBN 078031462X. ISSN 01608592. Citado na página 37.
- RAMANATHAN, G.; BHARATIRAJA, C.; ATHIKKAL, S. Design and implementation of modified z-source inverter for multi-port electric vehicle charger. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. ISBN 9781665458580. Citado na página 63.
- RAO, K. V. G. et al. Design of a bidirectional dc/dc converter for a hybrid electric drive system with dual-battery storing energy. *Frontiers in Energy Research*, Frontiers Media S.A., v. 10, 11 2022. ISSN 2296598X. Citado na página 38.
- RAWLINGS, J. B.; MAYNE, D. Q.; DIEHL, M. M. *Model Predictive Control: Theory, Computation, and Design*. 2. ed. Nob Hill Publishing, 2017. Disponível em: <<http://www.nobhillpublishing.com>>. Citado na página 102.
- RAYEEN, Z.; HANIF, O.; BOSE, S. Modelling and analysis of interleaved cuk converter controlled by pid controller with phase shift pwm method. In: *2019 IEEE Students Conference on Engineering and Systems (SCES)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6. Citado na página 39.

- RICHARD. *History of Electric Cars: The Beginning*. 2017. Disponível em: <<https://www.upsbatterycenter.com/blog/history-of-electric-cars/#prettyPhoto>>. Citado na página 34.
- ROBERTS, S. *DC/DC Book of Knowledge: Pratical tips for the User*. 1. ed. [S.l.]: RECOM, 2014. Citado na página 43.
- ROCHE, M.; SHABBIR, W.; EVANGELOU, S. A. *Voltage control for enhanced power electronic efficiency in series hybrid electric vehicles*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2017. 3645-3658 p. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 52.
- SAHA, B.; SINGH, B. Back emf observer based sensorless bldc motor drive with sepic converter for ev application. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. p. 94–99. ISBN 9781665414739. Citado na página 67.
- SALEM, A.; NARIMANI, M. New powertrain configurations based on six-phase current-source inverters for heavy-duty electric vehicles. *IEEE Access*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. ISSN 21693536. Citado na página 62.
- SANTORO, D. et al. Pv modules interfacing isolated triple active bridge for nanogrid applications. *Energies*, v. 14, n. 10, 2021. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/14/10/2854>>. Citado na página 124.
- SASAKI, K. et al. Impact of magnet temperature distribution on output capability of pmssm and its estimation methodology. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. p. 39–44. ISBN 9784886864253. Citado na página 66.
- SAYED, K. et al. *A Review of DC-AC Converters for Electric Vehicle Applications*. [S.l.]: MDPI, 2022. Citado na página 61.
- SEN, S. Y.; OZKURT, N. Convolutional neural network hyperparameter tuning with adam optimizer for ecg classification. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2020. ISBN 9781728191362. Citado na página 106.
- SHANMUGAPRIYA, P. et al. Hybridization of supercapacitor and battery for fast charging of electric vehicles. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2023. p. 1–5. ISBN 9781665462754. Citado na página 59.
- SHAO, S. et al. Modeling and advanced control of dual-active-bridge dc-dc converters: A review index terms-dc-dc, dual active bridge (dab), reduced-order model, generalized average model, discrete-time model, feedback control, feedforward control, model predictive control. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, v. 37, 2022. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3048102>> Citado na página 90.
- SMITH, Y. *Taking a Ride on the Moon in the Lunar Roving Vehicle / NASA*. 2021. Disponível em: <<https://www.nasa.gov/image-feature/taking-a-ride-on-the-moon-in-the-lunar-roving-vehicle>>. Citado na página 36.
- SONI, N.; BARAI, M. Performance study of regenerative braking of bldc motor targeting electric vehicle applications. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. ISBN 9781665468510. Citado na página 66.

