



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
CAMPUS FLORIANÓPOLIS  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Sergio Luis Brockveld Junior

**Sistema multiporta com controle droop destinado a regeneração de energia em locomotivas diesel-elétricas**

Florianópolis  
2022

Sergio Luis Brockveld Junior

**Sistema multiporta com controle droop destinado a regeneração de energia em locomotivas diesel-elétricas**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Gierry Waltrich, Dr.

Florianópolis

2022

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Brockveld Junior, Sergio Luis

Sistema multiporta com controle droop destinado a  
regeneração de energia em locomotivas diesel-elétricas /  
Sergio Luis Brockveld Junior ; orientador, Gierri  
Waltrich, coorientador, Telles Brunelli Lazzarin, 2022.  
139 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa  
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2022.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Locomotivas diesel  
elétricas. Regeneração de energia. Controle droop.. I.  
Waltrich, Gierri . II. Brunelli Lazzarin, Telles . III.  
Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós  
Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Sergio Luis Brockveld Junior

**Sistema multiporta com controle droop destinado a regeneração de energia em locomotivas diesel-elétricas**

O presente trabalho em nível de doutorado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof.(a) Alceu Andre Badin, Dr(a).  
Universidade Tecnológica Federal do Parana - UTFPR

Prof.(a) Allan Fagner Cupertino, Dr(a).  
Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG

Prof.(a) Joabel Moia , Dr(a).  
Instituto Federal de Santa Catarina - IFSC

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de doutor em Engenharia Elétrica.

---

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.  
Coordenação do Programa de  
Pós-Graduação

---

Prof. Gierry Waltrich, Dr.  
Orientador

Florianópolis, 2022.

Dedico este trabalho para todos que contribuíram direta  
ou indiretamente em minha formação acadêmica.

*"O sucesso nasce do querer, da determinação e persistência em se chegar a um objetivo. Mesmo não atingindo o alvo, quem busca e vence obstáculos, no mínimo fará coisas admiráveis."  
(José de Alencar)*

## RESUMO

Normalmente em locomotivas diesel-elétricas a energia gerada durante a frenagem é dissipada em banco de resistores por meio de um sistema de frenagem dinâmica. Para realizar o aproveitamento dessa energia, pode-se fazer uso de um sistema de frenagem regenerativa por meio de um sistema de múltiplas portas, utilizando conversores estáticos de potência para controlar o fluxo de potência entre as portas. Neste trabalho, propõe-se um sistema de múltiplas portas com controle *droop*, destinado a regeneração de energia durante a frenagem de locomotivas diesel-elétricas. O sistema de múltiplas portas proposto é formado por uma microrrede CC composta por quatro conversores, sendo, dois conversores CC-CC destinados ao sistema de armazenamento em banco de baterias e supercapacitor, um conversor CC-CA destinado a alimentação das cargas auxiliares e um conversor CC-CC isolado responsável por transferir a potência dos motores da locomotiva para ao sistema durante a regeneração. Também apresenta-se neste trabalho o estudo do conversor CC-CC isolado. Devido as características de corrente e tensão dos motores de tração da locomotiva durante a regeneração, optou-se por utilizar a topologia do conversor DAB (*DAB, Dual Active Bridge*) conectado em série na entrada, devido a elevada tensão dos motores, e em paralelo na saída, para diminuir os esforços de corrente nos semicondutores, para conversor CC-CC isolado, no entanto, o conversor DAB apresenta saída em fonte de tensão, portanto, se fez necessário acrescentar um indutor na saída, para assim, permitir a conexão do conversor ao barramento CC. Portanto, esse trabalho apresenta a modelagem, estratégia de controle, dimensionamento e resultados experimentais para conversor DAB-ISOP (*ISOP, Input Series/Output Parallel*) com saída em corrente e os estudos da modelagem, controle e implementação prática do *droop* em uma microrrede.

**Palavras-chave:** locomotivas diesel-elétricas. regeneração de energia. *droop*.

## ABSTRACT

Normally in diesel-electric locomotives, the energy generated during braking is dissipated in a resistor bank by means of a dynamic braking system. To use this energy, a regenerative braking system can be used through a system multiple ports, using static power converters to control the flow of power between ports. In this work, a multiple port system with *droop* control is proposed, aimed at energy regeneration during braking of diesel-electric locomotives. The proposed multi-port system consists of a micro-network DC composed of four converters, two of which are DC-DC converters for the storage system in a battery bank and supercapacitor, a DC-AC converter for supplying auxiliary loads and a isolated DC-DC converter responsible for transferring the power of the locomotive's engines to the system during regeneration. This study also presents the study of the isolated DC-DC converter. Due to the current and voltage characteristics of the locomotive's traction motors during regeneration, chose the DAB converter topology (*DAB, Dual Active Bridge*) connected in series at the input, due to the high voltage of the motors, and in parallel at the output, to reduce the current stresses in the semiconductors, for isolated DC-DC converter, however, the DAB converter has a voltage source output, so it was necessary to add an inductor at the output, so allow connection of the converter to the DC bus. Therefore, this work presents the modeling, control strategy, dimensioning and experimental results for DAB-ISOP converter (*ISOP, Input Series / Output Parallel*) with current output and studies of modeling, control and the practical implementation of *droop* of the DC micro-network.

**Keywords:** diesel-electric locomotives. energy regeneration. *droop*.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Setores de maior consumos de energia nos 38 países membros da IEA. . . . .	15
Figura 1.2 – Consumo de energia por modal de transporte no Brasil. . . . .	16
Figura 1.3 – Transporte de passageiros e cargas no Brasil por modal de transporte. . . . .	17
Figura 1.4 – Comparação dos modais de transporte de carga em países de mesmo porte que o Brasil. . . . .	18
Figura 1.5 – Comparação dos modais de transporte de carga em países de mesmo porte que o Brasil. . . . .	21
Figura 1.6 – Esquema simplificado do Sistema de Freio de Ar Direto. . . . .	22
Figura 1.7 – Esquema simplificado do Sistema de Freio a Ar Automático. . . . .	23
Figura 1.8 – Cadeia de transmissão de energia de uma locomotiva diesel-elétrica. . . . .	23
Figura 1.9 – Curvas de conjugado e potência. . . . .	24
Figura 1.10 – Malhas de controle do Grupo Motor-Gerador. . . . .	26
Figura 1.11 – Curvas de aceleração e potência para cada ponto de aceleração do motor diesel. . . . .	27
Figura 1.12 – Curvas de conjugado e potência para cada ponto de aceleração do motor diesel. . . . .	27
Figura 1.13 – Classificação das locomotivas diesel-elétricas: (a) Locomotiva Diesel Elétrica CC-CC; (b) Locomotiva Diesel Elétrica CA-CC; (c) Locomotiva Diesel Elétrica CA-CC-CA . . . . .	28
Figura 1.14 – Esquema de ligação dos motores CC durante a frenagem dinâmica. . . . .	29
Figura 1.15 – Esquema simplificado da locomotiva com adição do sistema multiporta. . . . .	31
Figura 1.16 – Sistema multiporta composto por dois conversores CC-CC isolados destinados a regeneração, dois conversores CC-CC não isolados conectados ao sistema de armazenamento de energia e um conversor CC-CA conectado as cargas auxiliares e gerador auxiliar. . . . .	32
Figura 1.17 – Sistema multiporta proposto para implementação prática composto por apenas um conversor isolado conectado ao motor CC, dois conversores CC-CC não isolados conectados ao sistema de armazenamento de energia e um conversor CC-CA conectado as cargas auxiliares e a rede. . . . .	33
Figura 2.1 – Esquema simplificado do Sistema de Freio a Ar Automático. . . . .	34
Figura 2.2 – Os conversores (a), (b), (c) e (d) são exemplos de conversores DAB com conexão ISOP existentes na literatura. . . . .	35
Figura 2.3 – DAB-ISOP. . . . .	36
Figura 2.4 – Conversor DAB ISOP com carga resistiva. . . . .	37
Figura 2.5 – Principais formas de onda do conversor DAB-ISOP. . . . .	38

Figura 2.6 – Primeira etapa de operação. . . . .	40
Figura 2.7 – Segunda etapa de operação. . . . .	41
Figura 2.8 – Terceira etapa de operação. . . . .	42
Figura 2.9 – Quarta etapa de operação. . . . .	42
Figura 2.10 – Potência ativa para diferentes valores de tensão de entrada. . . . .	47
Figura 2.11 – Potência aparente para diferentes valores de tensão de entrada. . . . .	48
Figura 2.12 – Potência reativa para diferentes valores de tensão de entrada. . . . .	48
Figura 2.13 – Fator de potência para diferentes valores de tensão de entrada com destaque para defasagem de 45°. . . . .	49
Figura 2.14 – Limites de comutação suave para diferentes valores de tensão de entrada. . . . .	51
Figura 2.15 – Circuito equivalente para a transição da etapa 4 para etapa 1 dos interruptores conectados ao primário do transformador. . . . .	52
Figura 2.16 – Corrente mínima para garantir o ZVS durante o tempo morto. . . . .	53
Figura 2.17 – DAB ISOP. . . . .	54
Figura 2.18 – Modelo médio do conversor DAB ISOP. . . . .	54
Figura 2.19 – Validação do modelo médio. . . . .	56
Figura 2.20 – Modelo médio de pequenos sinais do conversor DAB-ISOP. . . . .	58
Figura 2.21 – Modelo médio de pequenos sinais no domínio da frequência. . . . .	58
Figura 2.22 – Validação do modelo médio de pequenos sinais do conversor DAB-ISOP conectado a uma carga resistiva. . . . .	59
Figura 2.23 – Conversor DAB-ISOP conectado ao barramento CC. . . . .	60
Figura 2.24 – Modelo médio de pequenos sinais para o conversor conectado ao barramento CC. . . . .	61
Figura 2.25 – Validação do modelo médio de pequenos sinais do conversor DAB-ISOP conectado ao barramento CC. . . . .	62
Figura 2.26 – Circuito equivalente utilizado para projeto do indutor de saída. . . . .	62
Figura 2.27 – Diagrama de Bode da corrente de saída para impedância de saída resistiva (a) e para impedância de saída predominante capacitiva (b). . . . .	63
Figura 2.28 – Diagrama de blocos equivalentes para projeto dos controladores. . . . .	65
Figura 2.29 – Diagrama de blocos da implementação real. . . . .	66
Figura 2.30 – Implementação da estratégia de controle. . . . .	67
Figura 2.31 – Resultados de simulação da estratégia de controle com carga resistiva na saída. . . . .	69
Figura 2.32 – Resultados de simulação da estratégia de controle com o conversor conectado ao barramento CC. . . . .	70
Figura 3.1 – Diagrama de Bode do filtro de saída. . . . .	75
Figura 3.2 – Diagrama de blocos equivalente para projeto dos controladores. . . . .	76
Figura 3.3 – Diagrama de bode da $FTLA_{INC}(s)$ . . . . .	77

Figura 3.4 – Diagrama de bode da $FTLA_{IC}(s)$ . . . . .	78
Figura 3.5 – Diagrama de bode da $FTLA_{VNC}(s)$ . . . . .	79
Figura 3.6 – Diagrama de bode da $FTLA_{VC}(s)$ . . . . .	80
Figura 3.7 – Diagrama de bode da $FTLA_{INC}(s)$ e $FTLA_{IC}(s)$ do conversor conectado ao barramento CC. . . . .	81
Figura 3.8 – Representação gráfica do conversor DAB-ISOP com saída conectada a uma carga resistiva. . . . .	82
Figura 3.9 – Tensões de entrada e correntes nos indutores para o conversor DAB-ISOP conectado a uma carga resistiva. . . . .	83
Figura 3.10 – Tensão e corrente de saída e correntes nos indutores para o conversor DAB-ISOP conectado a uma carga resistiva. . . . .	84
Figura 3.11 – Resultado experimental das ações de controle das tensões de entrada e corrente de saída para variações de carga com o conversor DAB-ISOP conectado a uma carga resistiva. . . . .	85
Figura 3.12 – Resultado experimental das ações de controle das tensões de entrada e corrente de saída para variações da tensão de entrada com o conversor DAB-ISOP conectado a uma carga resistiva. . . . .	86
Figura 4.1 – Representação gráfica do conversor CC-CC bidirecional. . . . .	88
Figura 4.2 – Representação gráfica da implementação das transformadas direta e inversa de Lanze por diagrama de blocos. . . . .	91
Figura 4.3 – Representação gráfica dos circuitos de pequenos sinais linearizados de modo diferencial (a) e modo comum (b). . . . .	91
Figura 4.4 – Representação gráfica das estratégias de controle das correntes de modo diferencial (a) e modo comum (b) dos conversores CC-CC não isolados. . . . .	92
Figura 4.5 – Diagrama de blocos da estratégia de controle da tensão de entrada dos conversores CC-CC não isolados. . . . .	93
Figura 4.6 – Representação simplificada do conversor CC-CA com filtro LCL amortecido na saída e diagrama de blocos do controle de corrente, sincronismo com a rede e modulação. . . . .	95
Figura 5.1 – Curva de <i>Droop</i> convencional. . . . .	98
Figura 5.2 – Divisão de geração com utilização do <i>Droop</i> . . . . .	98
Figura 5.3 – (a) Sistema da microrrede CC genérica e (b) circuito equivalente. . . . .	100
Figura 5.4 – Inclinação da curva característica da fonte para (a) $R_{V1}$ e (b) $R_{V2}$ . . . . .	101
Figura 5.5 – (a) Microrrede proposta e (b) circuito simplificado. . . . .	102
Figura 5.6 – (a) Circuito simplificado (b) circuito equivalente de Thévenin. . . . .	103
Figura 5.7 – Circuito equivalente de Thévenin em regime permanente. . . . .	103
Figura 5.8 – Pontos de operação possíveis para o circuito em regime permanente. . . . .	104
Figura 5.9 – Circuito equivalente de Thévenin simulado. . . . .	105

Figura 5.10–Resultado de simulação obtido em regime permanente. . . . .	105
Figura 5.11–Representação gráfica dos casos possíveis de estabilidade. . . . .	106
Figura 5.12–Resultado de simulação para o caso b. . . . .	107
Figura 5.13–Resultado de simulação para o caso c. . . . .	107
Figura 5.14–Circuito simplificado em regime permanente. . . . .	108
Figura 5.15–Modos de operação (a) $V_{ref1} \neq V_{ref2}$ e $R_{V1} \neq R_{V2}$ , (b) $V_{ref1} < V_{ref2}$ e $R_{V1} = R_{V2}$ e (c) $V_{ref1} = V_{ref2}$ e $R_{V1} = R_{V2}$ . . . . .	108
Figura 5.16–Circuito simplificado simulado. . . . .	110
Figura 5.17–Resultado de simulação obtido do circuito simplificado em regime permanente. . . . .	110
Figura 5.18–Curva característica das fonte $V_{ref1}$ e $V_{ref2}$ . . . . .	111
Figura 5.19–Modelo de pequenos sinais do circuito equivalente de Thévenin. . . . .	111
Figura 5.20–Diagrama de blocos do controle da tensão do barramento CC. . . . .	112
Figura 5.21–Circuito simulado para validar o controle do barramento CC . . . . .	112
Figura 5.22–Resultado de simulação do controle da tensão do barramento CC. . . . .	113
Figura 5.23–Circuito simplificado da estratégia de controle com implementação de resistência e capacitância virtual. . . . .	115
Figura 5.24–Diagrama simplificado da microrrede implementada com o controle <i>droop</i> e proteções de subtensão e sobretensão. . . . .	116
Figura 5.25–Diagrama de blocos do controle do conversor conversor CC-CC conectado a bateria. . . . .	117
Figura 5.26–Diagrama de blocos do controle do conversor CC-CC conectado ao supercapacitor. . . . .	118
Figura 5.27–Representações gráficas das proteções de subtensão (a) e sobretensão (a). . . . .	120
Figura 6.1 –Foto identificando os conversores da microrrede e o sistema de regeneração. . . . .	121
Figura 6.2–Resultado experimental obtido para variações de potência injetada na rede. . . . .	122
Figura 6.3–Resultado experimental obtido para variações da potência regenerada enquanto a potência injetada na rede é mantida constante. . . . .	123
Figura 6.4–Resultado experimental obtido para variações da potência injetada na rede enquanto o existe potência sendo regenerada para a microrrede. . . . .	124
Figura 6.5–Resultado experimental obtido para validação das proteções de subtensão e sobretensão. . . . .	126
Figura 6.6–Resultado experimental obtido para variações de potência injetada na rede e regenerada durante o carregamento do supercapacitor . . . . .	128

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Orçamento ferroviário brasileiro e saldo do orçamento federal em milhões de CR\$. . . . .	20
Tabela 1.2 – Extensão das malhas existentes no Sistema Ferroviário Brasileiro (km). . . . .	20
Tabela 2.1 – Parâmetros utilizados na simulação. . . . .	68
Tabela 2.2 – Requisitos de controle para o conversor com carga resistiva na saída. . . . .	68
Tabela 2.3 – Requisitos de controle para o conversor conectado ao barramento CC. . . . .	70
Tabela 3.1 – Especificações elétricas do motor CC usado para emular o motor de tração da locomotiva. . . . .	71
Tabela 3.2 – Especificações elétricas do motor de indução usado para emular a inércia da locomotiva. . . . .	72
Tabela 3.3 – Especificações de projeto do conversor DAB-ISOP. . . . .	72
Tabela 3.4 – Comparação entre os esforços de corrente calculados e simulados para o conversor DAB-ISOP. . . . .	73
Tabela 3.5 – Especificações da ponte ativa selecionada para o conversor CC-CC isolado. Modelo SPCIM 450-60-20 da Supplier. . . . .	74
Tabela 4.1 – Especificações do banco de baterias. . . . .	89
Tabela 4.2 – Especificações do banco de supercapacitores. . . . .	89
Tabela 4.3 – Especificações de projeto do conversor CC-CC bidirecional. . . . .	89
Tabela 4.4 – Especificações de projeto do controlador de corrente dos conversores CC-CC não isolados. . . . .	92
Tabela 4.5 – Especificações de projeto do controlador de tensão dos conversores CC-CC não isolados. . . . .	94
Tabela 4.6 – Especificações de projeto do conversor CC-CC bidirecional. . . . .	96
Tabela 5.1 – Especificações e parâmetros de projeto do controlador <i>droop</i> $C_D(s)$ . . . . .	117

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>15</b>
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO DO PROBLEMA	15
<b>1.1.1</b>	<b>Breve histórico das ferrovias no Brasil</b>	<b>18</b>
<b>1.1.2</b>	<b>Locomotivas</b>	<b>20</b>
1.1.2.1	Locomotivas a vapor	21
1.1.2.2	Locomotivas diesel-elétricas	23
<b>1.1.3</b>	<b>Frenagem Elétrica</b>	<b>29</b>
1.1.3.1	Frenagem Dinâmica	29
1.1.3.2	Frenagem Regenerativa	30
<b>1.1.4</b>	<b>Sistema Multiporta</b>	<b>30</b>
1.2	OBJETIVO E METODOLOGIA	30
<b>2</b>	<b>CONVERTOR CC-CC ISOLADO</b>	<b>34</b>
2.1	CONVERTOR DAB-ISOP COM CARGA RESISTIVA	36
<b>2.1.1</b>	<b>Modulação por defasagem de ângulo de dois níveis</b>	<b>37</b>
<b>2.1.2</b>	<b>Etapas de operação</b>	<b>39</b>
2.1.2.1	Etapa 1 ( $0 \leq \omega t < \phi$ )	39
2.1.2.2	Etapa 2 ( $\phi \leq \omega t < \pi$ )	40
2.1.2.3	Etapa 3 ( $\pi \leq \omega t < \pi + \phi$ )	41
2.1.2.4	Etapa 4 ( $\pi + \phi \leq \omega t < 2\pi$ )	42
<b>2.1.3</b>	<b>Equacionamento</b>	<b>43</b>
2.1.3.1	Corrente no indutor de transferência e correntes de entrada e saída.	43
2.1.3.2	Esforços de corrente nos semicondutores	45
2.1.3.3	Potência Ativa	46
2.1.3.4	Potência Aparente	47
2.1.3.5	Potência Não ativa	48
2.1.3.6	Fator de Potência	49
2.1.3.7	Análise de comutação suave	49
<b>2.1.4</b>	<b>Modelagem do conversor DAB ISOP</b>	<b>53</b>
<b>2.1.5</b>	<b>Modelagem do conversor DAB-ISOP conectado ao barramento CC</b>	<b>59</b>
<b>2.1.6</b>	<b>Filtro de saída</b>	<b>62</b>
2.2	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	63
<b>2.2.1</b>	<b>Resultados de simulação com carga resistiva na saída.</b>	<b>67</b>
<b>2.2.2</b>	<b>Resultados de simulação conectado ao barramento CC</b>	<b>69</b>
<b>3</b>	<b>DIMENSIONAMENTO DO CONVERTOR DAB-ISOP E RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b>	<b>71</b>
3.1	DIMENSIONAMENTO DE POTÊNCIA E PROJETO DOS CONTROLADORES	71

3.1.1	<b>Definição da indutância e capacitância do filtro de saída . . . . .</b>	<b>74</b>
3.2	PROJETO DOS CONTROLADORES . . . . .	75
3.2.1	<b>Projeto dos controladores para o conversor conectado a carga resistiva . . . . .</b>	<b>76</b>
3.2.1.1	Projeto do controlador de corrente . . . . .	76
3.2.1.2	Projeto do controlador de tensão . . . . .	78
3.2.2	<b>Projeto dos controladores para o conversor conectado ao barramento CC . . . . .</b>	<b>80</b>
3.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR DAB-ISOP COM CARGA RESISTIVA . . . . .	81
4	<b>CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS E CONVERSOR CC-CA</b>	<b>87</b>
4.1	CONVERSOR CC-CC NÃO ISOLADO . . . . .	87
4.1.1	<b>Estratégia de controle da corrente dos conversores CC-CC não isolado . . . . .</b>	<b>89</b>
4.1.2	<b>Estratégia de controle da tensão de entrada dos conversor CC-CC não isolados . . . . .</b>	<b>93</b>
4.2	CONVERSOR CC-CA . . . . .	94
5	<b>CONTROLE <i>DROOP</i></b> . . . . .	<b>97</b>
5.1	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA DO CONTROLE <i>DROOP</i> . . . . .	97
5.1.1	<b>Controle <i>droop</i> para uma rede elétrica convencional . . . . .</b>	<b>97</b>
5.1.2	<b>Controle <i>droop</i> aplicado a microrrede CC . . . . .</b>	<b>99</b>
5.1.3	<b>Circuito equivalente da microrrede proposta . . . . .</b>	<b>101</b>
5.1.4	<b>Ponto de operação da microrrede CC em regime permanente . . . . .</b>	<b>103</b>
5.1.5	<b>Estabilidade estática. . . . .</b>	<b>105</b>
5.1.6	<b>Determinação dos parâmetros do <i>droop</i> em regime permanente</b>	<b>108</b>
5.1.7	<b>Modelagem e controle da tensão de barramento . . . . .</b>	<b>111</b>
5.2	ESTRATÉGIA DE GERENCIAMENTO DE POTÊNCIA DA MICRORREDE COM CONTROLE DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC PROPOSTA . . . . .	113
5.2.1	<b>Proteções de subtensão e sobretensão da tensão do barramento CC . . . . .</b>	<b>119</b>
6	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO SISTEMA MULTIPORTA . . . . .</b>	<b>121</b>
7	<b>CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS . . . . .</b>	<b>129</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>131</b>

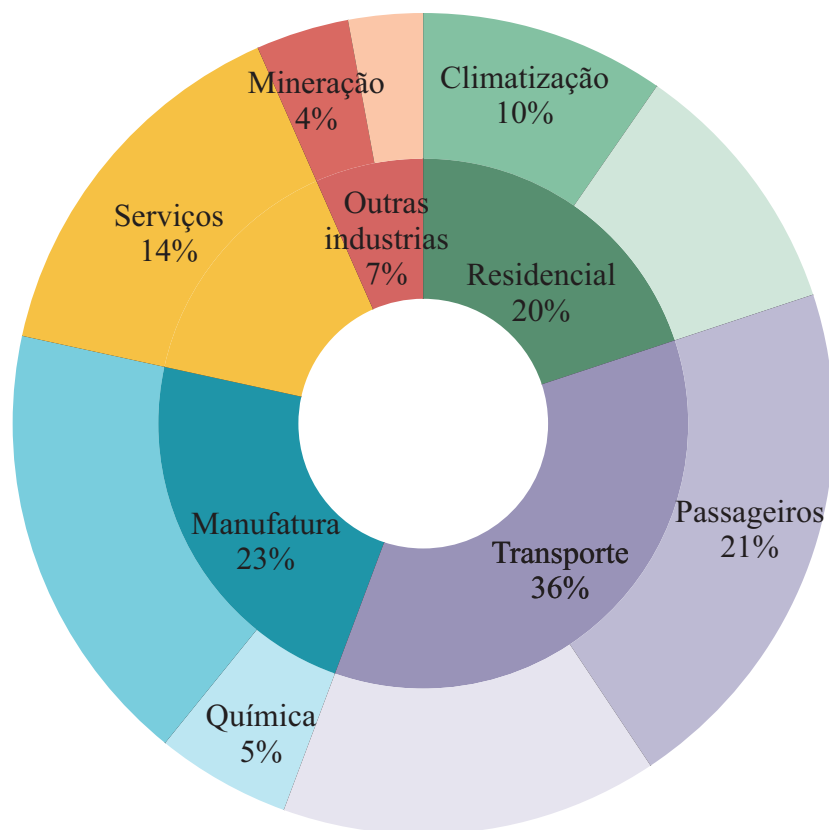
## 1 INTRODUÇÃO

### 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO DO PROBLEMA

Ao discutir os elementos de maior relevância para o desenvolvimento de países ou regiões, deve-se necessariamente considerar a importância dos sistemas de transportes, pois os mesmos permitem a acessibilidade e a mobilidade de pessoas e de mercadorias.