- SPEAROW, R. Power converter for lunar roving navigation subsystem. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 1971. v. 1971-January, p. 197–204. ISSN 02759306. Citado na página 36.
- SULZBERGER, C. An early road warrior. *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 2, p. 66–71, 2004. ISSN 15407977. Citado na página 33.
- SUZUKI, K. et al. Continuous power transfer control of triple active bridge converter during magnetic saturation. In: *2022 11th International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA)*. [S.l.: s.n.], 2022. p. 96–100. Citado na página 123.
- SWIEF, R. A.; EL-AMARY, N. H.; KAMH, M. Z. Optimal energy management integrating plug in hybrid vehicle under load and renewable uncertainties. *IEEE Access*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., v. 8, p. 176895–176904, 2020. ISSN 21693536. Citado na página 27.
- TAHA, W.; NARIMANI, M. A modified current source inverter fed drive for electric vehicle applications. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. p. 822–828. ISBN 9781728189499. Citado na página 62.
- TIAN, Y.; ZHANG, Y.; ZHANG, H. Recent advances in stochastic gradient descent in deep learning. *Mathematics*, v. 11, n. 3, 2023. ISSN 2227-7390. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/2227-7390/11/3/682>>. Citado na página 102.
- TRAN, T. V. et al. Optimal design of tefc induction machine and experimental prototype testing for city battery electric vehicle. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2020. v. 56, p. 635–643. ISSN 19399367. Citado na página 38.
- U.S. DEPARTAMENT OF ENERGY. *Timeline: History of the Electric Car / Department of Energy*. 2023. Disponível em: <<https://www.energy.gov/timeline/timeline-history-electric-car>>. Citado na página 33.
- USMAN, A.; RAJPUROHIT, B. S. Time-efficient fault diagnosis of a bldc motor drive deployed in electric vehicle applications. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2020. ISBN 9781728173887. Citado na página 66.
- VIANNA, P. D. S. et al. Acionamento e controle do motor síncrono de imãs permanentes para aplicação no sistema de tração de veículos elétricos. In: . [S.l.]: sepoc, 2021. p. —. Citado na página 108.
- VOLKSWAGEN. *Battery / Volkswagen Newsroom*. 2023. Disponível em: <<https://www.volkswagen-newsroom.com/en/battery-3634>>. Citado na página 56.
- WANG, L. *Model Predictive Control System Design and Implementation Using MATLAB*. 1. ed. [S.l.]: Springer, 2009. Citado na página 102.
- WEI, H.; ZHANG, X.; FANG, Z. An adaptive quasi-hyperbolic momentum method based on adagrad+ strategy. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. p. 649–654. ISBN 9781665464680. Citado na página 105.
- WINDER, S. *Power Supplies for LED Driving*. 1. ed. [S.l.]: Elsevier Inc., 2008. Citado na página 39.

- XAVIER, N. Calculating the aerodynamic drag coefficient of a toyota avanza car cad model using cfd analysis. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2023. p. 1–5. Citado na página 68.
- XIAO, Q. et al. Model predictive control for dual active bridge in naval dc microgrids supplying pulsed power loads featuring fast transition and online transformer current minimization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., v. 67, p. 5197–5203, 6 2020. ISSN 15579948. Citado na página 98.
- XIE, J.; LI, S. Training neural networks by time-fractional gradient descent. *Axioms*, v. 11, n. 10, 2022. ISSN 2075-1680. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/2075-1680/11/10/507>>. Citado na página 103.
- YADAV, D. S.; MANISHA, M. Electric propulsion motors: A comparative review for electric and hybrid electric vehicles. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2022. ISBN 9781665483162. Citado na página 67.
- YAMAMURA, C. L. K. et al. Electric cars in brazil: An analysis of core green technologies and the transition process. *Sustainability (Switzerland)*, MDPI, v. 14, 5 2022. ISSN 20711050. Citado na página 32.
- YE, Y. et al. Efficiency optimization strategy of three port triple active bridge dc-dc converter. In: *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6. Citado na página 123.
- YI, D.; JI, S.; BU, S. An enhanced optimization scheme based on gradient descent methods for machine learning. *Symmetry*, v. 11, n. 7, 2019. ISSN 2073-8994. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/2073-8994/11/7/942>>. Citado na página 103.
- YOSHIO, M.; BRODD, R. J.; KOZAWA, A. *Lithium-ion batteries: Science and technologies*. [S.l.]: Springer New York, 2009. 1-452 p. ISBN 9780387344447. Citado na página 57.
- YU, Y. et al. Adversarial samples generation based on rmsprop. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. p. 1134–1138. ISBN 9780738133737. Citado na página 106.
- ZAHEER, R.; SHAZIYA, H. A study of the optimization algorithms in deep learning. *2019 Third International Conference on Inventive Systems and Control (ICISC)*., IEEE, 2019. Citado na página 105.
- ZAMAN, T.; KHAN, I.; ULLAH, N. Voltage stabilization of dc-link in evs using dab converter based on higher-order smc approach. In: . [S.l.]: IEEE Computer Society, 2021. v. 2021-April, p. 215–221. ISBN 9781728191393. ISSN 21665478. Citado na página 46.
- ZHANG, Y. et al. Soft-switching operation with a variable switching frequency control for switched-quasi-z-source bidirectional dc–dc converter in evs. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 70, n. 1, p. 384–395, 2023. Citado na página 41.
- ZHANG, Z. et al. The research of an optimized three-level svpwm strategy. In: . [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2021. p. 549–553. ISBN 9781728176734. Citado na página 110.

- ZHU, X. A dual-active-bridge converter for novel trolleybus powertrain system. *2018 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT)*, 11 2018. Citado 2 vezes nas páginas 48 e 49.
- ZOU, S.; ZHENG, S.; CHINTHAVALI, M. Design, analyses and validation of sliding mode control for a dab dc-dc converter. *ITEC2019 : 2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo : Suburban Collection Showplace, Novi, Michigan, USA, June 19-21, 2019*, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 52 e 106.
- ZYTEK. *250kW EV Motors / Engines for Motorsport Road / Zytek Automotive*. 2023. Disponível em: <<https://www.zytek.co.uk/product/elec/ev-motors/250kw/>>. Citado na página 65.
- ZYTEK. *60kW EV Motors / Engines for Motorsport Road / Zytek Automotive*. 2023. Disponível em: <<https://www.zytek.co.uk/product/elec/ev-motors/60kw/>>. Citado na página 65.
- ŞAHİN, M. Modelling of supercapacitors based on simplified equivalent circuit. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, v. 6, p. 31–39, 3 2021. ISSN 2475742X. Disponível em: <<http://tpea.cpss.org.cn/uploads/allimg/210331/10.24295CPSSTPEA.2021.00003.pdf>>. Citado na página 59.

## Anexos

## ANEXO A – Dimensionamento do DAB

O presente código pode ser executado como um *script* do Matlab. Nele são calculados os componentes que compõem o circuito do DAB.

```
% Dimensionamento do Conversor DAB
% Autor: Atilio Caliari
% Agradecimento: Henrique Rocha e Mamede

clear all
clc

% Tensao na porta 1
V1 = 700;

% Tensao na porta 2
V2 = 560;

% Potencia nominal
Pn = 40e3;

% Resistencia de carga no secundario
R = V2^2/Pn;

% Frequencia de computacoes
f = 20e3;

% Valor nominal de phase-shift em graus
phi_deg = 45;

% Razao ciclica
D = 0.5;

% Relacao de transformacao
a = V2/V1;

% Tensao na porta 2 refletida a porta 1
V2_r = V2/a;

%% Dimensionamento dos elementos de potencia
```

```
% Frequencia angular de comutacao
w = 2*pi*f;

% Valor nominal de Phase-shift em radianos
phi_rad = phi_deg*(pi/180);

% Valor para a indutancia de transferencia de potencia
L = ((V1*V2)/(a*w*Pn))*phi_rad*(1-abs(phi_rad/pi));

% Frequencia relativa para o desacoplamento
fri = 10;

% Valor minimo de capacitancia de bloqueio
Cb_min = (fri/f)^2*(1/(4*pi^2*L));

% Valor minimo de capacitancia para a filtragem na porta 1
C1_min = Pn/(((1.01*V1)^2-(0.99*V1)^2)*f);

% Valor escolhido para o capacitor de filtro na porta 1
C2_min = Pn/(((1.01*V2)^2-(0.99*V2)^2)*f);
```