Tal importância pode ser ilustrada pela Figura 1.1, a qual mostra que grande parte da energia consumida nos 38 países, membros da Agência Internacional de Energia (IEA - *International Energy Agency*), foi destinada ao setor de transporte em 2017. Sendo, 36% da energia destinada ao setor de transporte, seguido da manufatura industrial com 23% e do consumo residencial com 20% (IEA, 2019).

Figura 1.1 – Setores de maior consumos de energia nos 38 países membros da IEA.



Fonte – Adaptado de (IEA, 2019).

No Brasil, a situação não é muito diferente, pois 38% da energia consumida em 2017 foi destinada ao transporte. Dividindo-se em: transporte de pessoas, 19% e transporte de cargas, 19% (IEA, 2019).

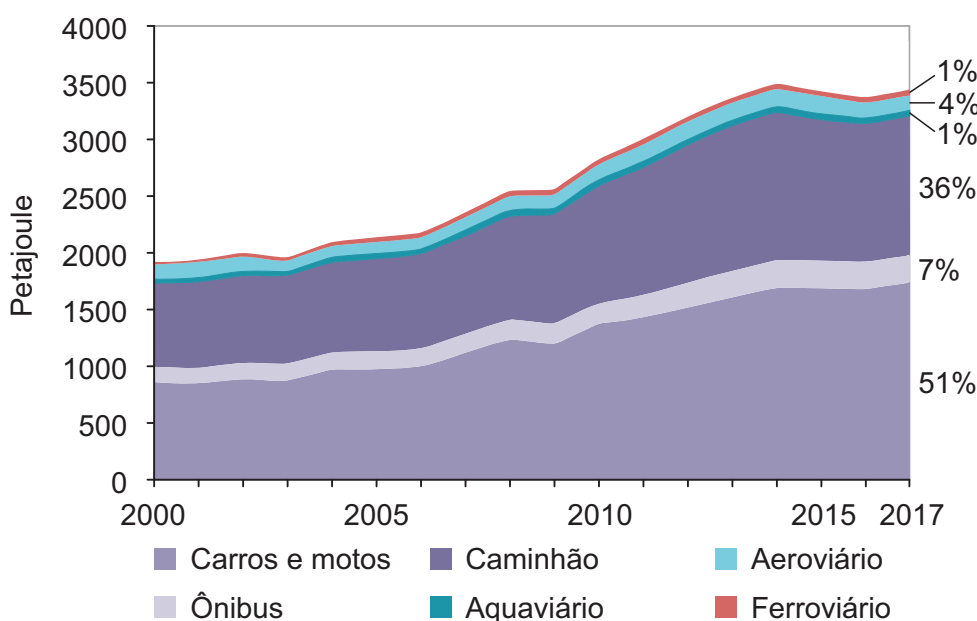
No entanto, existe um desequilíbrio entre os modais de transporte. Historica-



mente, devido a incentivos governamentais, o modal rodoviário acabou se sobressaindo aos demais no Brasil.

Nota-se, pela Figura 1.2, que o modal rodoviário consumiu cerca de 95% do total da energia destinada ao setor de transporte nos últimos anos. Em 2017, somando os meios de transportes do modal rodoviário (carros, motos, caminhões e ônibus) resultou em 94% da energia consumida, restando somente 1% para o modal aquaviário, 4% para o aeroviário e 1% para o ferroviário.

Figura 1.2 – Consumo de energia por modal de transporte no Brasil.



Fonte – Adaptado de (IEA, 2019).

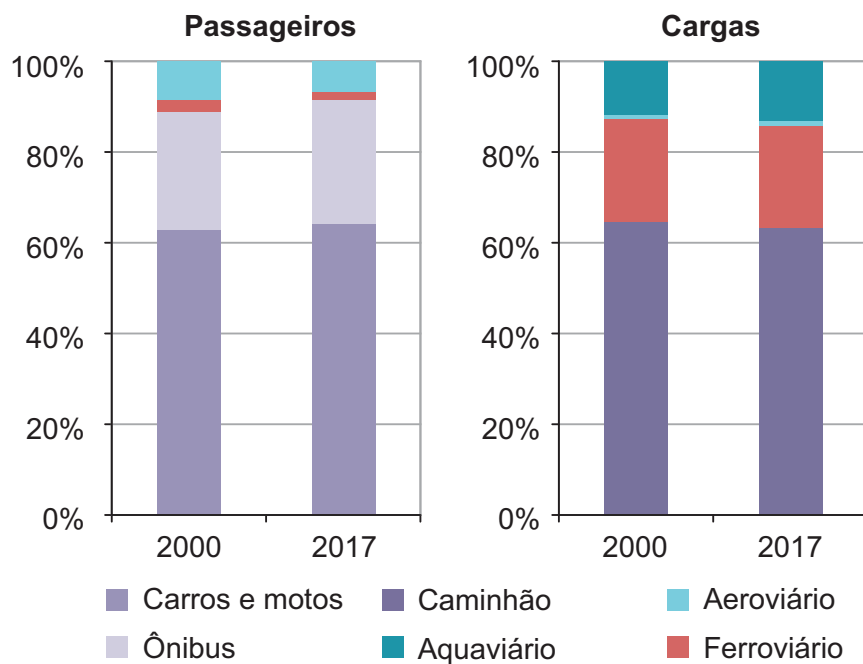
O desequilíbrio entre os modais de transporte causa prejuízos ao Brasil, uma vez que dificulta o escoamento da produção, gerando perdas durante o trajeto, elevando o preço do produto final.

É interessante observar que o modal rodoviário predomina, tanto no transporte de passageiros, como no de cargas, conforme apresentado na Figura 1.3, que ilustra a porcentagem de passageiros e cargas transportadas por cada modal.

No entanto, ao combinar as informações das Figuras 1.2 e 1.3, percebe-se que o modal ferroviário é capaz de transportar pouco mais de 20% do total das cargas, consumindo apenas cerca de 1% da energia total. Enquanto o transporte de cargas por caminhões consome 51% da energia para transportar pouco mais de 60% das cargas.

Isso mostra que o modal ferroviário é muito mais eficaz, mas ainda pouco explorado. Segundo (CER, 2018), o modal ferroviário é cerca de seis vezes mais eficiente e nove vezes menos emissor de dióxido de carbono (CO<sub>2</sub>).

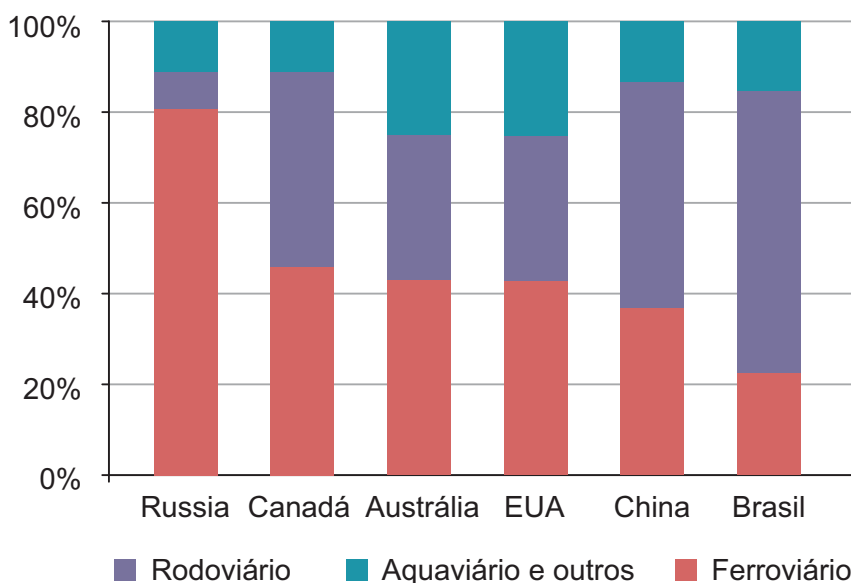
Figura 1.3 – Transporte de passageiros e cargas no Brasil por modal de transporte.



Fonte – Adaptado de (IEA, 2019) e (CNT, 2013a).

A baixa utilização do modal ferroviário pelo Brasil fica ainda mais evidenciada quando comparada a países de mesmo porte territorial. A Figura 1.4 mostra que países de dimensões continentais tendem a ter o modal ferroviário como principal meio de transporte de carga.

Figura 1.4 – Comparação dos modais de transporte de carga em países de mesmo porte que o Brasil.



Fonte – Adaptado de (IEA, 2019) e (CNT, 2013a).

Para entender as causas que levaram o Brasil a utilizar pouco o modal ferroviário, será apresentado na seção 1.1.1 um breve histórico do modal ferroviário brasileiro.

Na seção 1.1.2, serão apresentados os principais modelos de locomotivas utilizadas no Brasil.

Já na seção 1.1.3 será explicado como ocorre a frenagem regenerativa e na seção 1.1.4 será apresentado o sistema multiporta proposto para armazenar e reaproveitar a energia proveniente da frenagem.

### 1.1.1 Breve histórico das ferrovias no Brasil

As ferrovias brasileiras surgiram em meados do século 19. Na época, a economia do país era em grande parte agrícola e agroexportadora (CNT, 2013b).

Devido à baixa atratividade econômica em empreendimentos na construção de ferrovias, em 1852, o governo imperialista brasileiro instituiu a Lei de Garantia de Juros, que autorizava a concessão da construção e exploração de ferrovias no Brasil (CNT, 2013b).

A lei garantia uma taxa de retorno de até 5% sobre o capital investido na construção das ferrovias. Para isso, o governo pagaria com recursos públicos aos investidores, de forma a garantir a atratividade do empreendimento. Como praticamente não existia indústria, a lei também isentava de impostos a importação de trilhos e outros equipamentos ferroviários (CNT, 2013b).

Com as medidas adotadas, a iniciativa privada se interessou na construção

de ferrovias. No entanto, não houve o devido acompanhamento por parte do governo, resultando em um crescimento desordenado e sem planejamento. Um exemplo da falta de planejamento foi a construção de ferrovias com bitolas (distância entre os trilhos) diferentes, o que acabou inviabilizando a integração entre elas (CNT, 2013b).

No decorrer do tempo, a Lei de Garantia de Juros tornou-se insustentável para o Tesouro Nacional. Os repasses com recursos públicos para garantir o retorno de 5%, e a não cobrança de impostos na importação dos materiais estavam causando déficits crescentes ao governo. Como consequência, os benefícios foram reduzidos, o que acabou afastando a iniciativa privada da construção de ferrovias.

Devido à saída do capital privado, o governo Imperial passou a construir novos trechos e a participar como acionista das ferrovias privadas. Em 1889, no final do império, o Brasil tinha 9,5 mil Km de malha ferroviária.

A partir de 1920, já na República, as ferrovias e rodovias competiam por recursos e por transporte de carga e passageiros, gerando assim, perda de receita do modal ferroviário e causando menos investimento no setor. Além disso, a fragmentação da malha ferroviário (diferentes bitolas) e a ineficiência da gestão, comprometiam ainda mais o transporte por ferrovias.

Apesar das dificuldades, entre os anos de 1920 e 1950, a malha ferroviária se expandiu em mais de 8 mil Km. O desenvolvimento de novas tecnologias e a substituição de locomotivas movidas a vapor pelas locomotivas a diesel, foram as principais causas do crescimento da malha ferroviária nesse período.

Em 1957, foi criada a Rede Ferroviária Federal S.A. (RFFSA) com o objetivo de centralizar, sob uma mesma administração, a rede ferroviária pertencente à União. Entretanto, a RFFSA não foi capaz de diminuir o déficit no orçamento público. A Tabela 1.1, mostra que prejuízo causado pelo modal ferroviário corresponde a uma parcela significativa do déficit orçamentário federal.

Durante das décadas seguintes, a situação não mudou, até que em 1990 iniciou-se a retomada da participação do capital privado no setor ferroviário.

As licitações ocorreram entre os anos de 1996 e 1998. A estrutura organizacional escolhida pelo governo federal foi a separação vertical, ou seja, a empresa responsável pela concessão controla a infraestrutura, a operação e a comercialização dos serviços de transporte ferroviário em uma determinada região.

Apesar das concessões terem ocorrido em meados dos anos noventa, apenas em 2001 foi criada a Agência Nacional de Transportes Terrestres (ANTT), que ficou responsável por regulamentar, penalizar e cobrar os direitos e deveres previstos nos contratos de concessão.

Em 2011, com o propósito de melhorar a qualidade dos serviços, foram publicadas novas resoluções, atualizando as penalidades, quando a prestação de serviço é inadequada; garantindo o direito de passagem e de tráfego mútuo entre as conces-

Tabela 1.1 – Orçamento ferroviário brasileiro e saldo do orçamento federal em milhões de CR\$.

Ano	Receitas do modal ferroviário	Despesas do modal ferroviário	Saldo do modal ferroviário	Saldo do orçamento federal
1951	3.218	4.167	-949	2.819
1952	3.137	5.064	-1.927	2.278
1953	3.279	6.771	-3.491	-2.868
1954	3.693	7.963	-4.270	-3.900
1955	5.513	10.953	-5.441	-5.700
1956	7.505	16.807	-9.303	-24.400
1957	8.863	18.808	-9.945	-41.100
1958	9.435	19.968	-10.533	-26.000
1959	11.269	25.785	-14.516	-59.000
1960	13.495	32.750	-19.255	-77.600
1961	20.042	56.465	-36.424	-137.500

Fonte – Adaptado de (BAER; KERSTENETZKY; SIMONSEN, 1962).

sionárias; estabelecendo metas de produção a fim de diminuir a ociosidade da malha ferroviária.

Atualmente, a malha ferroviária brasileira tem cerca de 28 mil km de extensão, como mostra a seguinte tabela:

Tabela 1.2 – Extensão das malhas existentes no Sistema Ferroviário Brasileiro (km).

Ferrovias	Bitola			
	Larga (1.6m)	Métrica (1m)	Mista	Total
América Latina Logística Malha Oeste S.A. - ALLMO	-	1.945	-	1.945
Ferrovias Centro-Atlântica S.A. – FCA	-	7.910	156	8.066
MRS Logística S.A. – MRS	1.632	-	42	1.674
Ferrovias Tereza Cristina S.A. – FTC	-	164	-	164
América Latina Logística Malha Sul S.A. – ALLMS	-	7.254	11	7.265
Estrada de Ferro Paraná Oeste S.A. – FERROESTE	-	248	-	248
Estrada de Ferro Vitória a Minas – EFVM	-	905	-	905
Estrada de Ferro Carajás – EFC	892	-	-	892
Transnordestina Logística S.A. – TNSA	-	4.189	18	4.207
América Latina Logística Malha Paulista S.A. – ALLMP	1.463	243	283	1.989
América Latina Logística Malha Norte S.A. – ALLMN	617	-	-	617
Ferrovias Norte-Sul - FNS - VALEC/Subconcessão	720	-	-	720
<b>TOTAL</b>	<b>5.324</b>	<b>22.858</b>	<b>510</b>	<b>28.692</b>

Fonte – Adaptado de (CNT, 2013b).

### 1.1.2 Locomotivas

Nas últimas décadas as concessionárias investiram principalmente em material rodante, tais como locomotivas e vagões. O investimento em locomotivas foi um dos principais responsáveis pelo aumento da carga transportada e pela redução de acidentes, diminuindo assim, o custo de transporte.

No Brasil, as locomotivas a vapor foram as primeiras utilizadas no transporte de carga e passageiros. Posteriormente, devido ao advento da tecnologia e à baixa eficiência delas, foram quase que completamente substituídas pelas locomotivas diesel e diesel elétricas.

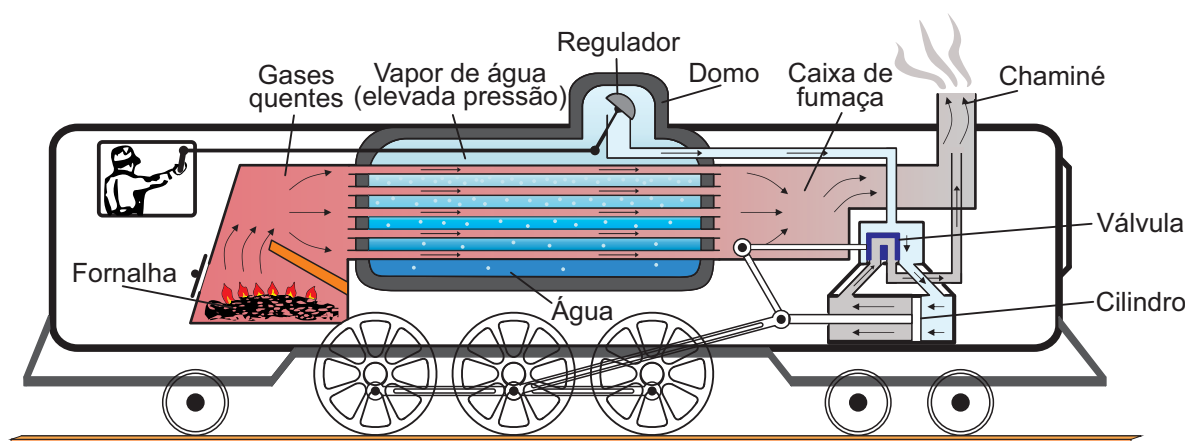
### 1.1.2.1 Locomotivas a vapor

Em 1854, foi inaugurada a primeira estrada de ferro no Brasil, ligando a Raiz da Serra de Petrópolis ao Porto de Mauá na Baía da Guanabara, sendo operada pela locomotiva a vapor batizada de "Baroneza", de 7,5 metros de comprimento e 17 toneladas (LANG, 2007).

Nas locomotivas a vapor, o combustível é queimado na fornalha, e os gases quentes são arrastados pelos tubos da caldeira para dentro da caixa de fumaça, de onde serão finalmente expelidos para cima, por meio da chaminé.

Ao passar pelos tubos, o calor dos gases é transferido para a água dentro da caldeira, convertendo uma parte daquela em vapor que, sendo acumulado no domo de vapor, gera pressão e é transferido, quando solicitado por meio do regulador de pressão e das válvulas direcionais, aos cilindros (MARTINELLI, 2003).

Figura 1.5 – Comparação dos modais de transporte de carga em países de mesmo porte que o Brasil.



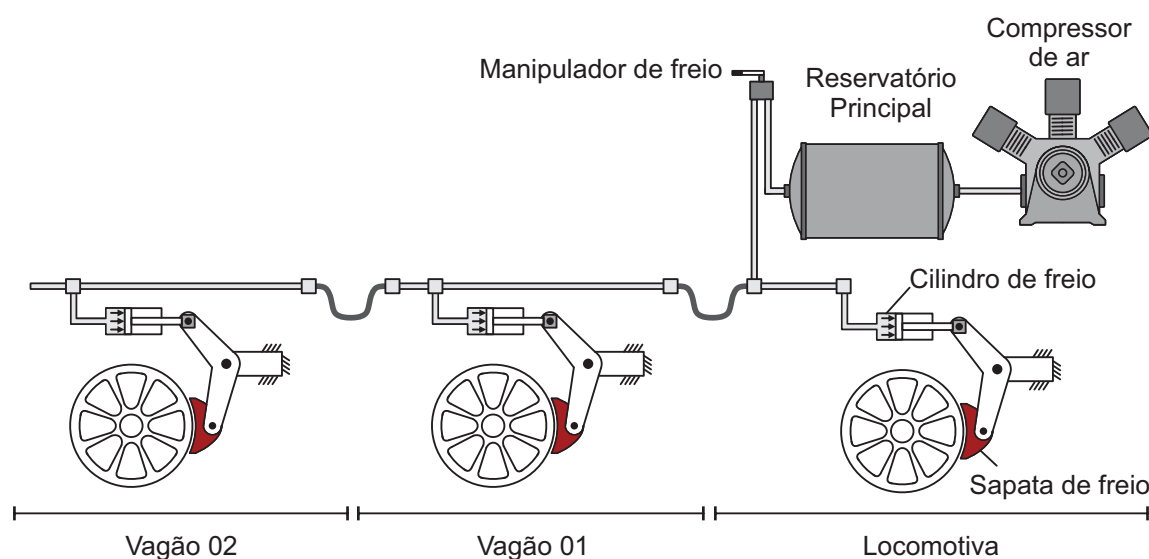
Fonte – Autor, adaptado de (MARTINELLI, 2003).

Nos primeiros trens, apenas as locomotivas eram providas de um sistema de freio. Todavia, assim como aumentou da velocidade e a carga, os trens também passaram a utilizar freios independentes nos vagões.

Para frear esse tipo de trem, o maquinista utilizava um apito para sinalizar o momento em que o guarda-freio deveria aplicar o freio no maior número de vagões possíveis do trem. No entanto, esse método era ineficiente e inseguro (CÁRIA, 2006).

Em 1869, George Westinghouse desenvolveu o primeiro sistema de freio a ar comprimido, chamado de Freio a Ar Direto, apresentado na Figura 1.6. Nesse sistema, o ar comprimido armazenado no reservatório principal é liberado pelo manipulador de freio, dessa forma pressurizando o cilindro de freio. O cilindro avança e aplica a força na sapata de freio (BORBA; BERGANTINI, 2011).