## ANEXO B – Dimensionamento do TAB

O presente código pode ser executado como um *script* do Matlab. Nele são calculados os componentes que compõem o circuito do TAB.

```
% Dimensionamento do Conversor TAB
% Autor: Atilio Caliari
% Agradecimento: Walbermark Marques dos Santos

clear all
clc

% Tensao na porta 1
V1 = 288;

% Tensao na porta 2
V2 = 560;

% Tensao no porta 3
V3 = 355;

% Potencia entregue entre a porta 1 e 2
P12 = 45e3;

% Potencia entregue entre a porta 1 e 3
P13 = 10e3;

% Potencia entregue entre a porta 3 e 2
P32 = 40e3;

P1 = P12-P13;
P2 = P12+P32;
P3 = P32+P13;

% Resistencia de carga no secundario
R = V2^2/P2;

% Frequencia de computacoes
f = 20e3;

% Angulos de defasagem para projeto
```

```
phi_deg1 = -20;
phi_deg2 = 0;
phi_deg3 = -25;

% Valor nominal de phase-shift em graus porta 2 e 1
phi_deg12 = phi_deg2 - phi_deg1;

% Valor nominal de phase-shift em graus porta 3 e 2
phi_deg32 = phi_deg2 - phi_deg3;

% Valor nominal de phase-shift em graus porta 3 e 1
phi_deg31 = phi_deg12 - phi_deg32 ;

% Razao ciclica
D = 0.5;

% Relacao de transformacao porta 2 e 1
a1 = V1/V2;

% Relacao de transformacao porta 3 e 2
a3 = V3/V2;

% Tensao na porta 2 refletida a porta 1
V1_r = V1/a1;

% Tensao na porta 3 refletida a porta 1
V3_r = V3/a3;

%% Dimensionamento dos elementos de potencia

% Frequencia angular de comutacao
w = 2*pi*f;

% Valor nominal de Phase-shift em radianos
phi_rad12 = phi_deg12*(pi/180);

% Valor nominal de Phase-shift em radianos
phi_rad31 = phi_deg31*(pi/180);
```

```
% Valor nominal de Phase-shift em radianos
phi_rad32 = phi_deg32*(pi/180);

% Valor para a indutancia de potencia porta 1 e 2
L12 = abs(((V1_r*V2)/(w*P12))*phi_rad12*(1-abs(phi_rad12/pi)))
    );

% Valor para a indutancia de potencia porta 1 e 3
L31 = abs(((V1_r*V3_r)/(w*P13))*phi_rad31*(1-abs(phi_rad31/pi))
    ));

% Valor para a indutancia de potencia porta 2 e 3
L32 = abs(((V2*V3_r)/(w*P32))*phi_rad32*(1-abs(phi_rad32/pi)))
    );

% Transformacao delta - Y
L11 = (L12*L31)/(L12+L31+L32);
L21 = (L12*L32)/(L12+L31+L32);
L31 = (L31*L32)/(L12+L31+L32);

% Passa a indutancia para seus respectivos lados
L2ext = L21;
L1ext = L11*(a1^2);
L3ext = L31*(a3^2);

% Modelo medio do TAB
G11 = ((V2/(a1*w*L12))*(1-2*abs(phi_rad12)/pi))+((V3/(a1*a3*w
    *L31))*(1+(2*abs(phi_rad12-phi_rad32)/pi)));
G12 = (V3/(a1*a3*w*L31))*(-1+2*abs(phi_rad12-phi_rad32)/pi);
G21 = (V1/(a1*a3*w*L31))*(-1+2*abs(phi_rad32-phi_rad12)/pi);
G22 = (V1/(a1*a3*w*L31)*(1-2*abs(phi_rad12-phi_rad32)/pi))+
    V2/(a3*w*L32)*(1-2*abs(phi_rad32)/pi));

% Frequencia relativa para o desacoplamento
fr = 10;

% Valor minimo de capacitancia de bloqueio
Cb1_min = (fr/f)^2*(1/(4*pi^2*L1ext)); % Porta 1
Cb2_min = (fr/f)^2*(1/(4*pi^2*L2ext)); % Porta 2
```

```
Cb3_min = (fr/f)^2*(1/(4*pi^2*L3ext)); % Porta 3  
  
% Valor minimo de capacitancia para a filtragem  
C1_min = abs(P1/(((1.01*V1)^2-(0.99*V1)^2)*f)); % Porta 1  
C2_min = abs(P2/(((1.01*V2)^2-(0.99*V2)^2)*f)); % Porta 2  
C3_min = abs(P3/(((1.01*V3)^2-(0.99*V3)^2)*f)); % Porta 3
```

## ANEXO C – MPC com Gradiente Descendente

```
%% Controle MPC GD do conversor DAB

function [delta_phi, delta, s_grad, s_gradq] =mpc(modo,v1,v2,
vdc2k1ref,Leq,f,Cdc2,vdc1k,vdc2k,idc2,D_old,LR,beta1,beta2
,prevdelta,prevgradp,prevgradqp,alpha1,alpha2)

n = v1/v2;
iLoadk = idc2;
V1 = vdc1k;

D = D_old; % Valor inicial do angulo
delta = prevdelta;
s_grad = prevgradp;
s_gradq = prevgradqp;

I2k1 = (4*n*V1/(pi^3*f*Leq))*sin(D); % Corrente previsto

vdc2k1 = vdc2k +((I2k1-iLoadk)/(Cdc2*f)); % Tensao prevista

G1 = 2*(vdc2k1-vdc2k1ref); % Derivada da funcao custo 1
G2 = 2*(I2k1-idc2); % Derivada da funcao custo 2

G = alpha1*G1 + alpha2*G2; % Funcao custo total

% Gradiente Descendente

if modo == 1

    D = D - G*LR; % Minimizacao

elseif modo == 2

    % Momentum

    delta = prevdelta*beta1 - G*LR;

    D = D + delta;
```

```
s_grad = 0;

s_gradq = 0;

elseif modo == 3

    % AdaGrad: Adaptive Gradient

    s_grad = prevgradp + G^2;

    delta = (G*LR)/sqrt(s_grad);

    s_gradq = 0;

    D = D - delta;

elseif modo == 4

    % RMSProp: Root Mean Square Propagation

    s_grad = prevgradp*beta1 + (G^2*(1-beta1));

    delta = (G*LR)/(sqrt(s_grad) + 1e-9);

    s_gradq = 0;

    D = D - delta;

elseif modo == 5

    % Adam: Adaptive Moment Estimation

    s_grad = prevgradp*beta1 + G*(1-beta1); % Momentum

    s_gradq = prevgradqp*beta2 + (G^2*(1-beta2)); % RMSProp

    s_grad_r = s_grad/(1-beta1);
```

```
s_gradq_r = s_gradq/(1-beta2);

delta = (s_grad_r*LR)/(sqrt(s_gradq_r)+0.00001);

D = D - delta;

end

delta_phi = D;
end
```

```
%% Controle MPC GD do conversor TAB

function delta_phi12 = mpc(modov,vdc2k1ref,vdc1k,vdc2k,vdc3k,
    idc2,D_old12,D_old32,Lrv, alpha_1, alpha_2, L12, L32, f,
    C2_min, V1, V2, V3, w, L31)

a1 = V2/V1;
a3 = V2/V3;

iLoadk = idc2;

D12 = D_old12; % Valor inicial do angulo 12
D32 = D_old32; % Valor inicial do angulo 32

delta12 = 0;
s_grad12 = 0;
s_gradq12 = 0;

%% Modelo Preditivo da planta

% Corrente prevista na porta 1
I1k1 = (4/(pi^3*a1*f))*((vdc2k*sin(D12)/L12)+(vdc3k*sin(D12-
D32)/(a3*L31)));

% Corrente prevista na porta 3
I3k1 = (4/(pi^3*a3*f))*((vdc1k*sin(D12-D32)/(L31*a1))-(vdc2k*
sin(D32)/L32));
```

```
% Corrente prevista na porta 2
I2k1 = I1k1*a1 + I3k1*a3;

vdc2kj = (I2k1-iLoadk)/(C2_min*f);

% Tensao prevista na porta 2 (k + 1)
vdc2k1 = vdc2k + vdc2kj;

% Corrente prevista na porta 2 (k + 2)
I2k2 = I2k1 + ((vdc2k-vdc2k1)*(C2_min*f));

% Tensao prevista na porta 2 (k + 2)
vdc2k2 = ((I2k2 + I2k1 - 2*iLoadk)/(C2_min*f)) + vdc2k;

% Tensao de referente
vref = vdc2k1ref;

% Derivada da funcao custo em funcao de vdc2k1
dcusto_dvdck1 = 2*(vdc2k2-vref);

% Derivada da funcao custo em funcao de vdc2k2
dcusto_didck2 = 2*(vdc2k-vdc2k2);

% Funcao custo total
Custo1 = alpha_1*dcusto_dvdck1 + alpha_2*dcusto_didck2;

%% Algoritmos de Gradiente Descendente

% Gradiente Descendente - Vanilla (tensao)

D12 = D12 - Custo1*LRv; % Gradiente

delta_phi12 = -D12;

end
```