Figura 1.6 – Esquema simplificado do Sistema de Freio de Ar Direto.



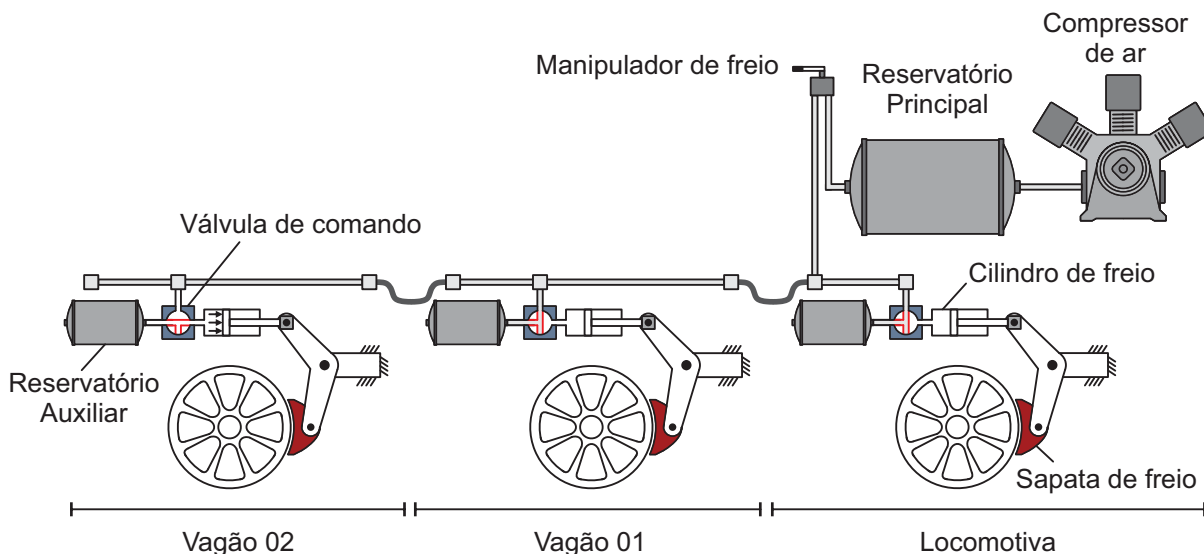
Fonte – Adaptado de (BORBA; BERGANTINI, 2011).

Contudo, esse sistema teve de ser abandonado, pois o mesmo apresentava problemas como: tamanho dos componentes para a sua aplicação; perda de eficiência em trens com mais de 12 vagões; dificuldade de manutenção. Além disso, os primeiros vagões tinham os seus freios acionados primeiro, isso fazia com que os últimos vagões, em que os freios ainda não estavam totalmente aplicados, empurrassem os primeiros (BORBA; BERGANTINI, 2011).

Em 1872, o próprio George Westinghouse desenvolveu um segundo sistema de freio, que denominou de Freio a Ar Automático, apresentado na Figura 1.7, ao qual adicionou um reservatório auxiliar e uma válvula em cada vagão. A válvula, quando acionada, libera a pressão no reservatório auxiliar para o cilindro de freio. Quando bloqueada, a válvula permite que os reservatórios auxiliares sejam abastecidos pelo reservatório principal. Na Figura 1.7, a válvula do Vagão 02 está posicionada para aplicar o freio, enquanto a válvula do Vagão 01 está posicionada para abastecer o reservatório auxiliar (BORBA; BERGANTINI, 2011).

O sistema de Freio a Ar Automático ainda é o principal método de freio utilizado nos vagões e locomotivas. Entretanto, com o desenvolvimento de novas tecnologias, as válvulas de comando foram substituídas por válvulas mais modernas que permitiram

Figura 1.7 – Esquema simplificado do Sistema de Freio a Ar Automático.



Fonte – Adaptado de (BORBA; BERGANTINI, 2011).

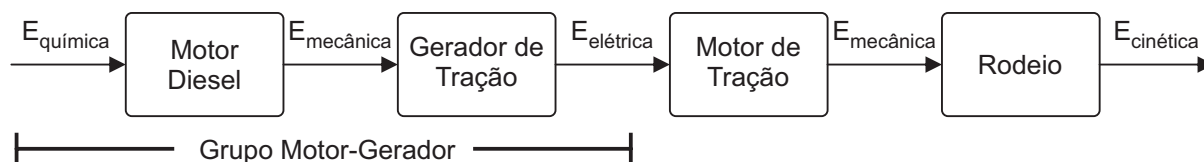
aumentar a segurança e o controle instantâneo de todo o trem (BORBA; BERGANTINI, 2011).

### 1.1.2.2 Locomotivas diesel-elétricas

Nas locomotivas diesel-elétricas, normalmente o motor a diesel está mecanicamente acoplado ao gerador elétrico, que transmite a potência aos motores de tração e a um gerador auxiliar para abastecer as cargas auxiliares.

A cadeia de transmissão de energia, desde o motor diesel até as rodas da locomotiva, está representada em forma de diagrama de blocos na Figura 1.8.

Figura 1.8 – Cadeia de transmissão de energia de uma locomotiva diesel-elétrica.



Fonte – (BORBA, 2011).

A partir da Figura 1.8, pode-se afirmar que:

- o motor diesel converte a energia química contida no óleo diesel em energia mecânica e realiza a entrega, por meio do acoplamento mecânico, ao gerador de tração;



- o gerador de tração converte a energia mecânica fornecida pelo motor diesel em energia elétrica e realiza a entrega ao motor elétrico de tração;
- o motor de tração converte a energia elétrica fornecida pelo gerador de tração em energia mecânica e realiza a entrega, por meio de um conjunto de engrenagens, às rodas acopladas ao eixo da locomotiva;
- o rodeiro converte a energia mecânica fornecida pelo rotor de tração na energia cinética que dá movimento ao trem.

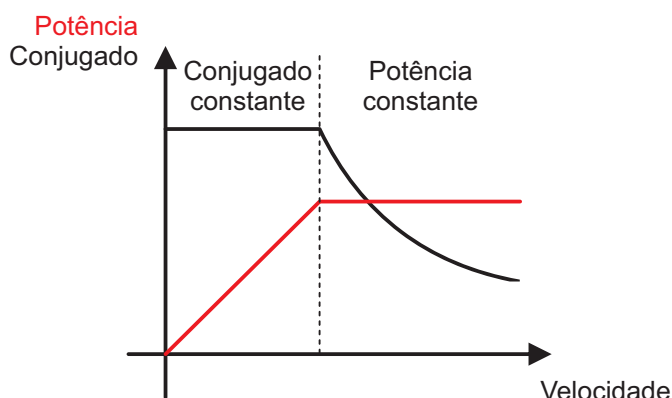
Idealmente uma locomotiva diesel-elétrica deve manter o esforço de tração constante. Para tanto, implementa-se um sistema de controle de grupo motor-gerador, de forma a operar com conjugado constante.

Todavia, os motores de tração são incapazes de operar com conjugado constante em toda a faixa de velocidade. Além disso, a partir da equação (1), nota-se que, para conjugados elevados e constantes, o aumento da velocidade faz com que o gerador de tração solicite uma potência maior que o motor diesel é capaz de fornecer.

$$\text{Potência} = \text{Conjugado} \times \text{Velocidade Angular} \quad (1)$$

Para evitar essa situação, o sistema de controle do Grupo Motor-Gerador mantém constante a potência fornecida para os motores de tração em velocidades elevadas. Graficamente, a ação do sistema de controle pode ser observada na Figura 1.9.

Figura 1.9 – Curvas de conjugado e potência.



Fonte – (BORBA, 2011).

O sistema de controle do Grupo Motor-Gerador é composto por duas malhas de controle, conforme Figura 1.10. A primeira malha tem o motor diesel como elemento principal, enquanto a segunda tem o gerador como elemento principal.

- Primeira Malha: atua de forma a manter a velocidade contante do motor diesel em cada ponto de aceleração. O maquinista envia uma referência de velocidade de rotação para o motor diesel, e este, por meio do governador, determina a quantidade de combustível necessária para manter o motor na velocidade de rotação desejada. Esse sistema manterá a frequência constante no gerador elétrico conectado ao motor diesel. Assim, a potência pode ser regulada controlando a corrente de campo no gerador, como apresentado na segunda malha de controle.
- Segunda Malha: tem o objetivo de regular a potência fornecida aos motores de tração por meio do controle da corrente de campo do gerador. O reostato do regulador de carga, comandado mecanicamente pelo governador, gera um sinal de referência de potência para o gerador de tração. O circuito de controle de excitação e potência controla a corrente fornecida ao circuito do campo de excitação do gerador, dessa forma o controle busca fornecer potência constante aos motores de tração.

Como resultado da ação conjunta das duas malhas, o sistema produz, para cada um dos oito pontos de aceleração do motor diesel, as curvas de Potência x Velocidade, mostradas nas Figura 1.11, e de Esforço de Tração x Velocidade da locomotiva mostradas na Figura 1.12.

Segundo (BORBA, 2011), as locomotivas diesel-elétricas podem ser classificadas conforme o tipo do gerador elétrico de energia e dos motores de tração.

#### **Locomotiva diesel-elétrica CC-CC:**

A locomotiva diesel-elétrica CC-CC, Figura 1.13 (a), caracteriza-se pelo fato de o gerador e os motores serem em corrente contínua.

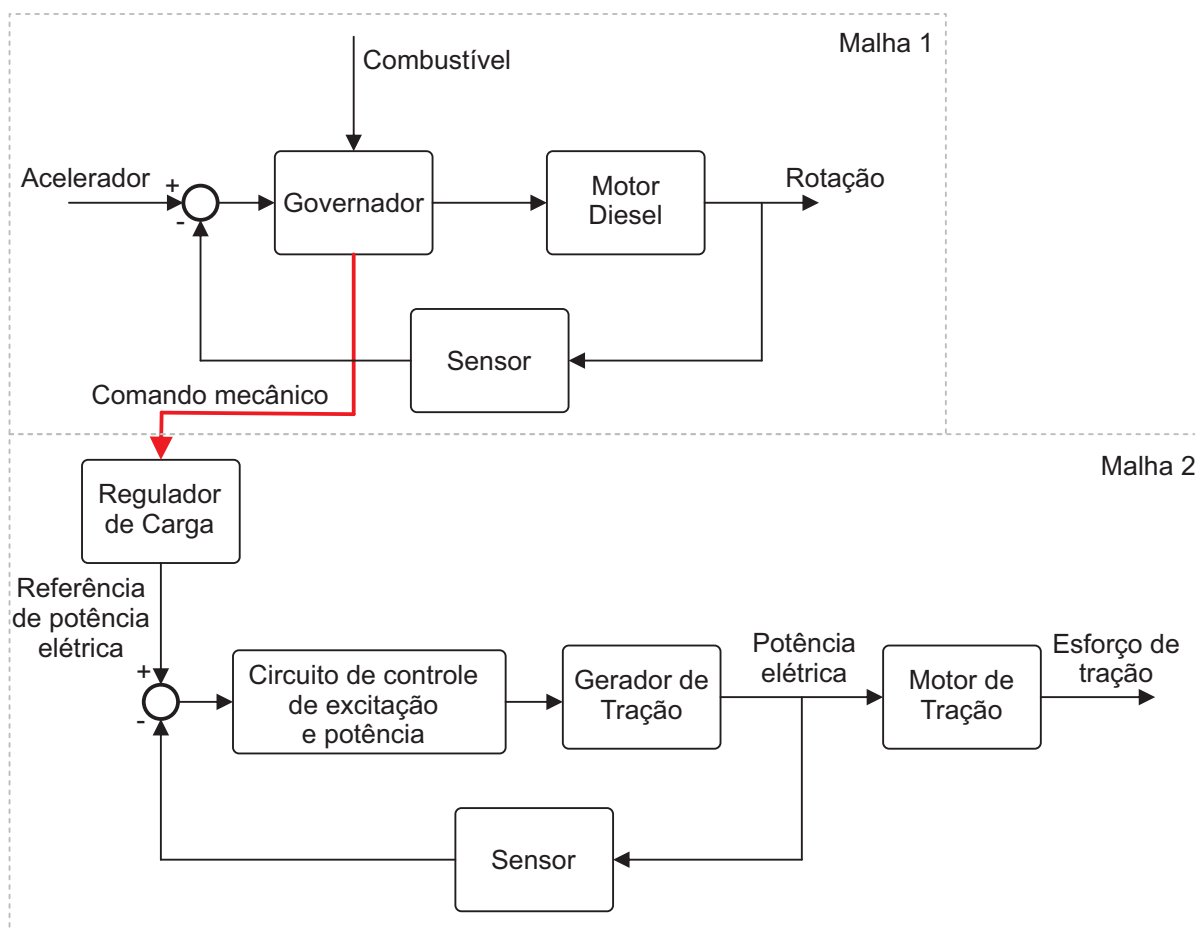
O emprego desse tipo de locomotiva está limitado a uma potência de 1800 hp. Seu grande limitador é o gerador, pois, à medida que a demanda de potência é aumentada, o diâmetro do comutador também aumenta, dificultando a comutação a tal ponto que não é mais possível o funcionamento do gerador de corrente contínua (BORBA, 2011).

#### **Locomotiva diesel-elétrica CA-CC:**

Nas locomotivas diesel-elétricas CA-CC, Figura 1.13 (b), o gerador passa a ser de corrente alternada, sendo assim necessário um retificador para fornecer tensão em corrente contínua para os motores.

Com a substituição do gerador CC pelo gerador CA, as locomotivas passaram a ter uma capacidade de até 3600 hp de potência de tração. Dessa forma, o gerador em corrente alternada vem sendo largamente utilizado nas locomotivas mais modernas.

Figura 1.10 – Malhas de controle do Grupo Motor-Gerador.



Fonte – (BORBA, 2011).

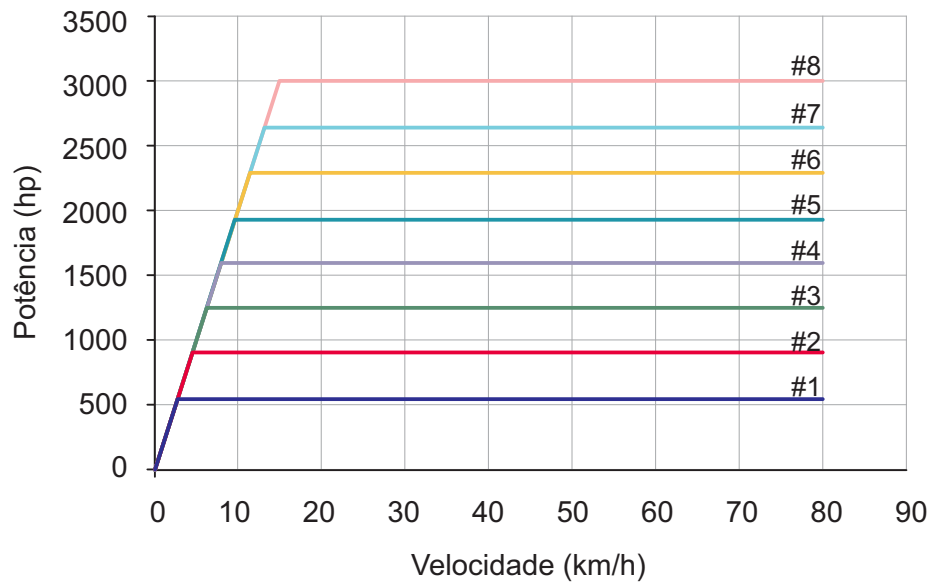
O limitante de potência das locomotivas diesel-elétricas CA-CC é o motor de tração, pois quanto maior a potência, maior será o seu volume e diâmetro. Novamente, os comutadores tornam-se inviáveis para a aplicação.

### Locomotiva diesel-elétrica CA-CC-CA:

A fim de aumentar a potência das locomotivas diesel-elétricas, os motores de corrente contínua foram substituídos pelos motores de corrente alternada. No entanto, sua utilização somente se tornou possível após o desenvolvimento da tecnologia dos circuitos inversores, dos semicondutores e da implementação do controle vetorial.

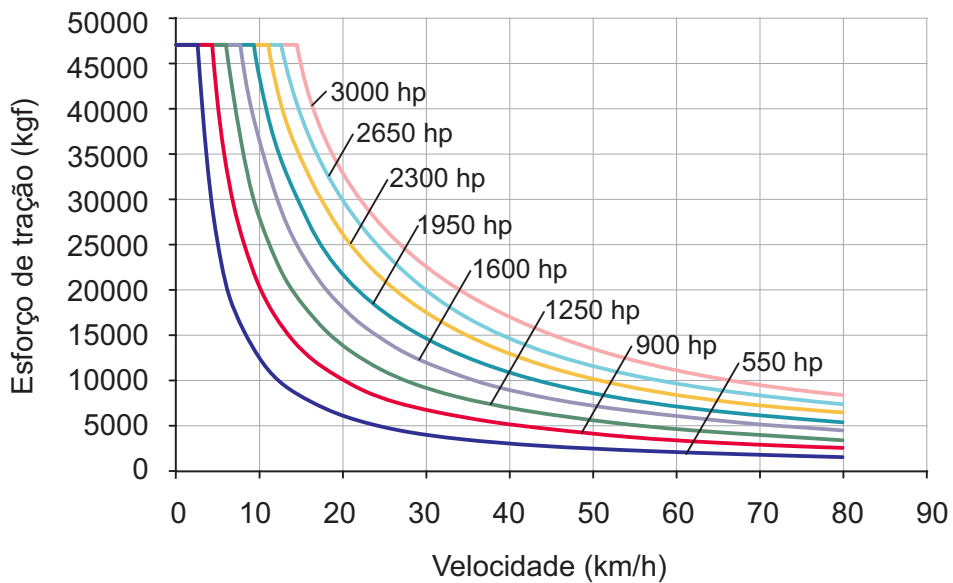
Dessa forma, foi possível aumentar a potência das locomotivas diesel-elétricas para 6000 hp.

Figura 1.11 – Curvas de aceleração e potência para cada ponto de aceleração do motor diesel.



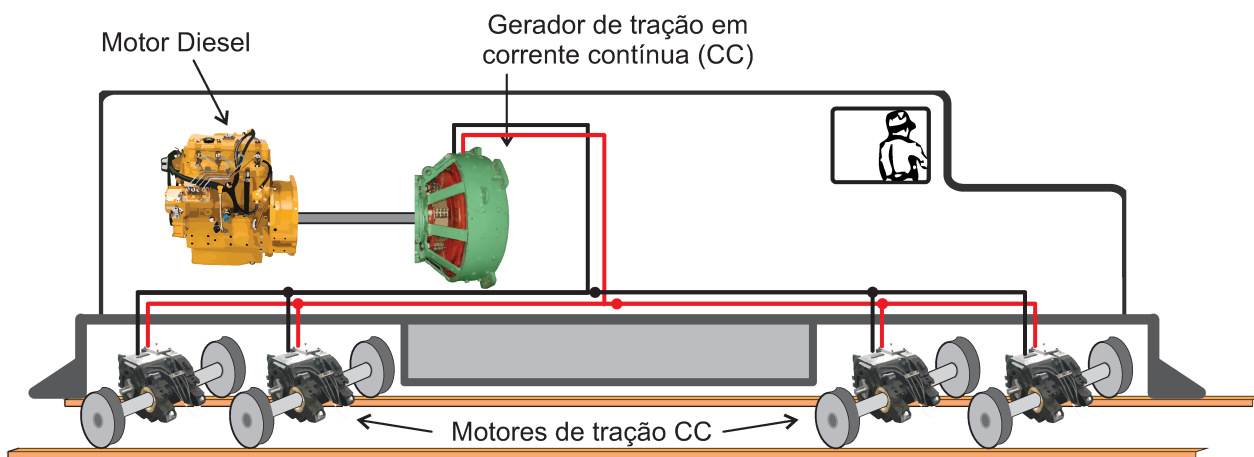
Fonte – (BORBA, 2011).

Figura 1.12 – Curvas de conjugado e potência para cada ponto de aceleração do motor diesel.

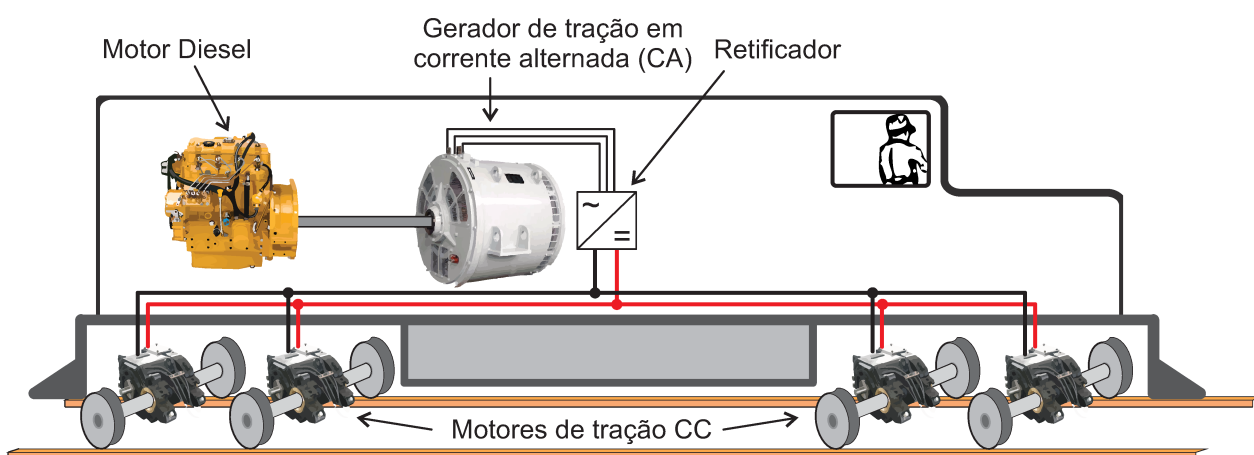


Fonte – (BORBA, 2011).

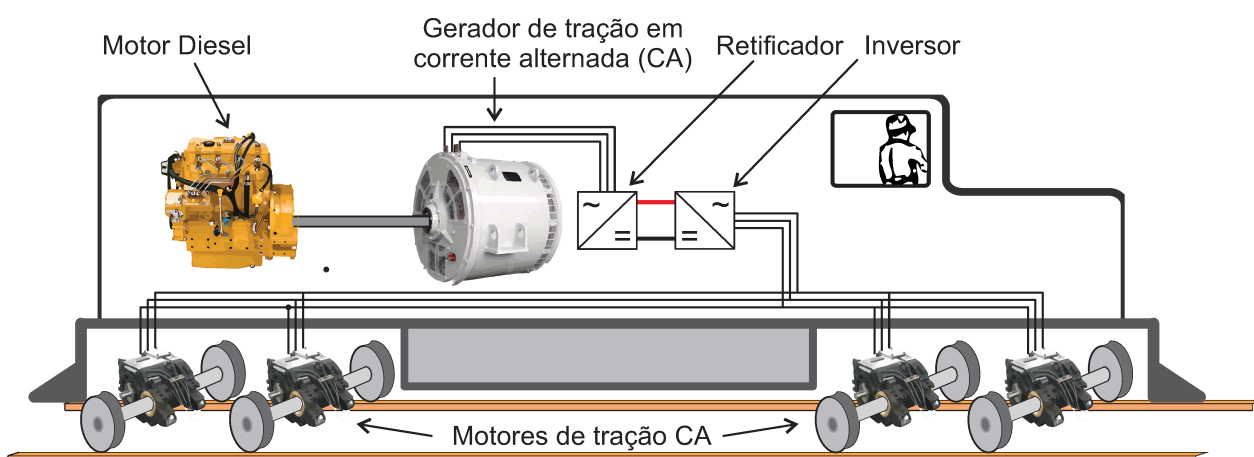
Figura 1.13 – Classificação das locomotivas diesel-elétricas: (a) Locomotiva Diesel Elétrica CC-CC; (b) Locomotiva Diesel Elétrica CA-CC; (c) Locomotiva Diesel Elétrica CA-CC-CA



(a)



(b)



(c)

### 1.1.3 Frenagem Elétrica

No Brasil, a grande maioria das locomotivas são diesel-elétricas, portanto, a revisão bibliográfica da frenagem elétrica será feita para esse modelo de locomotiva.