## ANEXO D – Calculo dos compensadores do TAB

```
% Rodar o codigo "Dimensionamento_TAB.m"

% Malha de tensao (Porta 2)

H_v2 = tf(R, [R*C2_min 1]) % FT da carga

fatma = H_v2*G11           % Malha aberta

figure
bode(fatma)
grid on

hold on

fc = 300;                  % Frequencia de corte da malha

qsi = 0.99;                 % Coeficiente de amortecimento da malha

wn = 2*pi*fc;              % Frequencia da malha

sd2 = -qsi*wn + wn*sqrt(qsi^2-1); % Polos em malha fechada

angulo_N = -180 + angle(sd2)*180/pi ...
           + angle(R*C2_min*sd2+1)*180/pi;

x=imag(sd2)/tan(angulo_N*pi/180);

z=abs(real(sd2))+x;

k=abs((sd2*(R*C2_min*sd2+1)/((sd2+z)*G11*R)));

% Compensador PI

Cv2=tf(k*[1 z],[1 0]) %compensador PI calculado

fatmac=Cv2*fatma;        % Malha compensada
```

```
bode(fatmac)
grid on;

figure
sys=feedback(Cv2*G11*H_v2 ,1);
step(sys)
grid on

%% Malha de corrente (Porta 3)

flpf = 100;      % Frequencia de corte do filtro passa baixa

H_i3 = tf(1, [1/flpf 1]) % FT do filtro passa baixa

fatmaI = H_i3*G22           % Malha aberta

figure
bode(fatmaI)
grid on

hold on

fc = 40;      % Frequencia de corte da malha

qsi = 0.5;    % Coeficiente de amortecimento da malha

wn = 2*pi*fc;

sd2 = -qsi*wn + wn*sqrt(qsi^2-1); % Polos em malha fechada

angulo_N = -180 + angle(sd2)*180/pi ...
           + angle((1/flpf)*sd2+1)*180/pi;

x=imag(sd2)/tan(angulo_N*pi/180);

z=abs(real(sd2))+x;

k=abs((sd2*((1/flpf)*sd2+1)/((sd2+z)*G22*1)));
```