Nas locomotivas equipadas com motores de tração elétrica, caso o motor continue girando devido à inércia da locomotiva, como em uma situação de descida, a reversibilidade das máquinas elétricas permite que o motor de tração opere como um gerador de energia.

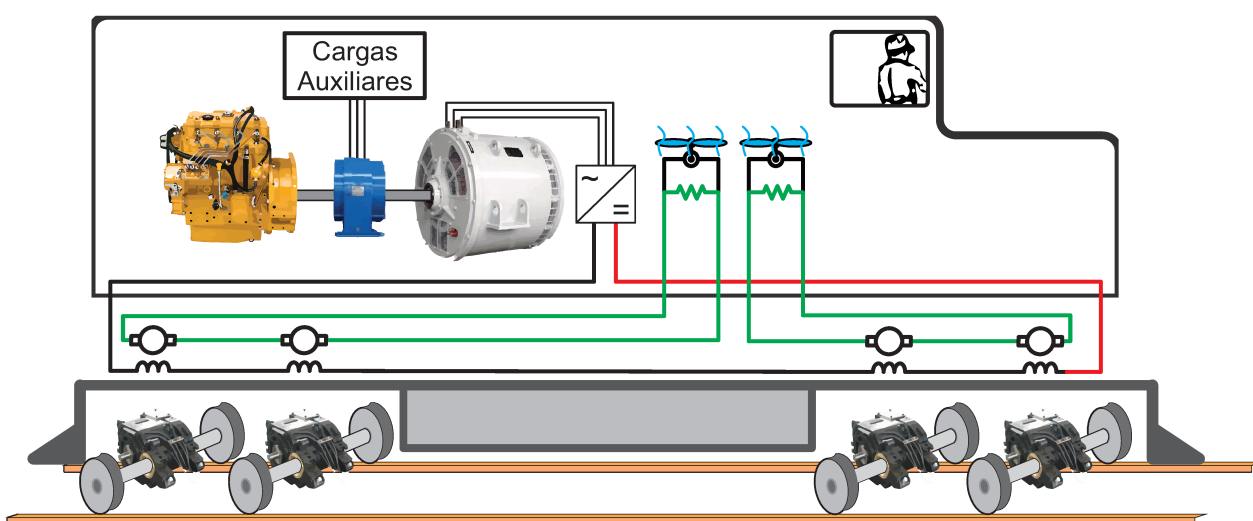
Por conseguinte, o motor produzirá um conjugado contrário à inércia da locomotiva; produzindo, assim, uma fonte adicional de freio. Segundo (BORBA, 2011), pode-se frear o motor de tração eletricamente de duas maneiras, por meio da frenagem dinâmica e da frenagem regenerativa.

#### 1.1.3.1 Frenagem Dinâmica

Quando a frenagem dinâmica é acionada, todos os campos dos motores CC de tração são conectados em série e são excitados pelo gerador. A quantidade de motores CC pode variar, dependendo da locomotiva, podendo chegar a oito motores. As armaduras dos motores CC são conectadas em série, aos pares e conectadas aos bancos de resistências, como pode ser observado pela Figura 1.14.

Logo, a energia elétrica produzida pelos motores de tração operando como gerador é dissipada na forma de calor em banco de resistores e o campo é mantido pelo gerador.

Figura 1.14 – Esquema de ligação dos motores CC durante a frenagem dinâmica.



Fonte – Adaptado de (BORBA; BERGANTINI, 2011).

### 1.1.3.2 Frenagem Regenerativa

Na frenagem regenerativa, a energia elétrica gerada pelos motores de tração é devolvida para o sistema, podendo ser imediatamente usada ou armazenada.

Para fazer a recuperação de energia são necessários equipamentos armazenadores de energia e conversores elétricos de potência. Todavia, apenas locomotivas mais modernas apresentam tais recursos.

Dessa forma, é proposto neste trabalho um sistema multiporta que seja capaz de regenerar a energia proveniente dos motores de tração durante a frenagem e que seja possível a sua instalação em locomotivas diesel-elétricas CA-CC que ainda não apresentem esse recurso.

### 1.1.4 Sistema Multiporta

Este trabalho visa ao estudo e à implementação prática de um sistema, em pequena escala, destinado a realizar o aproveitamento da energia elétrica proveniente da frenagem em locomotivas.

Devido à grande inércia do trem, a energia disponível para ser regenerada é elevada. Entretanto, estipulou-se como objetivo, desenvolver um sistema que seja capaz de regenerar a energia necessária para abastecer apenas as cargas auxiliares.

As cargas auxiliares correspondem aos compressores, sopradores, exaustores e ventiladores do radiador do motor diesel. No total, elas correspondem a uma potência de 200 kW, ou seja, em uma locomotiva de 3600 hp, se todas as cargas estiverem operando simultaneamente, pode corresponder a cerca de 7% da energia total consumida. Para realizar tal aproveitamento, propõe-se implementar um sistema com múltiplas portas na locomotiva, como ilustrado na Figura 1.15.

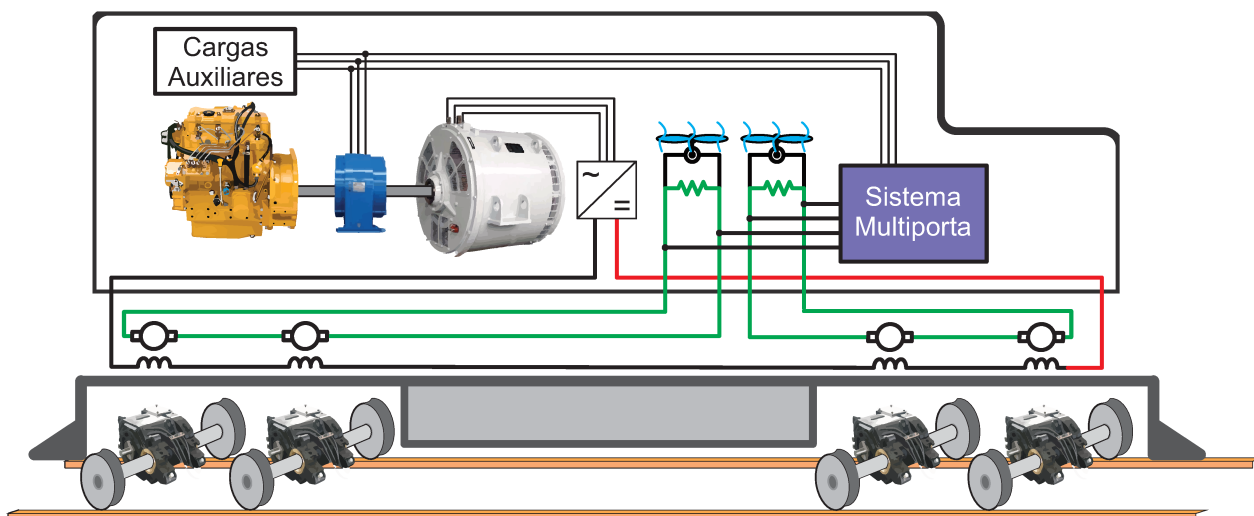
O sistema será responsável por controlar o fluxo de potência entre as seguintes portas: banco de baterias, banco de supercapacitores, cargas auxiliares e energia proveniente dos motores de tração elétrica em corrente contínua da locomotiva.

O sistema multiporta da Figura 1.16 é composto por um barramento em corrente contínua, ao qual todas as portas anteriormente citadas serão conectadas por meio de conversores de potência; criando, assim, um sistema similar a uma microrrede em corrente contínua.

## 1.2 OBJETIVO E METODOLOGIA

O objetivo deste trabalho é desenvolver um sistema multiportas destinado ao aproveitamento da energia gerada durante a frenagem da locomotiva capaz de abastecer as cargas auxiliares da mesma. No entanto, deu-se preferência ao desenvolvimento de um sistema em escala menor devido às limitações de infraestrutura e

Figura 1.15 – Esquema simplificado da locomotiva com adição do sistema multiporta.



Fonte – Autor.

custos, optou-se pelo desenvolvimento de um sistema que seja capaz de gerenciar uma potência de 10 kW.

Como o sistema será desenvolvido em uma bancada de testes, preferiu-se utilizar apenas um motor CC de tração e substituir o gerador auxiliar pela rede elétrica.

Para que o motor CC opere como gerador, seu campo será excitado por uma fonte CC e o eixo acoplado mecanicamente a um motor de indução acionado por um inversor de frequência comercial, de forma a emular a regeneração de energia da locomotiva em uma frenagem.

A Figura 1.17 ilustra o sistema multiporta que será implementado em bancada. Nota-se que o sistema é composto por quatro conversores elétricos de potência: um conversor CC-CA, para conectar a rede ao barramento CC; dois conversores CC-CC não isolados, para conectar o banco de baterias e o supercapacitor ao barramento CC e um conversor CC-CC isolado, para conectar o motor CC ao barramento.

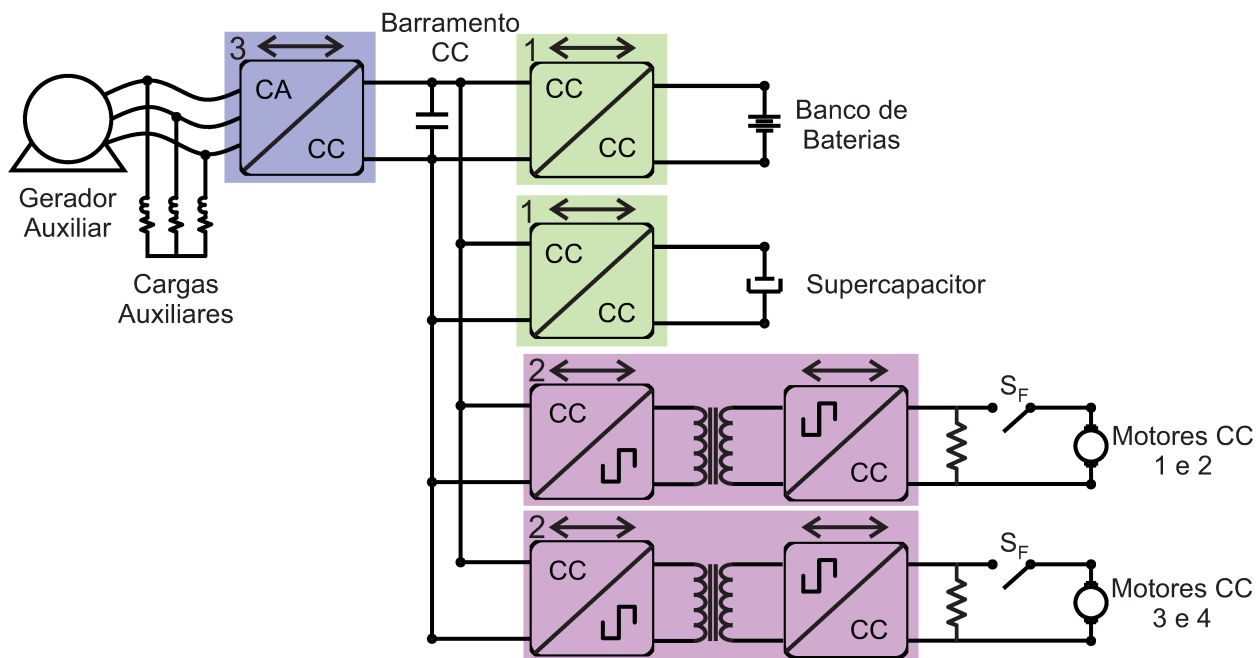
Esse trabalho apresentará a modelagem, estratégia de controle, dimensionamento e resultados experimentais para conversor DAB-ISOP (*ISOP, Input Series/Output Parallel*) com saída em corrente e os estudos da modelagem, controle e propor a implementação prática do *droop* em uma microrrede.

No capítulo 2, será estudado o conversor CC-CC isolado. A topologia adotada para esse conversor foi a do conversor Dual Active Bridge (DAB). Contudo, para atender a critérios de tensão e corrente, optou-se pela conexão de dois DABs em série na entrada e em paralelo na saída (ISOP - Input Serial Output Parallel)

No capítulo 3, serão apresentados o dimensionamento de potência, os projetos dos controladores do conversor CC-CC isolado e os principais resultados experimen-



Figura 1.16 – Sistema multiporta composto por dois conversores CC-CC isolados destinados a regeneração, dois conversores CC-CC não isolados conectados ao sistema de armazenamento de energia e um conversor CC-CA conectado as cargas auxiliares e gerador auxiliar.



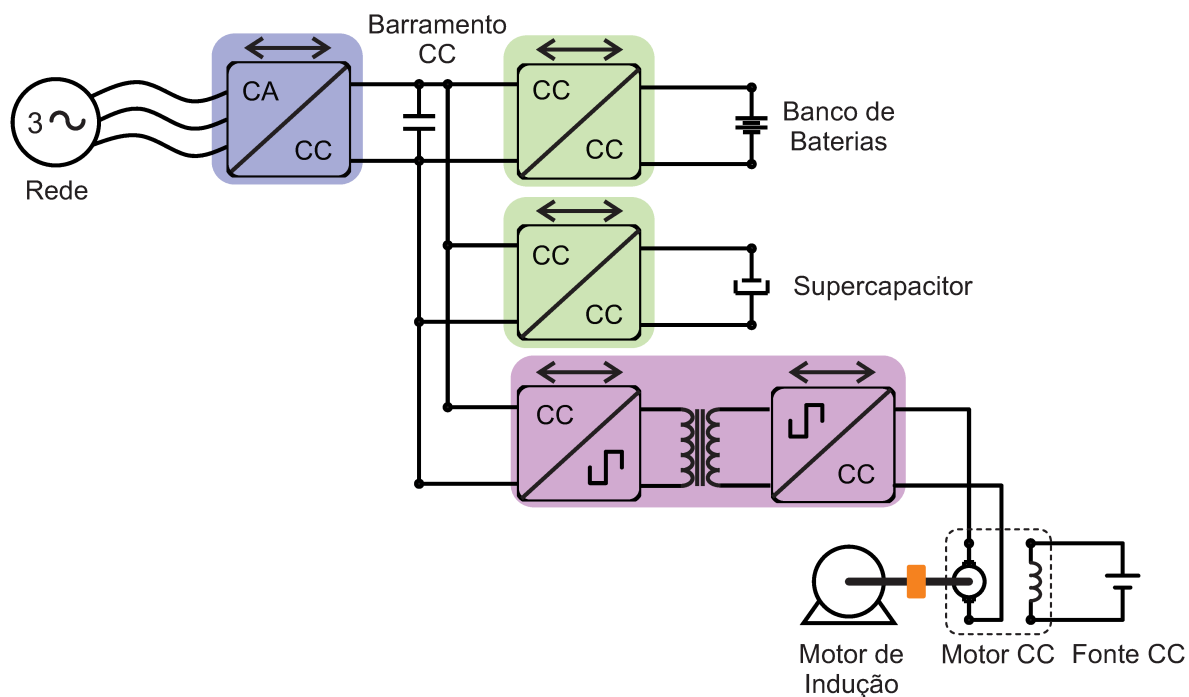
Fonte – Autor.

tais obtidos quando conectado a uma carga resistiva na saída. O Capítulo 4 apresentará os conversores CC-CC não isolados e o conversor CC-CA, no entanto, como esses conversores não são o foco deste trabalho, não será aprofundado o estudo dos mesmos.

Um estudo da estratégia de gerenciamento de potência *droop* será apresentada no capítulo 5. Também será proposta uma estratégia baseada no *droop* em que os valores das resistências virtuais e a tensão de referência do conversor do supercapacitor são fixos, sendo apenas a tensão de referência do conversor do banco de baterias ajustada, de modo a controlar a tensão do barramento e garantir o equilíbrio de potência. O capítulo 6 apresenta os resultados experimentais obtidos da microrrede implementada.

Por fim, no capítulo 7 será discutido os principais resultados obtidos e trabalhos futuros.

Figura 1.17 – Sistema multiporta proposto para implementação prática composto por apenas um conversor isolado conectado ao motor CC, dois conversores CC-CC não isolados conectados ao sistema de armazenamento de energia e um conversor CC-CA conectado as cargas auxiliares e a rede.



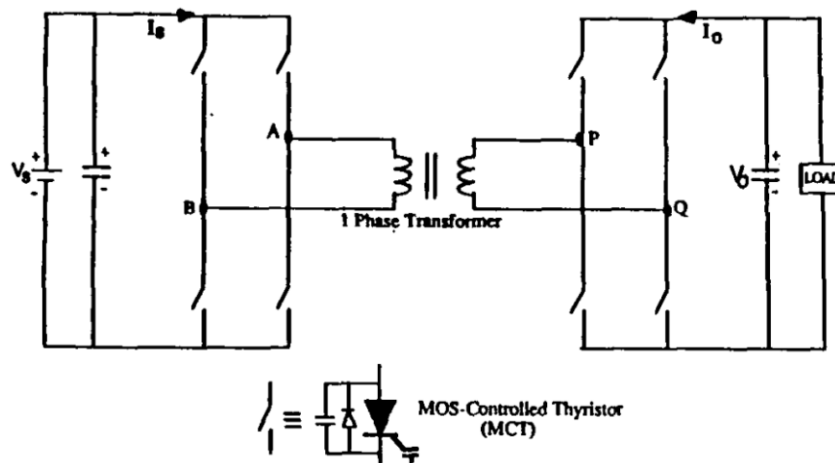
Fonte – Autor.

## 2 CONVERSOR CC-CC ISOLADO

Para regenerar a energia proveniente da frenagem, o conversor deve ser do tipo CC-CC, uma vez que fará a interconexão entre os motores de corrente contínua e o barramento CC. Entretanto, a topologia adotada deverá ser capaz tanto de elevar como abaixar a tensão de entrada, visto que a tensão nos terminais da máquina pode assumir tanto valores abaixo como acima da tensão do barramento CC.

Uma solução encontrada para esse estágio de processamento de energia é o conversor Dual Active Bridge (DAB). O conversor DAB foi proposto originalmente em (DE DONCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1991), Figura 2.1, e baseia-se em duas pontes ativas (Full-bridge) interligadas por um transformador de alta frequência.

Figura 2.1 – Esquema simplificado do Sistema de Freio a Ar Automático.



Fonte – (DE DONCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1991).

Basicamente, cada ponte ativa é controlada com razão cíclica constante de 50% para garantir uma forma de onda de tensão quadrada nos terminais do transformador. Considerando a presença da indutância do transformador e de um indutor auxiliar com um valor projetado e conhecido, o fluxo de potência entre as pontes ativas é controlado ao defasar a tensão de uma ponte em relação à outra.

As vantagens dessa topologia são: comutação suave sob tensão nula, capacidade de elevar/baixar a tensão de entrada, operação com frequência constante, robustez e isolamento galvânica (KIRSTEN, 2014). Dessa forma, o sistema multipor-tas proposto, bem como as cargas auxiliares da locomotiva, ficam protegidos contra eventuais surtos de tensão durante a frenagem da máquina.

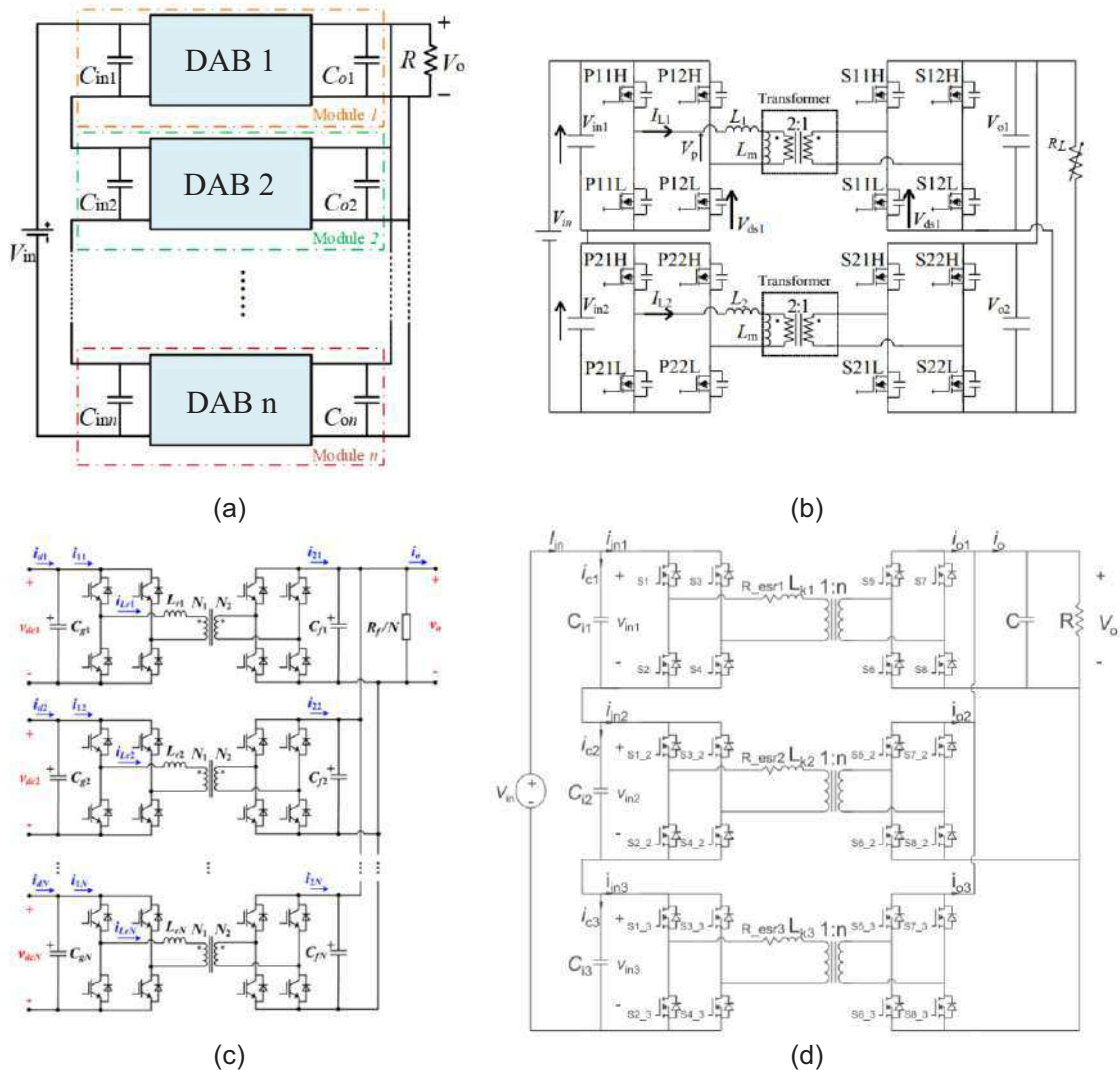
A entrada do conversor em questão será conectada aos terminais dos motores de tração. No sistema real da locomotiva, a tensão nesse ponto pode chegar a 1260 V durante a frenagem da máquina. Por isso, optou-se pela associação de dois converso-

res DABs em série na entrada do conversor, visto que os esforços de tensão sobre os interruptores reduzem-se pela metade nessa configuração.

Já a saída do conversor será conectada ao barramento CC do sistema, cuja tensão é de 600 V. Por esse motivo, decidiu-se associar as saídas em paralelo a fim de reduzir os esforços de corrente, pois a corrente na saída é maior.

Nota-se, pela Figura 2.2, que existem trabalhos resses na literatura da conexão série na estrada e paralelo na saída (Input Series Output Parallel - ISOP) aplicada ao conversor DAB.

Figura 2.2 – Os conversores (a), (b), (c) e (d) são exemplos de conversores DAB com conexão ISOP existentes na literatura.



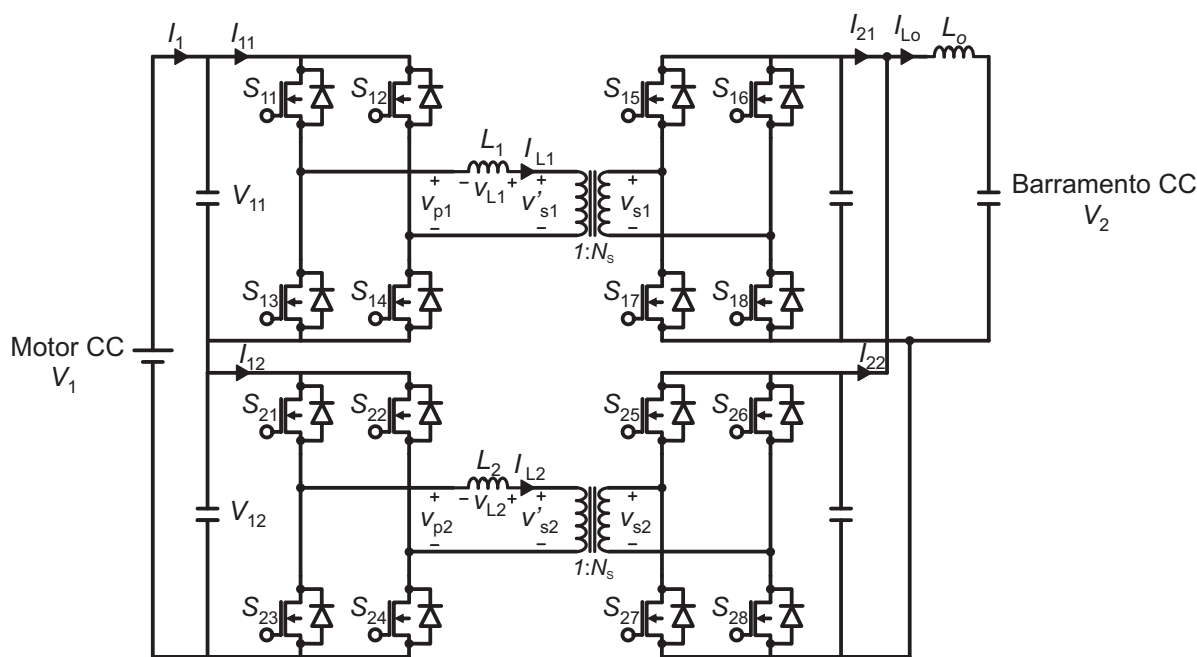
Fonte – (a) (DENG *et al.*, 2018), (b) (KAZUMA *et al.*, 2018), (c) (LIU *et al.*, 2018) e (d) (ZUMEL, P. *et al.*, 2016)

Porém, a saída do conversor DAB tem como característica ser em fonte de tensão, tornando necessário adicionar um indutor na saída, para que esta tenha carac-

terística de fonte de corrente e, assim, conectar a saída ao Barramento CC.

Contudo, é proposta, para a aplicação, a utilização de dois conversores DABs conectados em série, na entrada; e paralelo, na saída, com saída em fonte de corrente conforme apresentado na Figura 2.3.

Figura 2.3 – DAB-ISOP.



Fonte – Autor

Topologias multiníveis também poderiam ser utilizadas nesse estágio de potência, no entanto elas são mais complexas de se controlar e apresentam um número maior de interruptores. Além disso, o conversor da Figura 2.3 se destaca pela modularidade, sendo possível adicionar outros módulos a fim de aumentar a capacidade de potência da estrutura.

Na seção 2.1, primeiramente será apresentado o estudo do conversor DAB-ISOP com característica de fonte de corrente na saída conectada a uma carga resistiva e posteriormente serão estendidos os estudos para conversor conectado ao Barramento CC.

## 2.1 CONVERSOR DAB-ISOP COM CARGA RESISTIVA

Nesta seção, será estudado o conversor DAB-ISOP com carga resistiva na saída. Primeiramente, serão analisadas as etapas de operação, e posteriormente realizado o equacionamento das principais figuras de mérito dos conversores. Devido a sua simplicidade optou-se pela modulação por defasagem de ângulo de dois níveis.

### 2.1.1 Modulação por defasagem de ângulo de dois níveis

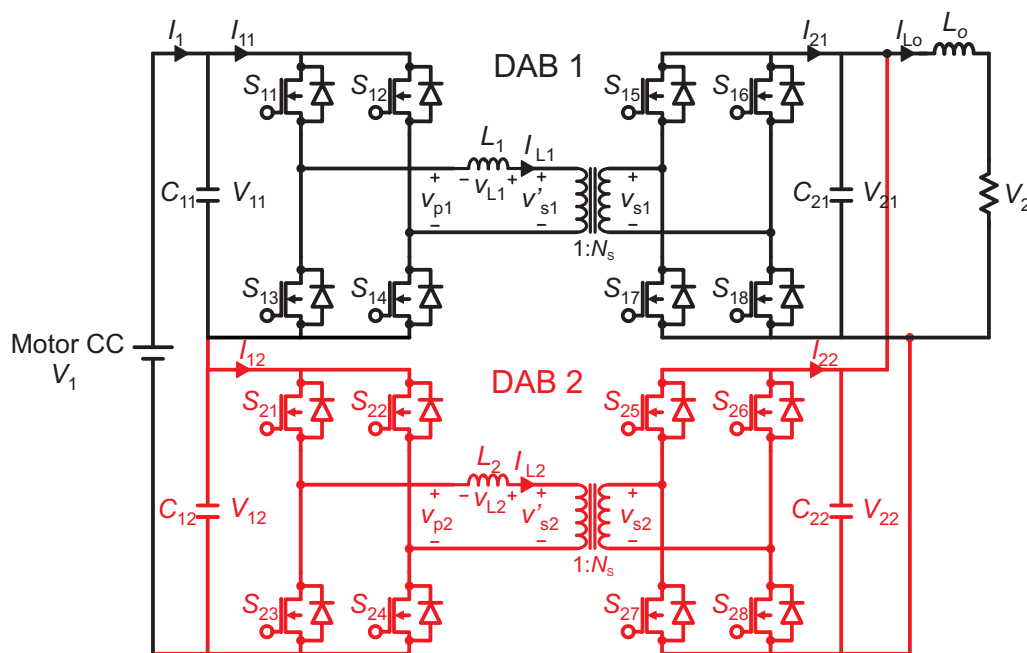
A Figura 2.4 ilustra o conversor DAB-ISOP com saída em corrente conectado a uma carga resistiva. Nota-se que um dos conversores está em vermelho para facilitar a identificação.

Cada conversor opera por meio da modulação por defasagem de ângulo de dois níveis. No entanto, com objetivo de diminuir a ondulação de corrente na saída e dobrar a frequência, os comandos dos interruptores do DAB 2 foram deslocados em  $90^\circ$ .

A modulação por defasagem de ângulo de dois níveis foi escolhida por sua simplicidade. Cada conversor DAB opera apenas com dois sinais de comando, um para os interruptores conectados ao primário do transformador e outro para os interruptores conectados ao secundário. Todos os braços do conversor operam com sinais complementares e com razão cíclica constante com metade do período de comutação.

O ângulo de defasagem ( $\phi$ ) entre esses dois sinais é a variável de controle, sendo  $\phi_1$  a variável de controle do conversor DAB 1 e  $\phi_2$  do DAB 2.

Figura 2.4 – Conversor DAB ISOP com carga resistiva.

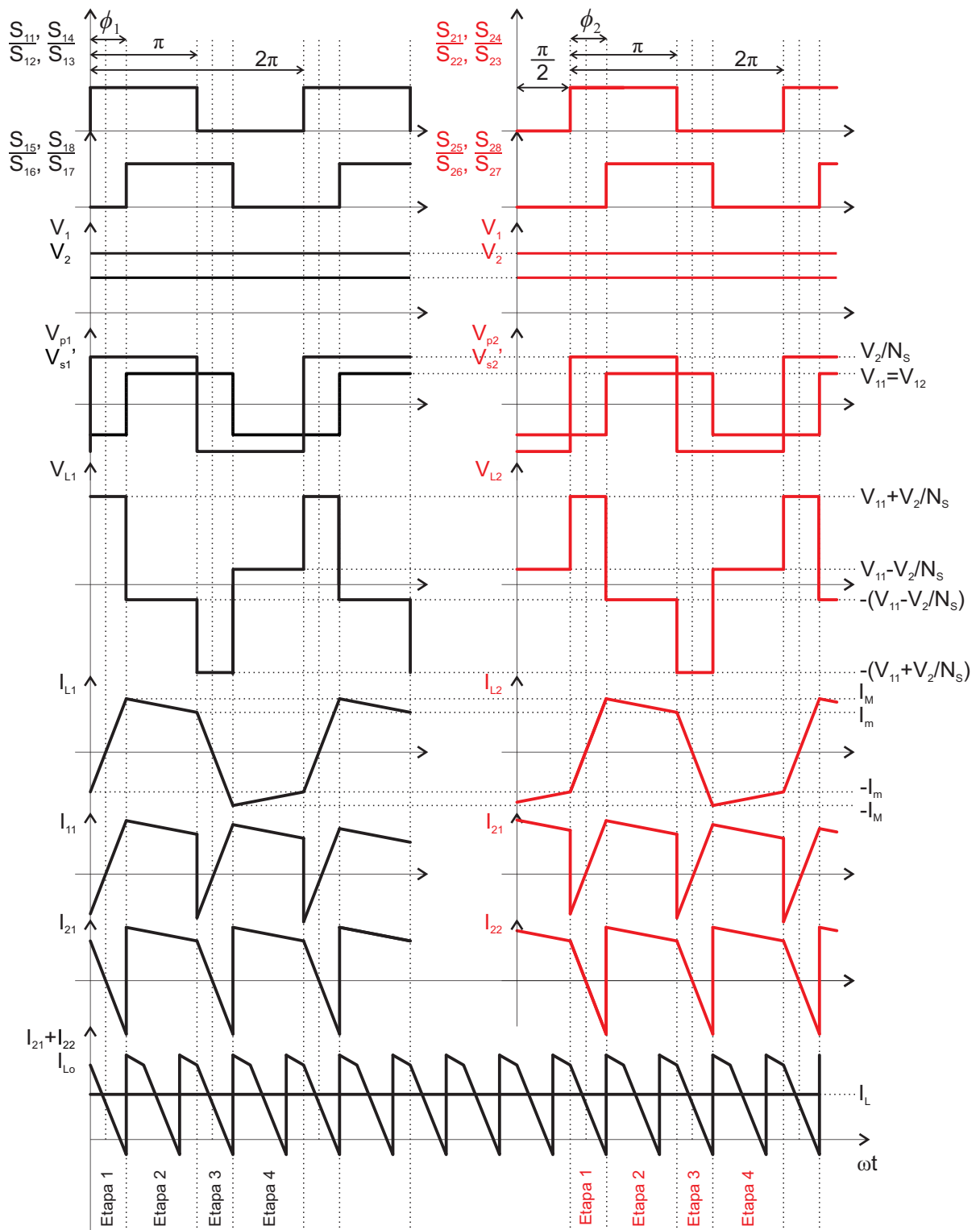


Fonte – Autor

A Figura 2.5 apresenta os sinais de comando dos interruptores, assim como as principais formas de onda dos conversores DAB 1 e 2. As formas de onda do conversor DAB 2 foram plotadas em vermelho.

Nota-se, pela Figura 2.5, que de fato as correntes de saída dos conversores ( $I_{21}$  e  $I_{22}$ ) quando somadas, apresentam o dobro da frequência de comutação; facilitando, assim, a ação do filtro de saída.

Figura 2.5 – Principais formas de onda do conversor DAB-ISOP.



Fonte – Autor.

### 2.1.2 Etapas de operação

Para análise das etapas de operação, considera-se que o conversor esteja em regime permanente, ou seja, os capacitores encontram-se carregados e as tensões sobre eles não se alteram durante a análise. Além disso, considera-se que a potência dividi-se igualmente entre os conversores DAB 1 e DAB 2 e que os ângulos de defasagem  $\phi_1$  e  $\phi_2$  são iguais.

A equação (2) apresenta as principais considerações utilizadas na análise.

$$\begin{aligned}
 \phi &= \phi_1 = \phi_2 \\
 L &= L_1 = L_2 \\
 C_{11} &= C_{12} \\
 C_{21} &= C_{22} \\
 V_{11} &= V_{12} = V_1/2 \\
 V_{21} &= V_{22} = V_2 \\
 N_s &= n_1/n_2
 \end{aligned} \tag{2}$$

Onde:  $L_1$  e  $L_2$  correspondem à indutância auxiliar;  $C_{11}$  e  $C_{12}$  são os capacitores de entrada;  $C_{21}$  e  $C_{22}$  são os capacitores de saída;  $V_{11}$  e  $V_{12}$  são as tensões de entrada de cada conversor DAB;  $V_1$  é a tensão de entrada do conversor DAB ISOP;  $V_{21}$ ,  $V_{22}$  e  $V_2$  correspondem à tensão de saída;  $N_s$  é a relação de espiras do transformador.

Por meio das considerações anteriormente citadas, as etapas de operação dos conversores DAB 1 e DAB 2 são iguais, apenas deslocadas em  $90^\circ$ . Portanto, optou-se por apresentar a análise das etapas somente para o conversor DAB 1.

Durante a descrição das etapas de operação, a corrente no primário do transformador será analisada, pois ela é a base para todas as demais correntes do conversor.

#### 2.1.2.1 Etapa 1 ( $0 \leq \omega t < \phi$ )

O início da primeira etapa de operação é definido pelo momento em que os interruptores  $S_{12}$  e  $S_{13}$  são comandados a bloquear e os interruptores  $S_{11}$  e  $S_{14}$  comandados a conduzir. Os interruptores conectados ao secundário do transformador  $S_{15}$ ,  $S_{16}$ ,  $S_{17}$  e  $S_{18}$  permanecem no mesmo estado.

Neste instante, a corrente no indutor  $L_1$  é negativa. Por conseguinte, a corrente polariza os diodos em antiparalelo dos interruptores  $S_{11}$  e  $S_{14}$ , fazendo com que ela circule pelos mesmos conforme apresentado na Figura 2.6 (a).

Durante a primeira etapa, a queda de tensão sobre o indutor  $L_1$  será a tensão de entrada mais a tensão de saída refletidas para o primário do transformador. Portanto, pode-se escrever a equação (3), que define o comportamento da corrente no indutor



durante a primeira etapa.

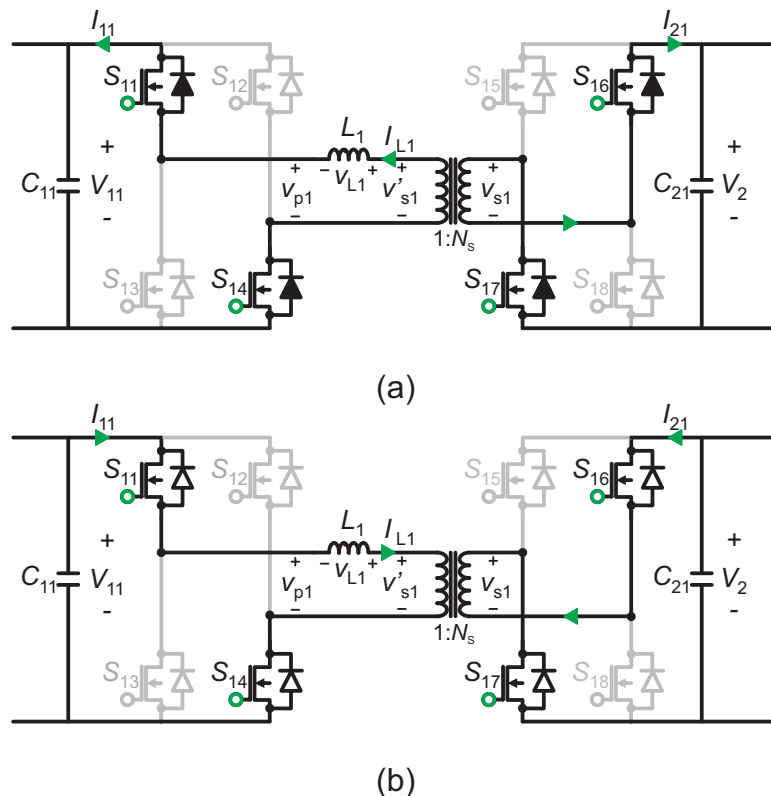
$$i_{L1}(\omega t) = -(I_m) + \left( V_{11} + \frac{V_2}{N_s} \right) \frac{\omega t}{\omega_s L_1} \quad (3)$$

Sendo,  $I_m$  a corrente no instante zero e  $\omega_s$  é a frequência angular de comutação.

Devido à corrente no início da etapa ser negativa, e conforme a equação 3 apresentar uma derivada positiva, nota-se pela Figura 2.5 que em um determinado instante a corrente no indutor torna-se positiva durante a primeira etapa.

Neste instante, a corrente deixa de polarizar os diodos e começa a circular pelos interruptores conforme apresentado na Figura 2.6 (b). Assim, caracterizando a comutação com zero tensão (ZVS).

Figura 2.6 – Primeira etapa de operação.

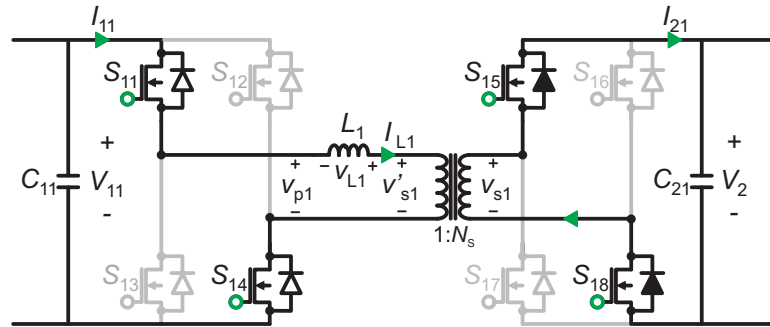


Fonte – Autor

### 2.1.2.2 Etapa 2 ( $\phi \leq \omega t < \pi$ )

O início da segunda etapa é definido pelo bloqueio dos interruptores S<sub>16</sub> e S<sub>17</sub> e pelo acionamento dos interruptores S<sub>15</sub> e S<sub>18</sub>. Dessa forma, devido ao sentido da corrente no indutor L<sub>1</sub>, ela polariza os diodos em antiparalelo com os interruptores S<sub>15</sub> e S<sub>18</sub> conforme apresentado na Figura 2.7.

Figura 2.7 – Segunda etapa de operação.



Fonte – Autor

Durante essa etapa, a corrente no indutor  $L_1$  é definida conforme a equação (4).

$$i_{L1}(\omega t) = (I_M) + \left( V_{11} - \frac{V_2}{N_s} \right) \frac{\omega t - \phi}{\omega_s L_1} \quad (4)$$

### 2.1.2.3 Etapa 3 ( $\pi \leq \omega t < \pi + \phi$ )

A terceira etapa tem início quando os interruptores  $S_{11}$  e  $S_{14}$  são comandados a bloquear e os interruptores  $S_{12}$  e  $S_{13}$ , a conduzir.

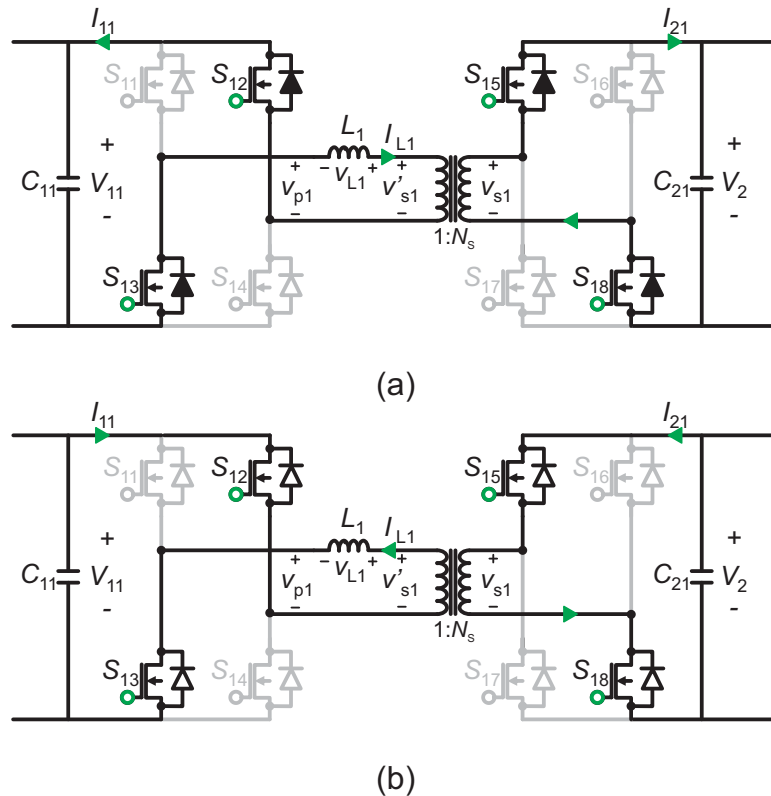
Com isso, a corrente do indutor polariza os diodos em antiparalelo com os interruptores  $S_{12}$  e  $S_{13}$ , por onde ela começa a circular conforme apresentado na Figura 2.8 (a).

Ao longo dessa etapa de operação, a queda da tensão sobre o indutor  $L_1$  é igual a da primeira etapa, entretanto, com sinal negativo. Logo, a corrente no indutor pode ser expressa pela equação (5), em que ela apresenta uma derivada negativa.

$$i_{L1}(\omega t) = (I_m) - \left( V_{11} + \frac{V_2}{N_s} \right) \frac{\omega t - \pi}{\omega_s L_1} \quad (5)$$

A derivada negativa faz com que a corrente no indutor torne-se negativa em um determinado ponto conforme apresentado na Figura 2.5. Quando isso acontece, a corrente que estava circulando pelos diodos passa a circular pelos interruptores, como ilustrado na Figura 2.8 (b), tal qual na primeira etapa, caracterizando a comutação com zero tensão (ZVS).

Figura 2.8 – Terceira etapa de operação.