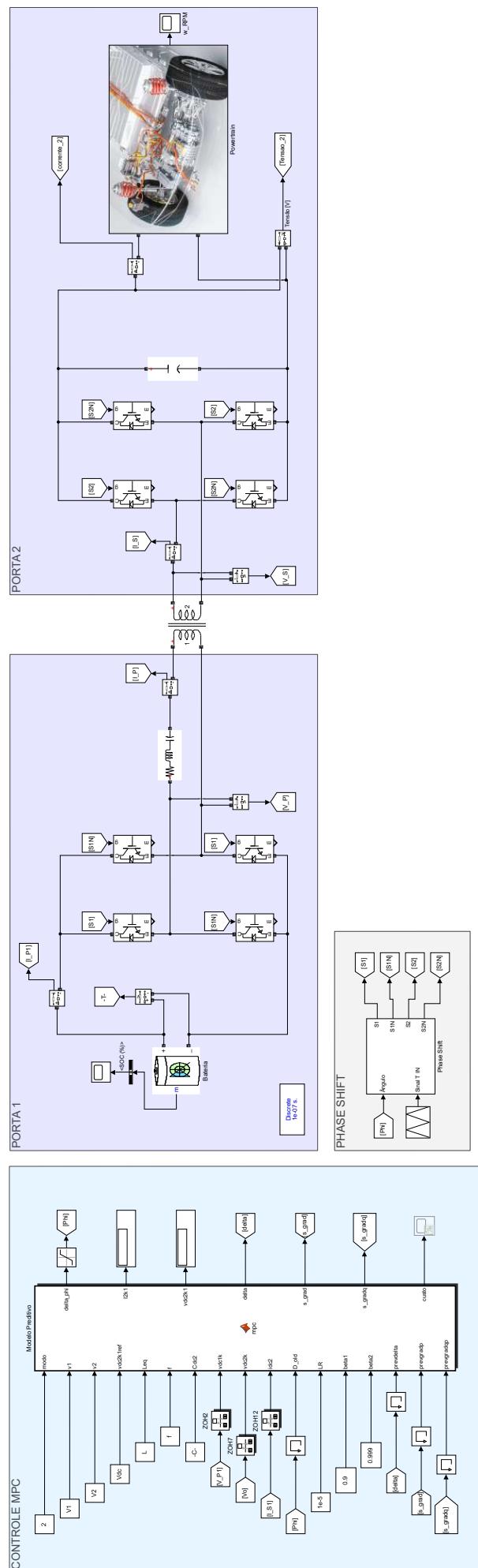
```
% Compensador PI

Ci3=tf(k*[1 z],[1 0]) % Compensador PI calculado

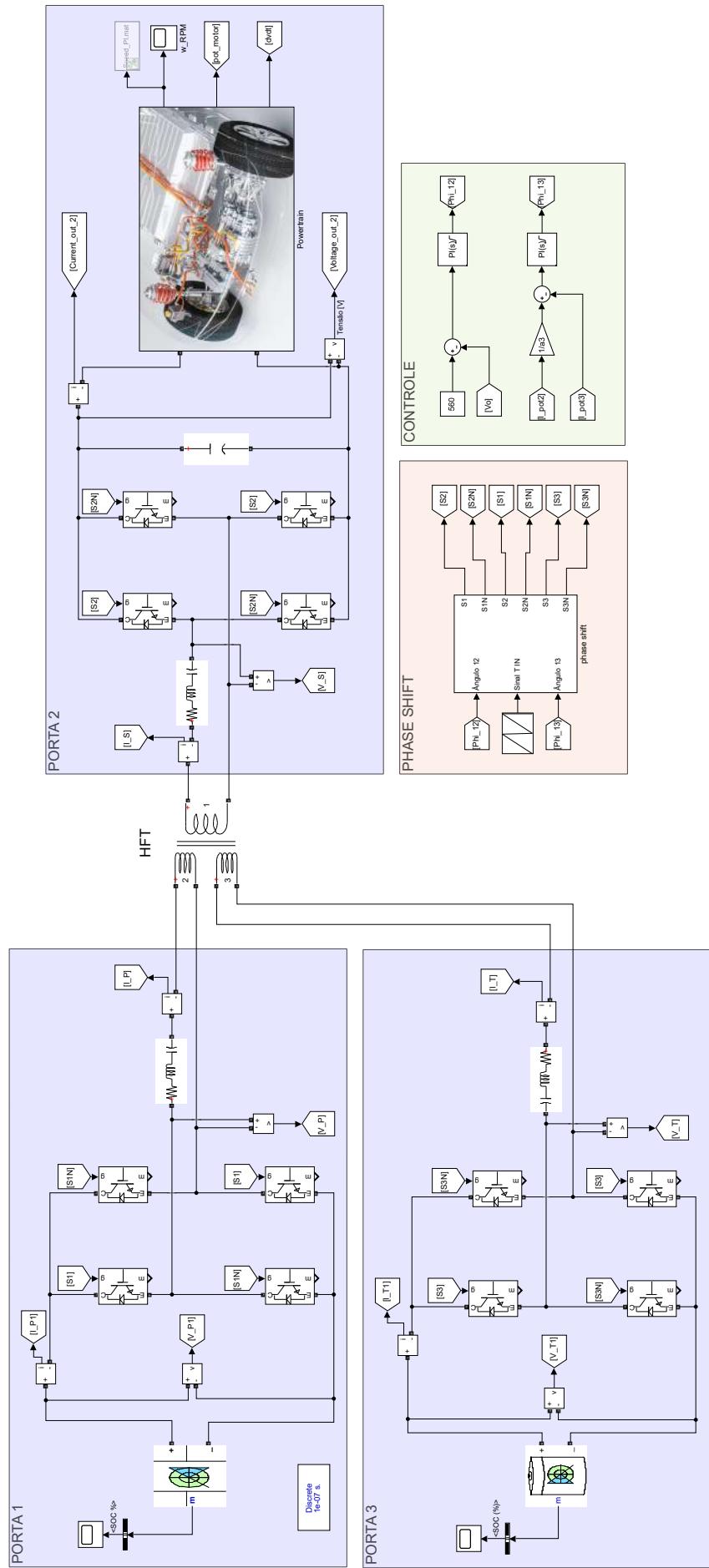
fatmaci3=Ci3*fatmaI

bode(fatmaci3)
grid on;
```

## ANEXO E – Diagrama do DAB com controle MPC no Simulink



## ANEXO F – Diagrama do TAB com controle PI no Simulink



## ANEXO G – Diagrama do TAB com controle MPC+PI no Simulink