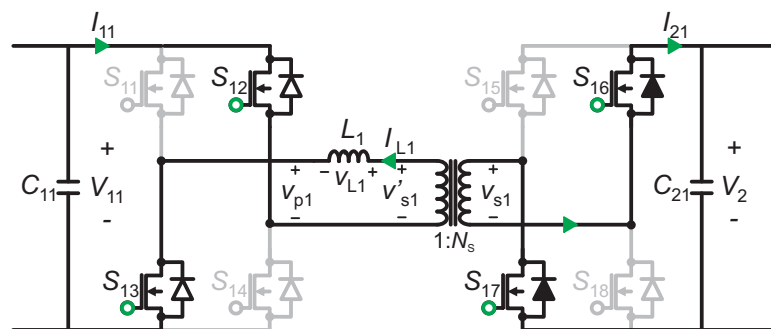


Fonte – Autor

#### 2.1.2.4 Etapa 4 ( $\pi + \phi \leq \omega t < 2\pi$ )

A última etapa inicia quando os interruptores  $S_{15}$  e  $S_{18}$  são comandados a bloquear e os interruptores  $S_{16}$  e  $S_{17}$  comandados a conduzir. Com isso, a corrente polariza os diodos em antiparalelo com os interruptores  $S_{16}$  e  $S_{17}$  conforme apresentado na Figura 2.9

Figura 2.9 – Quarta etapa de operação.



Fonte – Autor

Durante essa etapa, a corrente no indutor  $L_1$  é definida conforme equação (6).

$$i_{L1}(\omega t) = (I_M) + \left(-V_{11} + \frac{V_2}{N_s}\right) \frac{\omega t - \pi - \phi}{\omega_s L_1} \quad (6)$$

### 2.1.3 Equacionamento

Com o objetivo de levantar as principais figuras de mérito do conversor DAB ISOP, apresenta-se nesta seção o estudo dos esforços de corrente e tensão nos principais componentes do circuito.

Novamente, devido ao conversor DAB ISOP ser formado por dois conversores DAB que operam sobre as mesmas condições, quando garantido os requisitos expostos na equação (2), apenas com uma defasagem fixa de  $90^\circ$  entre os sinais de comando dos interruptores, o estudo apresentado a seguir será destinado apenas para um dos conversores.

#### 2.1.3.1 Corrente no indutor de transferência e correntes de entrada e saída.

As equações (3), (4), (5) e (6) descrevem a corrente no indutor em cada etapa de operação, juntando as quatro equações, pode-se escrever a equação (7) que corresponde à corrente em todo o período de comutação.

$$i_{L1}(\omega t) = \begin{cases} -(I_M) + \left(V_{11} + \frac{V_2}{N_s}\right) \frac{\omega t}{\omega_s L_1} & \text{se } 0 \leq \omega t < \phi \\ (I_M) + \left(V_{11} - \frac{V_2}{N_s}\right) \frac{\omega t - \phi}{\omega_s L_1} & \text{se } \phi \leq \omega t < \pi \\ (I_M) - \left(V_{11} + \frac{V_2}{N_s}\right) \frac{\omega t - \pi}{\omega_s L_1} & \text{se } \pi \leq \omega t < \pi + \phi \\ (I_M) + \left(-V_{11} + \frac{V_2}{N_s}\right) \frac{\omega t - \pi - \phi}{\omega_s L_1} & \text{se } \pi + \phi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (7)$$

Nota-se, pela Figura 2.5, que a corrente de entrada ( $i_{11}$ ) é igual à corrente no indutor durante a metade do período; enquanto na segunda metade, é igual ao inverso da corrente no indutor. Portanto, pode-se escrever a equação (8) para a corrente de entrada.

$$i_{11}(\omega t) = \begin{cases} i_{L1}(\omega t) & \text{se } 0 \leq \omega t < \pi \\ -i_{L1}(\omega t) & \text{se } \pi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (8)$$

Novamente, analisando a Figura 2.5, pode-se escrever que a corrente de saída ( $i_{21}$ ) é definida pela equação (9).

$$i_{21}(\omega t) = \begin{cases} \frac{-i_{L1}(\omega t)}{N_s} & \text{se } 0 \leq \omega t < \phi \\ \frac{i_{L1}(\omega t)}{N_s} & \text{se } \phi \leq \omega t < \phi + \pi \\ \frac{-i_{L1}(\omega t)}{N_s} & \text{se } \phi + \pi \leq \omega t < 2\phi \end{cases} \quad (9)$$

Os valores médios das correntes de entrada e saída podem ser obtidos calculando-se a integral das equações (8) e (9) como mostrado nas equações (10) e (11) respectivamente.

$$I_{11med}(\phi) = \frac{1}{T_s} \int_0^\pi i_{L1}(\omega t) \omega t + \frac{1}{T_s} \int_\pi^{2\pi} -i_{L1}(\omega t) \omega t \quad (10)$$

$$I_{21med}(\phi) = \frac{1}{T_s} \int_0^\phi \frac{-i_{L1}(\omega t)}{N_s} + \frac{1}{T_s} \int_\phi^{\phi+\pi} \frac{i_{L1}(\omega t)}{N_s} + \frac{1}{T_s} \int_{\phi+\pi}^{2\pi} \frac{-i_{L1}(\omega t)}{N_s} \quad (11)$$

No entanto, para resolver as integrais, primeiramente é necessário definir os valores iniciais da corrente no indutor ( $I_m$  e  $I_M$ ) para cada etapa de operação.

Conforme apresentado em (SANTOS, 2011); percebe-se, pela forma de onda da corrente no indutor da Figura 2.5, que existe uma simetria entre os valores iniciais, assim como representado na equação (12).

$$\begin{cases} I_M = i_{L1}(\phi) = i_{L1}(\phi + \pi) \\ I_m = -i_{L1}(0) = i_{L1}(\pi) \end{cases} \quad (12)$$

Novamente, analisando a forma de onda da corrente no indutor, pode-se escrever as equações (13) e (14).

$$I_L(\phi) = I_L(0) + \left( V_{11} + \frac{V_2}{N_s} \right) \frac{\phi}{\omega_s L_1} \quad (13)$$

$$I_L(\pi) = I_L(\phi) + \left( V_{11} - \frac{V_2}{N_s} \right) \frac{\phi}{\omega_s L_1} \quad (14)$$

Sendo assim, substituindo as condições de contorno da equação (12) nas equações (13) e (14) e isolando as variáveis  $I_M$  e  $I_m$ , encontra-se as equações (16) e (15), que definem os valores iniciais da corrente no indutor em cada etapa de operação.

$$I_M = \left( V_{11} - \frac{V_2}{N_s} \right) \frac{\phi_N}{2\omega_s L_1} - \left( V_{11} + \frac{V_2}{N_s} \right) \frac{\pi - \phi_N}{2\omega_s L_1} \quad (15)$$

$$I_m = \left( V_{11} - \frac{V_2}{N_s} \right) \frac{\phi_N}{2\omega_s L_1} - \left( V_{11} + \frac{V_2}{N_s} \right) \frac{\pi - \phi_N}{2\omega_s L_1} \quad (16)$$

Resolvendo as integrais, encontram-se as equações (17) e (18), em função do ângulo de defasagem, que correspondem aos valores médios da corrente de entrada e saída.

$$I_{11med}(\phi) = \frac{V_2}{\omega_s N_s L_1} \phi \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad (17)$$

$$I_{21med}(\phi) = \frac{V_2}{\omega_s N_s^2 L_1} \phi \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad (18)$$

De maneira semelhante, as correntes eficazes podem ser definidas como a raiz quadráticas da soma das integrais em seus respectivos intervalos dentro do período de comutação. Portanto, as correntes eficazes de entrada e saída podem ser representadas pelas equações (19) e (20).

$$I_{11ef}^2(\phi) = \frac{1}{T_s} \int_0^\pi i_{L1}(\omega t)^2 \omega t + \frac{1}{T_s} \int_\pi^{2\pi} (-i_{L1}(\omega t))^2 \omega t \quad (19)$$

$$I_{21ef}^2(\phi) = \frac{1}{T_s} \int_0^\phi \left( \frac{-i_{L1}(\omega t)}{N_s} \right)^2 \omega t + \frac{1}{T_s} \int_\phi^{\phi+\pi} \left( \frac{i_{L1}(\omega t)}{N_s} \right)^2 \omega t + \frac{1}{T_s} \int_{\phi+\pi}^{2\pi} \left( \frac{-i_{L1}(\omega t)}{N_s} \right)^2 \omega t \quad (20)$$

### 2.1.3.2 Esforços de corrente nos semicondutores

Conforme apresentado na seção 2.1.2, todos os interruptores permanecem em condução durante a metade do período de comutação. Nota-se, também, que, durante a condução, a corrente dos interruptores conectados ao primário, é igual à corrente do indutor, e a corrente nos interruptores conectados ao secundário do transformador, é igual à corrente do indutor dividida pela relação de espiras.

Os valores médios das correntes nos interruptores conectados ao primário, podem ser calculadas pelas equações (21) e (21). De maneira semelhante, seus valores eficazes podem ser determinados pelas equações (23) e (23).

$$I_{S11med}(\phi) = I_{S14med}(\phi) = \frac{1}{T_s} \int_0^\pi i_{L1}(\omega t) \omega t \quad (21)$$

$$I_{S12med}(\phi) = I_{S13med}(\phi) = \frac{1}{T_s} \int_\pi^{2\pi} i_{L1}(\omega t) \omega t \quad (22)$$

$$I_{S11ef}^2(\phi) = I_{S14ef}^2(\phi) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{L1}(\omega t)^2 \omega t \quad (23)$$

$$I_{S112ef}^2(\phi) = I_{S13ef}^2(\phi) = \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} i_{L1}(\omega t)^2 \omega t \quad (24)$$

O mesmo pode ser feito para os interruptores do secundário. Dessa forma, as equações (25) e (25) correspondem aos valores médios das correntes nos interruptores do secundário, e as equação (27) e (27), aos valores eficazes.

$$I_{S15med}(\phi) = I_{S18med}(\phi) = \frac{1}{\pi} \int_{\phi}^{\phi+\pi} \frac{i_{L1}(\omega t)}{N_s} \omega t \quad (25)$$

$$I_{S16med}(\phi) = I_{S17med}(\phi) = \frac{1}{\pi} \int_{\phi+\pi}^{\phi+2\pi} \frac{i_{L1}(\omega t)}{N_s} \omega t \quad (26)$$

$$I_{S15ef}^2(\phi) = I_{S18ef}^2(\phi) = \frac{1}{\pi} \int_{\phi}^{\phi+\pi} \left( \frac{i_{L1}(\omega t)}{N_s} \right)^2 \omega t \quad (27)$$

$$I_{S16ef}^2(\phi) = I_{S17ef}^2(\phi) = \frac{1}{\pi} \int_{\phi+\pi}^{\phi+2\pi} \left( \frac{i_{L1}(\omega t)}{N_s} \right)^2 \omega t \quad (28)$$

### 2.1.3.3 Potência Ativa

A seguir, apresenta-se um breve estudo das potências do conversor DAB, e seu comportamento para variações de ângulo de defasagem e de tensão de entrada, uma vez que a tensão varia durante a frenagem da locomotiva.

Pode-se escrever a potência ativa na entrada de cada conversor DAB, em função do ângulo de defasagem, simplesmente multiplicando a corrente média de entrada equação (17) pelo valor da tensão de entrada de cada conversor DAB, conforme apresentado na equação (29).

$$P_{11}(\phi) = \frac{V_{11} V_2}{\omega_s N_s L_1} \phi \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad (29)$$

Nota-se que, garantindo  $V_{11} = V_{12}$ , as potências em ambos os conversores DAB também serão iguais para o mesmo ângulo de defasagem.

Considerando que a relação do conversor DAB,  $d$ , seja dada pela equação (30), optou-se por deixá-la em função da tensão de entrada.

$$d(V_{11}) = \frac{V_2}{N_s V_{11}} \quad (30)$$

A relação de transformação do conversor DAB é bastante explorada na literatura. Quando o conversor opera com  $d < 1$ , diz-se que está operando como elevador e para  $d > 1$  como abaixador.

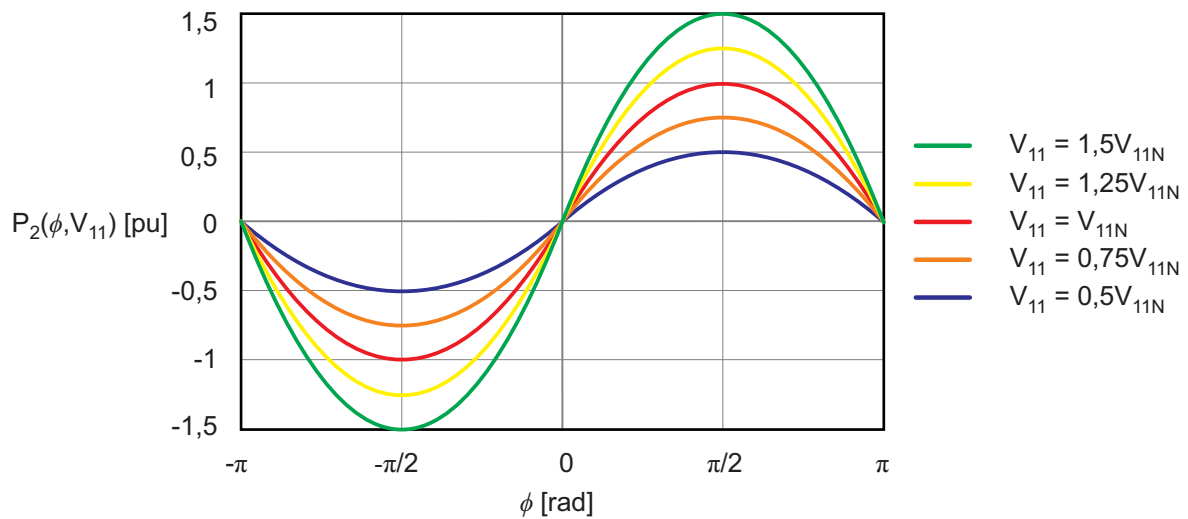
Fazendo uso da relação de transformação e considerando  $\phi_N$  e  $V_{11N}$  como sendo o ângulo de defasagem nominal e a tensão de entrada nominal, ambos utilizados

no projeto do indutor, pode-se reescrever a equação (29) conforme apresentado na equação (31).

$$P_{11}(\phi, V_{11}) = \frac{V_2^2}{\omega_s d (V_{11}) N_S^2 L_1(\phi_N, V_{11N})} \phi \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad (31)$$

A Figura 2.10 ilustra o comportamento da potência ativa com a variação de ângulo para diferentes valores de  $d$  em valor por unidade (pu). Nota-se que a potência ativa máxima é atingida quando o ângulo de defasagem é de  $90^\circ$  ( $\pi/2$ ) independente da variação da tensão de entrada.

Figura 2.10 – Potência ativa para diferentes valores de tensão de entrada.



Fonte – Autor.

#### 2.1.3.4 Potência Aparente

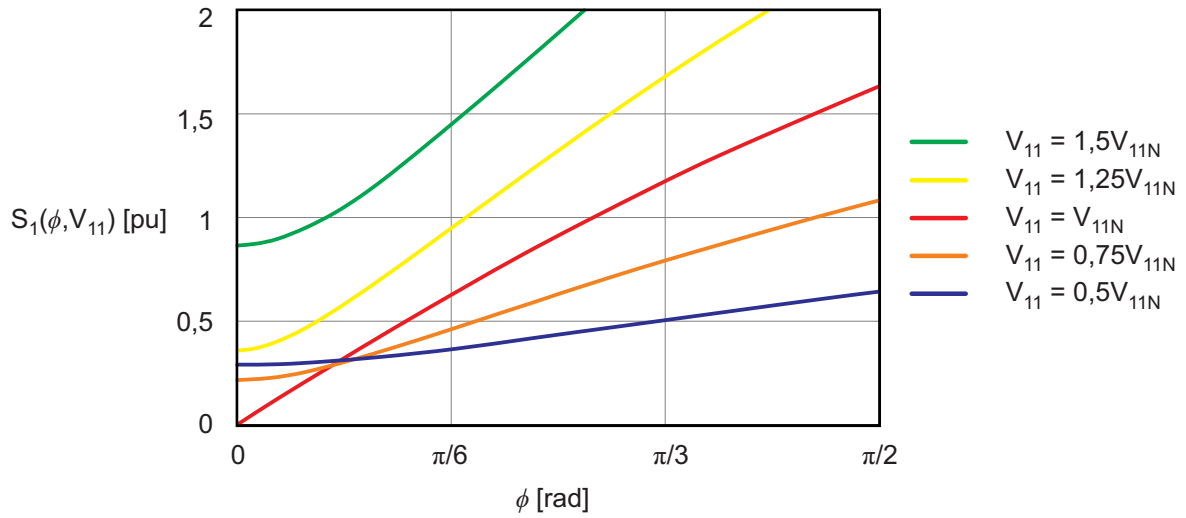
A potência aparente ( $S_{11}$ ) pode ser definida pelo produto entre os valores eficazes de corrente e de tensão da entrada. Considerando que a tensão de entrada é contínua e o valor da corrente eficaz de entrada dada pela equação (19), pode-se escrever a equação 32 para a potência aparente na entrada de cada conversor DAB.

$$S_{11}(\phi, V_{11}) = V_{11} I_{11ef} \quad (32)$$

A Figura 2.11 ilustra o comportamento da potência aparente para a variação do ângulo de defasagem para diferentes valores de tensão de entrada.



Figura 2.11 – Potência aparente para diferentes valores de tensão de entrada.



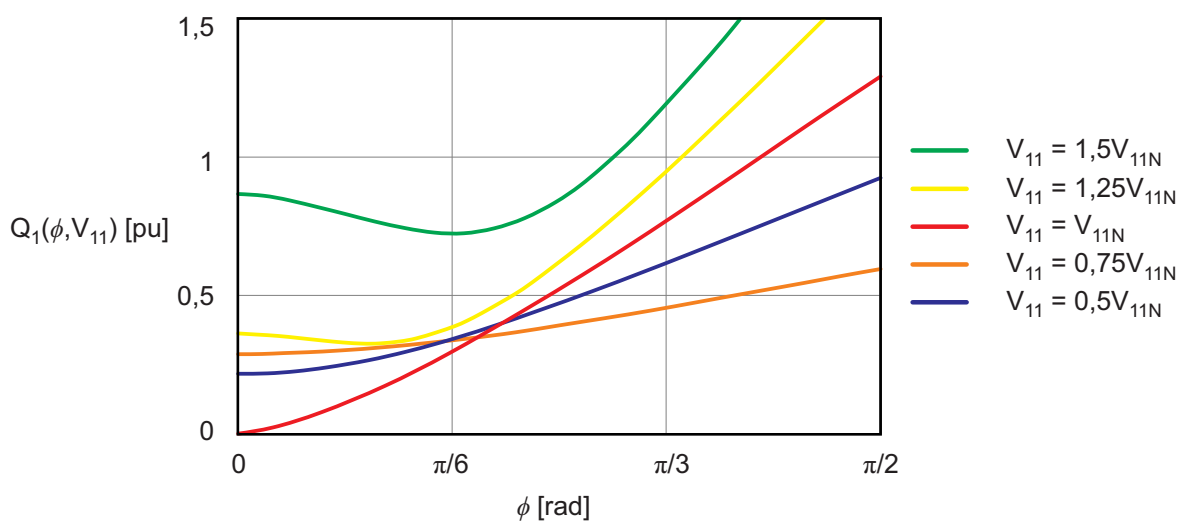
### 2.1.3.5 Potência Não ativa

A potência não ativa pode ser definida pela relação ortogonal das potências, logo a mesma pode ser representada pela equação (33).

$$Q_{11}(\phi, V_{11}) = \sqrt{S_{11}(\phi, V_{11})^2 - P_{11}(\phi, V_{11})^2} \quad (33)$$

A Figura 2.12 ilustra o comportamento da potência reativa para a variação do ângulo de defasagem para diferentes valores de tensão de entrada.

Figura 2.12 – Potência reativa para diferentes valores de tensão de entrada.



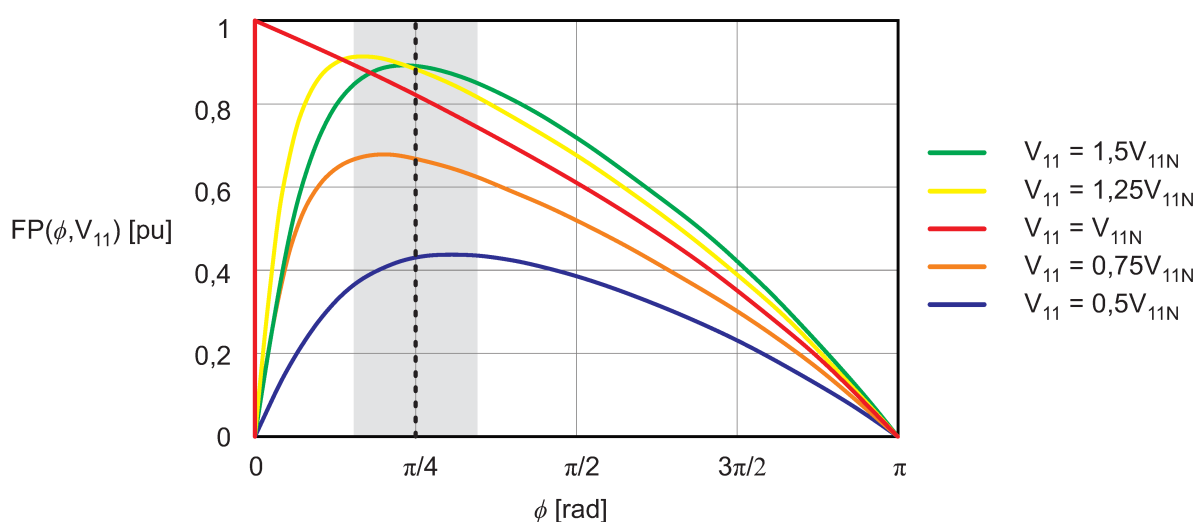
### 2.1.3.6 Fator de Potência

O fator de potência pode ser calculado pela equação (34) e a Figura 2.13 ilustra a sua variação em função do ângulo de defasagem para diferentes ângulos de defasagem.

$$FP_{11}(\phi, V_{11}) = \frac{S_{11}(\phi, V_{11})}{P_{11}(\phi, V_{11})} \quad (34)$$

Nota-se, na Figura 2.13, que a região em cinza, concentrada próximo ao ângulo de defasagem de  $45^\circ$  ( $\pi/4$ ), é uma boa faixa de operação para conversor. Pois, o conversor opera próximo ao fator de potência máximo, mesmo para as variações da tensão de entrada.

Figura 2.13 – Fator de potência para diferentes valores de tensão de entrada com destaque para defasagem de  $45^\circ$ .



Fonte – Autor.

### 2.1.3.7 Análise de comutação suave

As perdas causadas pela comutação dos interruptores do conversor DAB, em determinados pontos de operação, pode se sobressair entre as perdas de condução.

Por conseguinte, é importante aproveitar a característica de comutação com zero de tensão (ZVS - *Zero Voltage Switching*) presente no conversor DAB.

A comutação ZVS ocorre quando a corrente polariza o diodo em antiparalelo com os interruptores antes do sinal de acionamento. Dessa forma, como o sinal de acionamento do interruptor ainda não impôs uma tensão entre os terminais de comando do interruptor, a comutação ocorre com uma tensão muito próxima de zero.

Em (DE DONCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1991), é apresentada uma análise dos limites de comutação suave levando em consideração os valores da corrente na indutância nos instantes em que ocorre a comutação.

Como apresentado em 2.1.2 e Figura 1.9, a comutação dos interruptores do primário acontece nas transições da etapa 4 para etapa 1, e da etapa 2 para etapa 3, sendo a corrente no indutor igual a  $I_m$ . Para os interruptores conectados ao secundário do transformador, as comutações acontecem nas transições da etapa 1 para etapa 2, e da etapa 3 para etapa 4, sendo a corrente no indutor igual a  $I_M$ .

Desse modo, a comutação suave nos interruptores do primário ocorre quando  $I_m > 0$  e do secundário quando  $I_M > 0$ .

Reescrevendo as equações que definem  $I_m$  e  $I_M$ , (16) e (15) respectivamente, em função da relação de transformação,  $d$ , e fazendo uso dos limites anteriormente citados, encontram-se as equações (35) e (36).

$$I_m = \frac{V_{11}}{\omega_s L_1(\phi_N, V_{11N})} \frac{2\phi d - \pi(d-1)}{2} > 0 \quad (35)$$

$$I_M = \frac{V_{11}}{\omega_s L_1(\phi_N, V_{11N})} \frac{2\phi - \pi(d-1)}{2} > 0 \quad (36)$$

Isolando  $d$  nas equações (35) e (36), é possível escrever as equações (37) e (38).

$$d_m > \frac{\pi}{\pi - 2|\phi|} \quad (37)$$

$$d_M > \frac{\pi - 2|\phi|}{\pi} \quad (38)$$

Por fim, substituindo as equações (37) e (38) na equação da potência ativa, equação (29), encontram-se as equações 39 e 40, que definem os limites de potência de operação com ZVS para o primário ( $P_m$ ) e secundário ( $P_M$ ) respectivamente.

$$P_m = \frac{V_{11}^2 \phi}{\omega_s L_1(\phi_N, V_{11N})} \left( \frac{\pi - |\phi|}{\pi - 2|\phi|} \right) \quad (39)$$

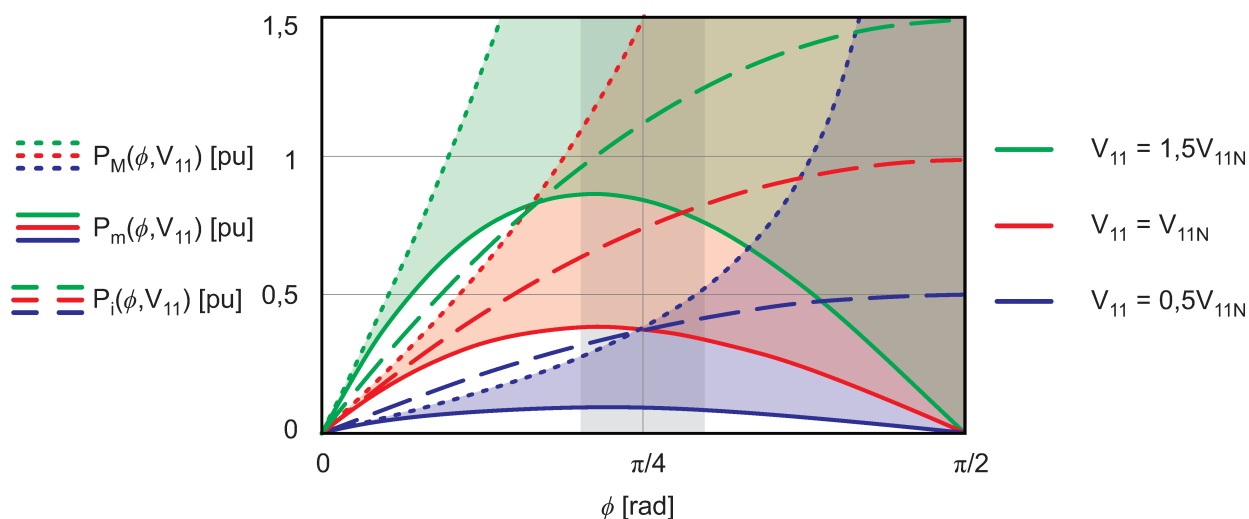
$$P_M = \frac{V_{11}^2 \phi}{\omega_s L_1(\phi_N, V_{11N})} \left( \frac{\pi - |\phi|}{\pi} \right) \left( \frac{\pi - 2|\phi|}{\pi} \right) \quad (40)$$

Uma vez definidos os limites de potência para a operação com ZVS, é possível ilustrar tais limites conforme apresentado na Figura 2.14. Nota-se que para a região em torno de  $45^\circ$  ( $\pi/4$ ), existe uma boa faixa de operação onde é possível operar com ZVS.

No entanto, para valores baixos da tensão de entrada, a condição de operação com ZVS começa a ser perdida. Todavia, nessa condição de operação, os valores

eficazes de tensão e corrente também são menores, assim, as perdas causadas pela comutação dos interruptores também diminuem.

Figura 2.14 – Limites de comutação suave para diferentes valores de tensão de entrada.



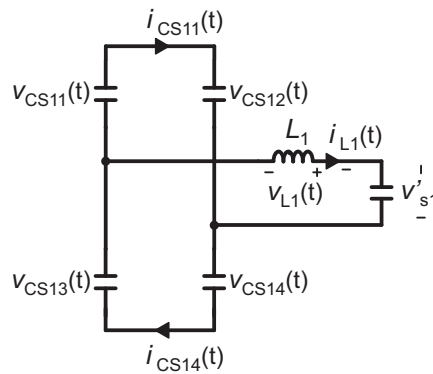
Fonte – (a) (DENG *et al.*, 2018), (b) (KAZUMA *et al.*, 2018), (c) (LIU *et al.*, 2018) e (d) (ZUMEL, P. *et al.*, 2016)

Outra análise da perda de comutação suave pode ser feita avaliando as capacitâncias dos interruptores e o tempo morto conforme apresentado em (KIRSTEN, 2014).

O tempo morto é utilizado para garantir que não haja curto-circuito de braço durante a operação do conversor. Por exemplo, é adicionado um tempo durante a transição da etapa 4 para etapa 1, assim, os interruptores  $S_{12}$  e  $S_{13}$  são primeiramente comandados a bloquear e, após o tempo morto, os interruptores  $S_{11}$  e  $S_{14}$  são comandados a conduzir.

Desse modo, para a transição da etapa 4 para etapa 1, no início do tempo morto, todos os interruptores do primário estão bloqueados e os capacitores intrínsecos dos interruptores  $S_{11}$  e  $S_{14}$  carregados com a tensão de entrada. O circuito equivalente para esta condição está apresentado na Figura 2.15.

Figura 2.15 – Circuito equivalente para a transição da etapa 4 para etapa 1 dos interruptores conectados ao primário do transformador.



Fonte – Adaptado de (KIRSTEN, 2014).

Percebe-se que a descarga dos capacitores será ressonante com o indutor, portanto, para garantir a comutação ZVS, a energia armazenada no indutor deve ser suficiente para garantir que as tensões das capacitâncias dos interruptores  $S_{11}$  e  $S_{14}$  cheguem ao valor nulo em um tempo menor que o tempo morto.

O tempo de ressonância ( $T_r$ ) entre o indutor e a capacitância do interruptor é fixo, sendo calculado pela equação (41).

$$T_r = \frac{1}{f_r} = 2\pi \sqrt{L(\phi_N, V_{11N})C_{S11}} \quad (41)$$

A tensão sobre o capacitor intrínseco ao interruptor oscila até um valor nulo em um quarto do tempo de ressonância, por isso o tempo morto máximo deve ser um quarto do tempo de ressonância conforme equação (42).

$$t_{max} = \frac{T_r}{4} = \frac{\pi \sqrt{L(\phi_N, V_{11N})C_{S11}}}{2} \quad (42)$$

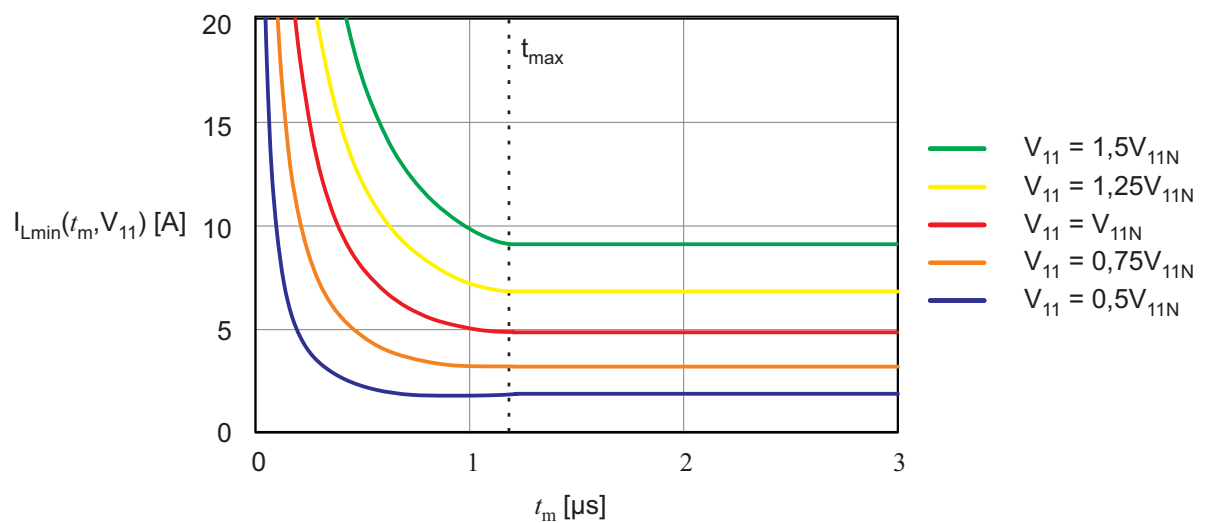
Conforme apresentado em (KIRSTEN, 2014), é possível equacionar o circuito da Figura (2.15) e determinar a corrente mínima para garantir a comutação ZVS durante o tempo morto.

A equação (43) apresenta o resultado do equacionamento, e a Figura 2.16 ilustra a dependência da corrente mínima em função do tempo morto para diferentes

valores de tensão de entrada.

$$I_{min}(t_m, V_{11}) = \begin{cases} \frac{V_{11}(d(V_{11})+1)C_S\omega_0 - V_{11}C_S(d(V_{11})-1)\cos(\omega_0 t_m)\omega_0}{d(V_{11})\sin(\omega_0 t_m)} & \text{se } \omega_0 t_m < \frac{\pi}{2} \\ \frac{V_{11}(d(V_{11})+1)C_S\omega_0}{d(V_{11})} & \text{se } \omega_0 t_m \geq \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (43)$$

Figura 2.16 – Corrente mínima para garantir o ZVS durante o tempo morto.



Fonte – Autor.

Nota-se, pela Figura 2.16, que o valor mínimo da corrente é definido para o tempo morto máximo e, caso o tempo morto seja maior que  $t_{max}$ , a corrente mínima não se altera.

#### 2.1.4 Modelagem do conversor DAB ISOP

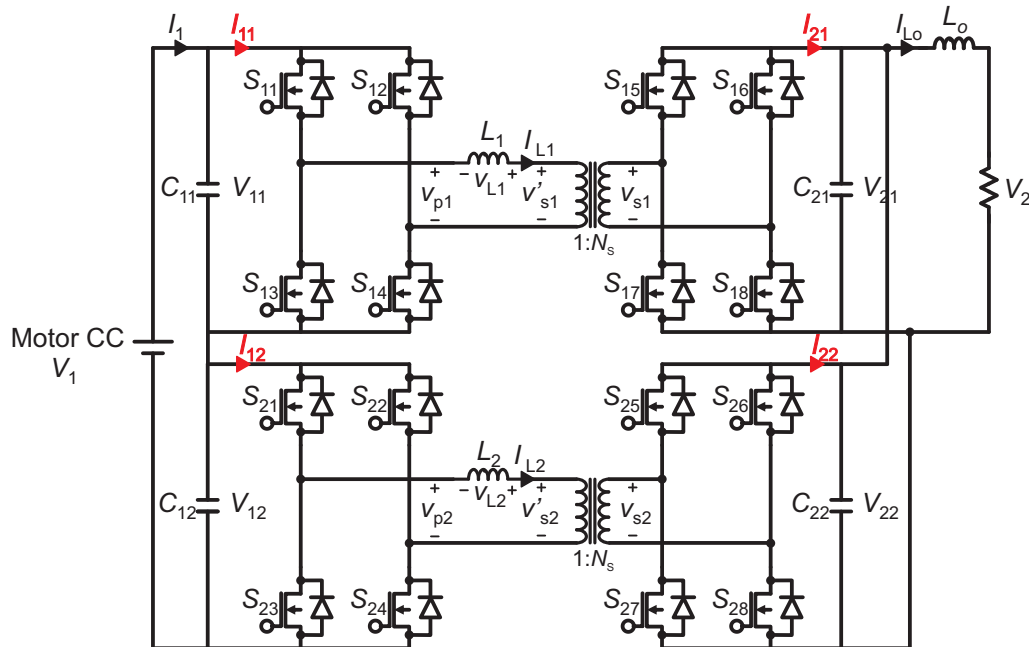
Com o objetivo de obter a função de transferência do conversor em análise, será feita a modelagem de pequenos sinais do conversor DAB-ISOP. De forma a simplificar a análise do circuito, são assumidas características ideais de corrente e tensão nos semicondutores.

Uma maneira simples de obter o modelo médio de grandes sinais do conversor DAB é substituir todo circuito comutado do conversor por fontes de correntes controladas cuja amplitude é o valor médio dentro de um período de comutação (SANTOS, 2011; ZUMEL, P. *et al.*, 2016).

Aplicando-se a técnica, substituem-se as correntes  $i_{11}$ ,  $i_{12}$ ,  $i_{21}$  e  $i_{22}$ , destacadas em vermelho na Figura 2.17, por fontes controladas e obtém-se o modelo médio de

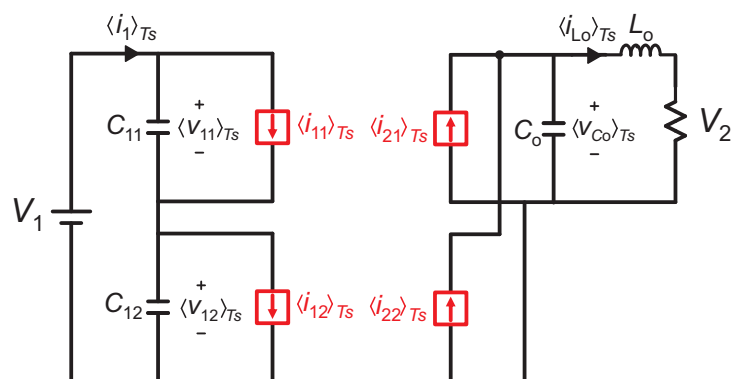
grandes sinais conforme Figura 2.18. Os valores das fontes controladas são definidos pelas equação (17) e (18).

Figura 2.17 – DAB ISOP.



Fonte – Autor.

Figura 2.18 – Modelo médio do conversor DAB ISOP.



Fonte – Autor.

Fazendo uso das relações expressas pelas equações (44), (44) e adotando a nomenclatura de valores médios quase instantâneos, podem-se reescrever as equações (17) e (18) conforme apresentado pelas equações (46) e (47) para o conversor

DAB1 e (48) e (49) para o conversor DAB2.

$$\phi_1(t) = D_1(t) \frac{T_s}{2} \quad (44)$$

$$\phi_2(t) = D_2(t) \frac{T_s}{2} \quad (45)$$

$$\langle i_{11}(t) \rangle_{T_s} = \frac{T_s V_2 D_1(t) (1 - D_1(t))}{2N_s L_1} \quad (46)$$

$$\langle i_{21}(t) \rangle_{T_s} = \frac{T_s V_{11} D_1(t) (1 - D_1(t))}{2N_s L_1} \quad (47)$$

$$\langle i_{12}(t) \rangle_{T_s} = \frac{T_s V_2 D_2(t) (1 - D_2(t))}{2N_s L_1} \quad (48)$$

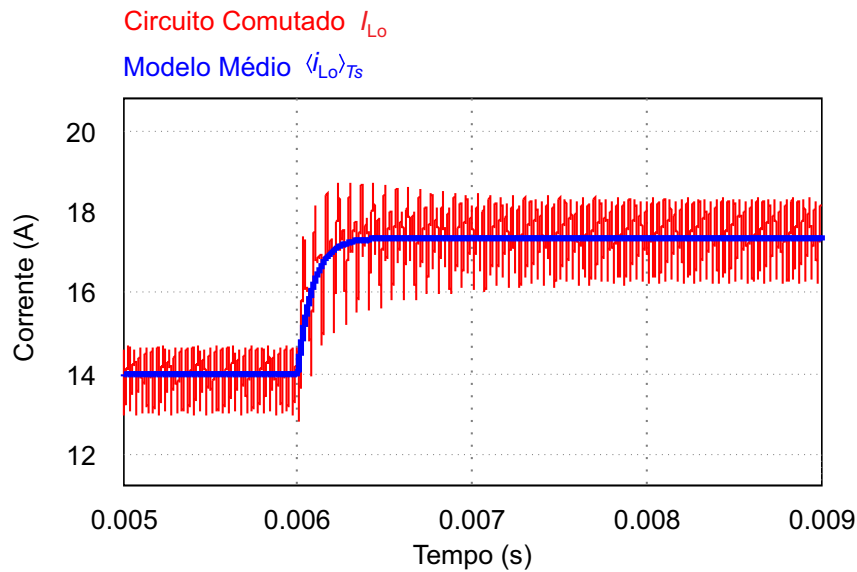
$$\langle i_{22}(t) \rangle_{T_s} = \frac{T_s V_{12} D_2(t) (1 - D_2(t))}{2N_s L_1} \quad (49)$$

Com o objetivo de validar o modelo médio, pode ser realizada uma simulação comparando o circuito comutado com o modelo apresentado anteriormente. Para a validação por simulação, tanto o circuito comutado como o modelo foram simulados até atingirem o regime permanente. No tempo  $t = 6$  ms foi alterado o ponto de operação, para assim verificar se o modelo corresponde ao circuito comutado.

A Figura 2.19 apresenta o resultado da simulação. Percebe-se que a corrente de saída do modelo de grandes sinais tem o mesmo comportamento do circuito comutado, assim validando o modelo obtido.



Figura 2.19 – Validação do modelo médio.



Fonte – Autor.

As equações (46), (48), (47) e (49) que descrevem os valores médios quase instantâneos das correntes, são equações não lineares, pois envolvem multiplicações de grandezas variantes no tempo. Boa parte das técnicas para análise de circuito, tais como transformada de Laplace e métodos no domínio da frequência são não usuais em sistemas não lineares. Dessa maneira, as equações serão linearizadas em um ponto de operação, para assim construir o modelo ca de pequenos sinais do conversor DAB-ISOP.

Para realizar a linearização, será assumido que os valores médios quase instantâneos são uma combinação dos valores CC no ponto de operação a ser linearizado, mais uma pequena parcela CA. De forma que, aplicando a linearização para a equação (46), pode-se escrever a equação (50).

$$I_{11med} + \tilde{i}_{11}(t) = \frac{T_s}{2N_s L_1} (V_2 + \tilde{v}_2(t))(D_1 + d_1(t))(1 - (D_1 + d_1(t))) \quad (50)$$

Aplicando a propriedade distributiva e separando os termos obtém-se a equação

51.

$$\begin{aligned}
\underbrace{i_{11med}}_{cc} + \underbrace{\tilde{i}_{11}(t)}_{1^a \text{ ordem ca}} &= \underbrace{\frac{T_s}{2N_s L_1} V_2 D_1 (1 - D_1)}_{cc} \\
&+ \underbrace{\frac{T_s}{2N_s L_1} (V_2 \tilde{d}_1(t)(1 - 2D_1) + \tilde{v}_2(t) D_1 (1 - D_1))}_{1^a \text{ ordem ca}} \\
&+ \underbrace{\frac{T_s}{2N_s L_1} (\tilde{v}_2(t) \tilde{d}_1(t) D_1 + \tilde{d}_1^2(t) (\tilde{v}_2(t) - V_2))}_{2^a \text{ ordem ca}}
\end{aligned} \tag{51}$$

Separando-se as equações em parte CC e parte CA, e desconsiderando as parcelas ca de segunda ordem, é possível escrever a equação (52), que descreve a corrente no ponto de operação, e a equação (53), que refere-se às variações de pequenos sinais da corrente. Repetindo o mesmo procedimento para as equações (47), (48) e (49) encontram-se as equações (54), (55) e (56) respectivamente.

$$i_{11med} = \frac{T_s}{2N_s L_1} V_2 D_1 (1 - D_1) \tag{52}$$

$$\tilde{i}_{11}(t) = \frac{T_s}{2N_s L_1} (V_2 \tilde{d}_1(t)(1 - 2D_1) + \tilde{v}_2(t) D_1 (1 - D_1)) \tag{53}$$

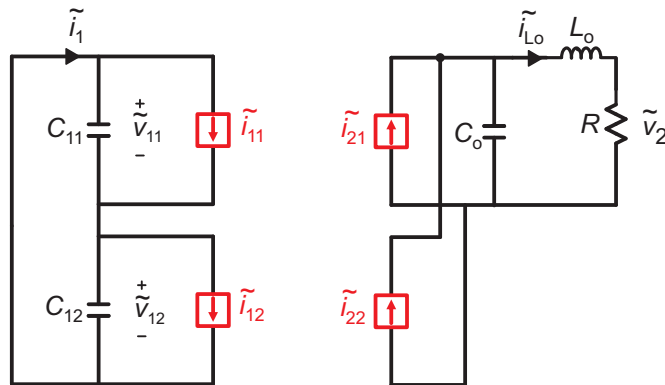
$$\tilde{i}_{12}(t) = \frac{T_s}{2N_s L_1} (V_{11} \tilde{d}_1(t)(1 - 2D_1) + \tilde{v}_{11}(t) D_1 (1 - D_1)) \tag{54}$$

$$\tilde{i}_{21}(t) = \frac{T_s}{2N_s L_1} (V_2 \tilde{d}_2(t)(1 - 2D_2) + \tilde{v}_2(t) D_2 (1 - D_2)) \tag{55}$$

$$\tilde{i}_{22}(t) = \frac{T_s}{2N_s L_1} (V_{11} \tilde{d}_2(t)(1 - 2D_2) + \tilde{v}_{11}(t) D_2 (1 - D_2)) \tag{56}$$

Nesse sentido, é possível representar o circuito de pequenos sinais para o conversor DAB-ISOP conforme Figura 2.20.

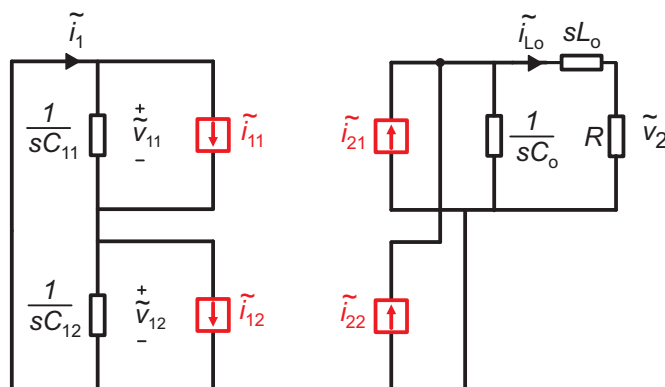
Figura 2.20 – Modelo médio de pequenos sinais do conversor DAB-ISOP.



Fonte – Autor.

O circuito CA de pequenos sinais pode ser solucionado utilizando técnicas convencionais de análise de circuitos lineares. Assim, é possível aplicar a transformada de Laplace e encontrar o circuito de pequenos sinais no domínio da frequência ilustrado na Figura 2.21

Figura 2.21 – Modelo médio de pequenos sinais no domínio da frequência.



Fonte – Autor.

Resolvendo o circuito da Figura 2.21, é possível encontrar a função de transferência da corrente de saída, equação (57), e as funções de transferência das tensões de entrada, equações (58) e (59), em função de  $d_1(s)$  e  $d_2(s)$

$$\tilde{i}_{L_o}(s) = \left( \frac{1}{s^2 L_o C_o + s R C_o + 1} \right) \frac{T_s V_{11} (1 - 2D)}{2 N_s L_o C_1} (\tilde{d}_1(s) + \tilde{d}_2(s)) \quad (57)$$

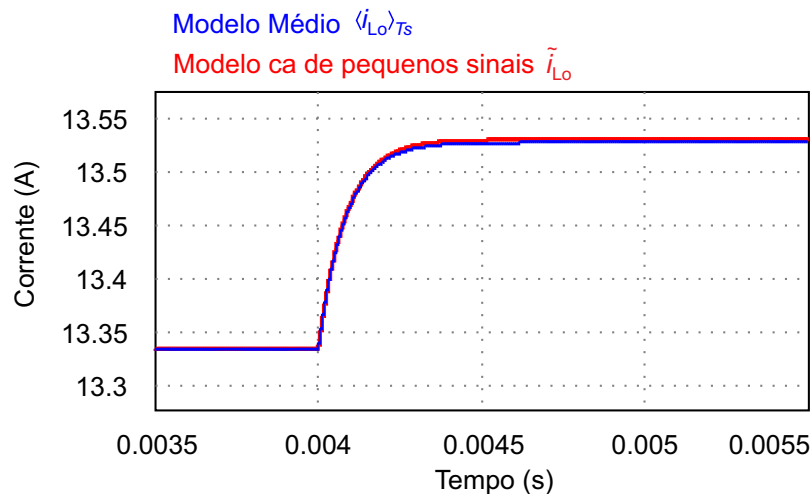
$$\tilde{v}_{11}(s) = \frac{1}{s} \frac{V_2 (1 - 2D)}{2 C_{in}} (\tilde{d}_2(s) - \tilde{d}_1(s)) \quad (58)$$

$$\tilde{v}_{12}(s) = \frac{1}{s} \frac{V_2(1-2D)}{2C_{in}} (\tilde{d}_1(s) - \tilde{d}_2(s)) \quad (59)$$

Com o objetivo de validar a função de transferência, realizou-se uma simulação comparando o modelo médio com a função de transferência da corrente, equação (57). Para a validação por simulação, o modelo médio foi simulado até atingir o regime. No tempo  $t = 6$  ms foi aplicada uma pequena variação em  $d_1$  e  $d_2$ .

A Figura 2.22 apresenta o resultado da simulação. Percebe-se que a função de transferência tem o mesmo comportamento do modelo médio, assim validando a função de transferência obtida.

Figura 2.22 – Validação do modelo médio de pequenos sinais do conversor DAB-ISOP conectado a uma carga resistiva.

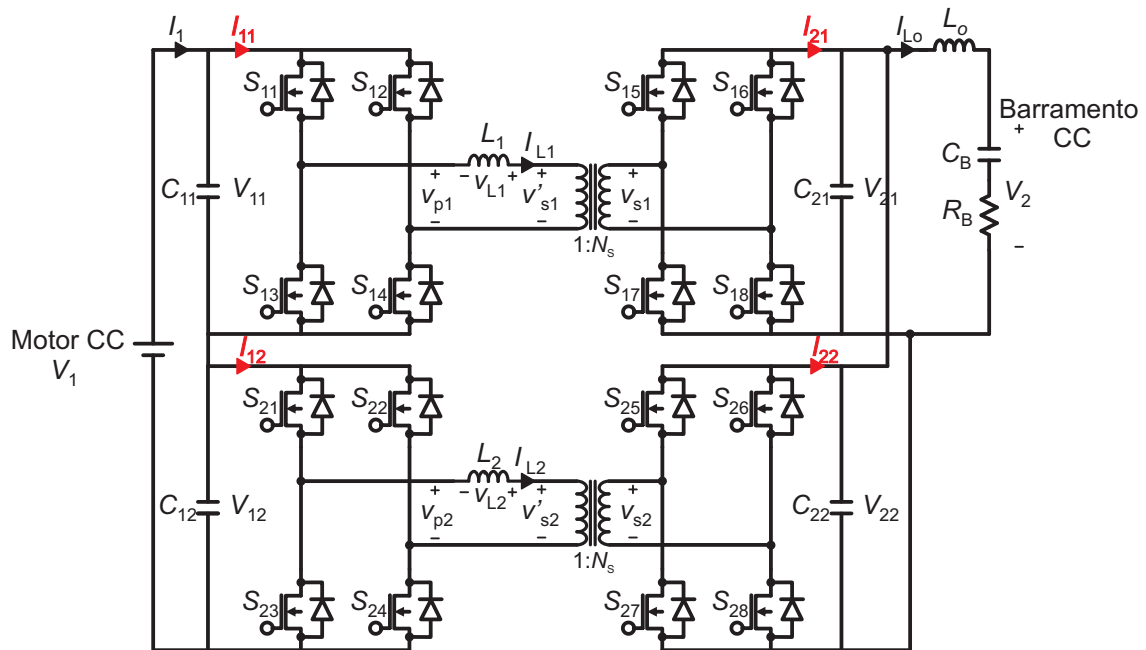


Fonte – (a) (DENG *et al.*, 2018), (b) (KAZUMA *et al.*, 2018), (c) (LIU *et al.*, 2018) e (d) (ZUMEL, P. *et al.*, 2016)

### 2.1.5 Modelagem do conversor DAB-ISOP conectado ao barramento CC

A Figura 2.23 ilustra o conversor DAB-ISOP conectado ao barramento CC. Nota-se que  $C_B$  é capacitância do barramento e  $R_B$  é resistência interna dos capacitores.

Figura 2.23 – Conversor DAB-ISOP conectado ao barramento CC.

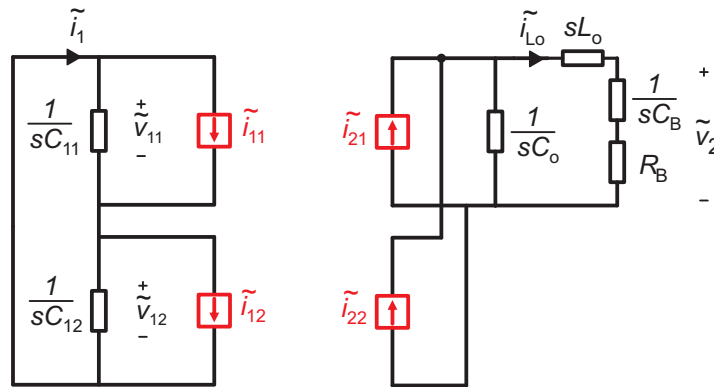


Fonte – Autor.

Os procedimentos necessários para a modelagem do conversor DAB-ISOP conectado ao barramento CC são semelhantes aos apresentados anteriormente para carga resistiva.

Os passos necessários para encontrar o modelo CA de pequenos sinais no domínio da frequência são exatamente os mesmos. No entanto, o modelo agora apresenta, na saída, as impedâncias correspondentes à capacitância e à resistência do barramento CC. A figura 2.24 apresenta o circuito CA de pequenos sinais para o conversor conectado ao barramento CC.

Figura 2.24 – Modelo médio de pequenos sinais para o conversor conectado ao barramento CC.



Fonte – Autor.

Resolvendo o circuito da Figura 2.24, é possível encontrar a função de transferência da corrente de saída, equação (60), e as funções de transferência das tensões de entrada, equações (61) e (62), em função de  $d_1(s)$  e  $d_2(s)$ . Nota-se que as funções de transferência para as tensões são as mesmas para o caso com carga resistiva na saída.

$$\tilde{I}_{Lo}(s) = \left( \frac{1}{s^2 L_o C_o + s R_B C_o + (C_o / C_B + 1)} \right) \frac{T_s V_{11} (1 - 2D)}{2 N_s L_o C_1} (\tilde{d}_1(s) + \tilde{d}_2(s)) \quad (60)$$

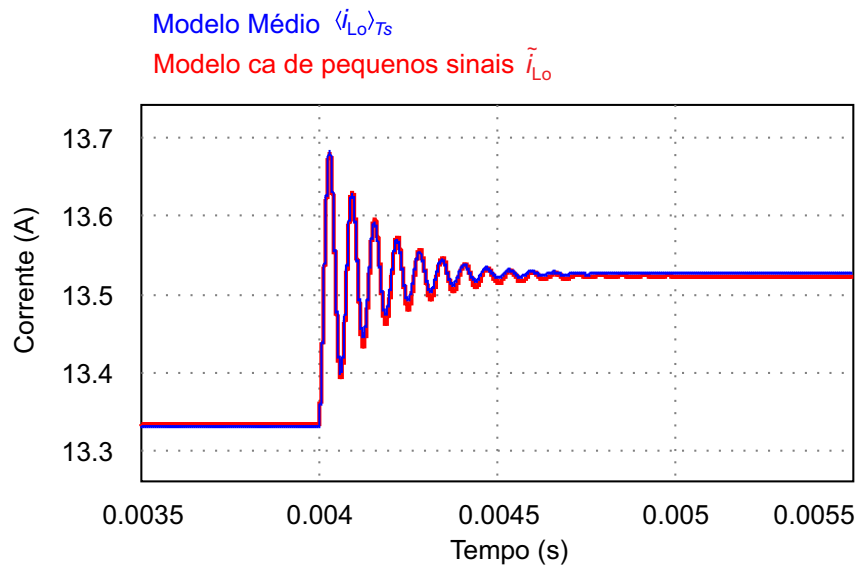
$$\tilde{V}_{11}(s) = \frac{1}{s} \frac{V_2 (1 - 2D)}{2 C_{in}} (\tilde{d}_2(s) - \tilde{d}_1(s)) \quad (61)$$

$$\tilde{V}_{12}(s) = \frac{1}{s} \frac{V_2 (1 - 2D)}{2 C_{in}} (\tilde{d}_1(s) - \tilde{d}_2(s)) \quad (62)$$

Para validar a função de transferência da equação (60), novamente optou-se por comparar por meio de simulação o comportamento do modelo médio com a função de transferência obtida.

A Figura 2.25 apresenta o resultado da simulação. Percebe-se que novamente a função de transferência tem o mesmo comportamento do modelo médio, assim validando a função de transferência obtida.

Figura 2.25 – Validação do modelo médio de pequenos sinais do conversor DAB-ISOP conectado ao barramento CC.

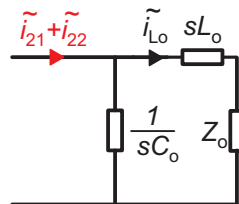


Fonte – (a) (DENG *et al.*, 2018), (b) (KAZUMA *et al.*, 2018), (c) (LIU *et al.*, 2018) e (d) (ZUMEL, P. *et al.*, 2016)

### 2.1.6 Filtro de saída

Pode-se representar o circuito de saída conforme apresentado na Figura 2.26.

Figura 2.26 – Circuito equivalente utilizado para projeto do indutor de saída.



Fonte – Autor.

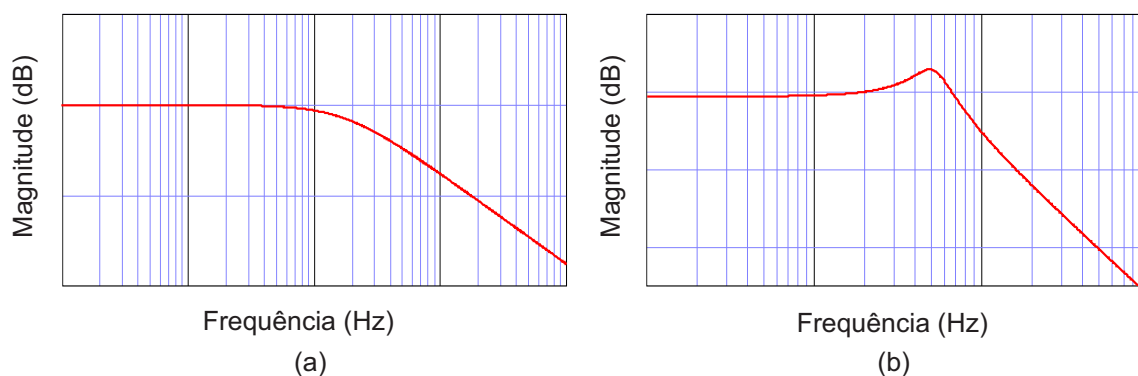
Analisando o circuito obtido, nota-se que ele é um filtro CL para a corrente. Onde  $C_o$ , corresponde à capacitância equivalente dos capacitores de saída de cada conversor DAB,  $L_o$  é a indutância do filtro de saída e  $Z_o$  é a impedância de saída.

Aplicando as leis de Kirchhoff no circuito da 2.26, encontra-se a equação (63), que define a função de transferência da corrente de saída pela soma das correntes  $i_{21}$  e  $i_{22}$ .

$$\frac{\tilde{i}_{Lo}}{\tilde{i}_{21} + \tilde{i}_{22}} = \frac{1}{s^2 L_o C_o + s Z_o C_o + 1} \quad (63)$$

A Figura 2.27 apresenta o diagrama de Bode genérico da função de transferência anterior para impedância de saída puramente resistiva (Figura 2.27 (a)) e para impedância de saída predominante capacitiva (Figura 2.27 (b)). Nota-se que de fato o filtro é um passa baixa para os dois casos.

Figura 2.27 – Diagrama de Bode da corrente de saída para impedância de saída resistiva (a) e para impedância de saída predominante capacitiva (b).



Fonte – Autor.

O dimensionamento dos parâmetros do filtro será abordado no Capítulo 3.

## 2.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A estratégia de controle consiste em controlar a corrente de saída para gerenciar a potência regenerada dos motores de tração. Também será controlada uma das tensões de entrada para garantir o equilíbrio de potência entre os conversores DAB1 e DAB2. A estratégia de controle é a mesma para o caso com carga resistiva na saída e para o caso com a saída conectada ao barramento CC.

Avaliando as funções de transferências obtidas anteriormente, existe um acoplamento entre as funções de tensão e corrente. Nota-se que  $\tilde{d}_1$  e  $\tilde{d}_2$  influenciam em todas as variáveis controladas ( $\tilde{i}_{L0}$ ,  $\tilde{v}_{11}$  e  $\tilde{v}_{12}$ ), assim o conversor DAB-ISOP é um sistema de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO, *multiple input-multiple output*).

Dessa forma, não é possível aplicar os métodos clássicos de controle. Entretanto, conforme apresentado em (RUAN *et al.*, 2009), é possível manipular o sistema de modo a obter um sistema com uma única entrada e uma única saída (SISO, *single input, single output*).

Rescrevendo as equações (57) e (59) para o caso com carga resistiva, ou as equações (60) e (62) para o caso conectado ao barramento CC na forma matricial,



encontra-se a equação (64).

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_{12} \\ \tilde{i}_{Lo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(s) & -A(s) \\ B(s) & B(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d}_1(s) \\ \tilde{d}_2(s) \end{bmatrix} = [H(s)] \begin{bmatrix} \tilde{d}_1(s) \\ \tilde{d}_2(s) \end{bmatrix} \quad (64)$$

Sendo  $A(s)$  a função de transferência da tensão  $\tilde{v}_{12}$  e  $B(s)$  a função de transferência da corrente  $\tilde{i}_{Lo}$ .

Caso a matriz  $H(s)$  da equação (64) contivesse termos apenas na diagonal, cada variável controlada seria dependente apenas de um sinal de controle. A estratégia apresentada em (RUAN *et al.*, 2009) consiste em desacoplar a matriz  $H(s)$  por meio do produto de duas matrizes conforme apresentado pela equação (65).

$$H(s) = M_D(s)Y(s) \quad (65)$$

A matriz  $M_D(s)$  deve apresentar apenas elementos na sua diagonal e  $Y(s)$  é chamada de matriz de transformação. A equação (66) apresenta a  $M_D(s)$  proposta.

$$M_D(s) = \begin{bmatrix} 2A(s) & 0 \\ 0 & 2B(s) \end{bmatrix} \quad (66)$$

Substituindo a equação (66) em (65) encontra-se a equação (67).

$$H(s) = \begin{bmatrix} 2A(s) & 0 \\ 0 & 2B(s) \end{bmatrix} Y(s) \quad (67)$$

Agora, substituindo a equação (67) em (64) encontra-se a equação (68).

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_{12} \\ \tilde{i}_{Lo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2A(s) & 0 \\ 0 & 2B(s) \end{bmatrix} Y(s) \begin{bmatrix} \tilde{d}_1(s) \\ \tilde{d}_2(s) \end{bmatrix} \quad (68)$$

Definindo novas variáveis de controle,  $\tilde{x}_1$  e  $\tilde{x}_2$ , conforme apresentado na equação (69). Pode-se, então, reescrever a equação (68) utilizando a equação (69) conforme apresentado pela equação (70). Nota-se que agora as variáveis controladas estão desacopladas, sendo dependentes apenas de uma variável de controle.

$$Y(s) \begin{bmatrix} \tilde{d}_1(s) \\ \tilde{d}_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_1(s) \\ \tilde{x}_2(s) \end{bmatrix} \quad (69)$$

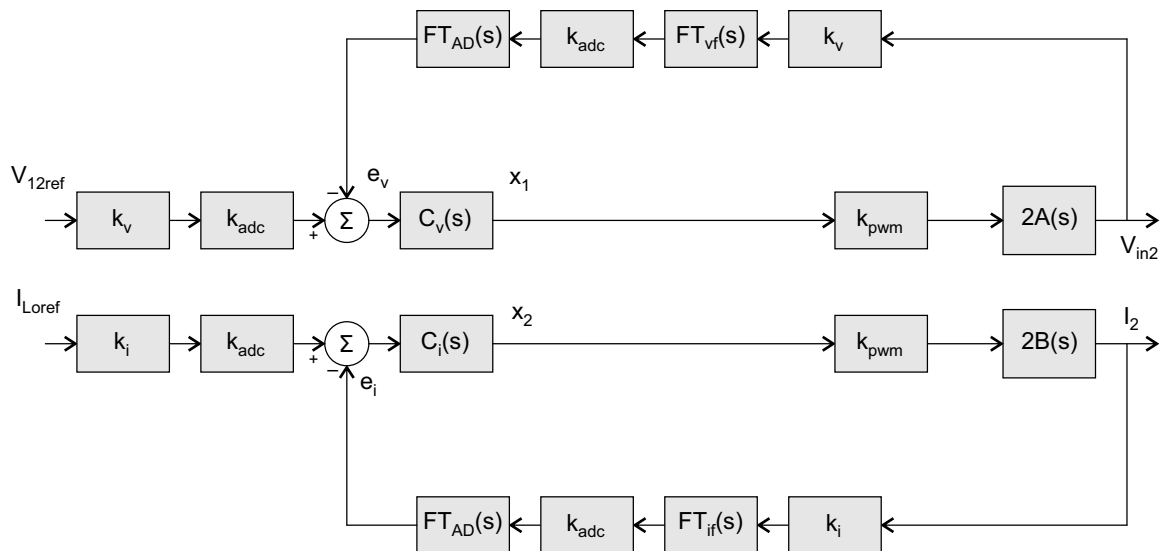
$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_{12} \\ \tilde{i}_{Lo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2A(s) & 0 \\ 0 & 2B(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1(s) \\ \tilde{x}_2(s) \end{bmatrix} \quad (70)$$

Por conseguinte, é possível projetar os controladores de tensão e corrente independente. A Figura 2.28 apresenta a malha de controle utilizada para o projeto dos controladores, nota-se que ela é independente.

A Figura 2.28 também apresenta os ganhos e os filtros considerados na implementação do controle. Sendo  $k_v$ , o ganho do sensor de tensão;  $k_i$ , o ganho do

sensor de corrente;  $k_{adc}$ , o ganho do conversor analógico digital;  $k_{pwm}$ , o ganho do modulador PWM;  $FT_{if}(s)$ , a função de transferência do filtro de medição da corrente;  $FT_{vf}(s)$ , a função de transferência do filtro de medição da tensão e  $FT_{AD}(s)$ , a função de transferência do atraso do conversor AD.

Figura 2.28 – Diagrama de blocos equivalentes para projeto dos controladores.



Fonte – Autor.

No entanto, para a aplicação prática, ainda é necessário encontrar a matriz de transformação  $Y(s)$ , visto que é por meio da sua inversa que serão definidos os valores de  $\tilde{d}_1$  e  $\tilde{d}_2$ .

Assim, a matriz de transformação pode ser encontrada isolando-a na equação (67), logo encontra-se a equação (71).

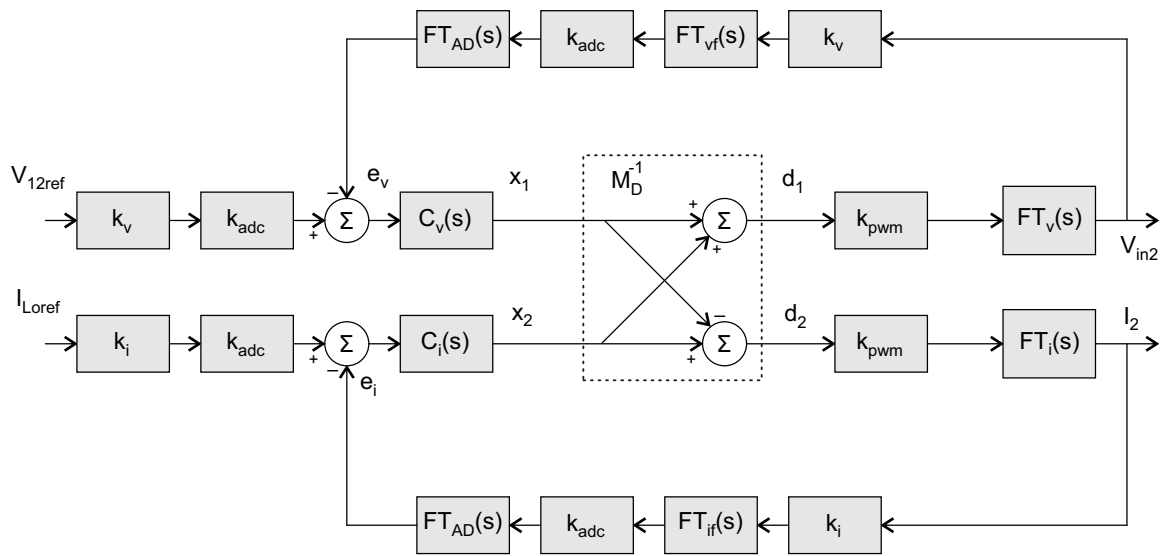
$$Y(s) = M_D(s)^{-1} H(s) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (71)$$

Portanto, as variáveis de controle  $\tilde{d}_1$  e  $\tilde{d}_2$  podem ser encontradas fazendo uso da inversa da matriz de transformação como apresentado na equação (72).

$$\begin{bmatrix} \tilde{d}_1 \\ \tilde{d}_2 \end{bmatrix} = Y(s)^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} \quad (72)$$

O diagrama de blocos da implementação real está representado na Figura 2.29, onde nota-se que de  $\tilde{d}_1$  e  $\tilde{d}_2$  são facilmente obtidos a partir dos valores de  $\tilde{x}_1$  e  $\tilde{x}_2$ .

Figura 2.29 – Diagrama de blocos da implementação real.



Fonte – Autor.

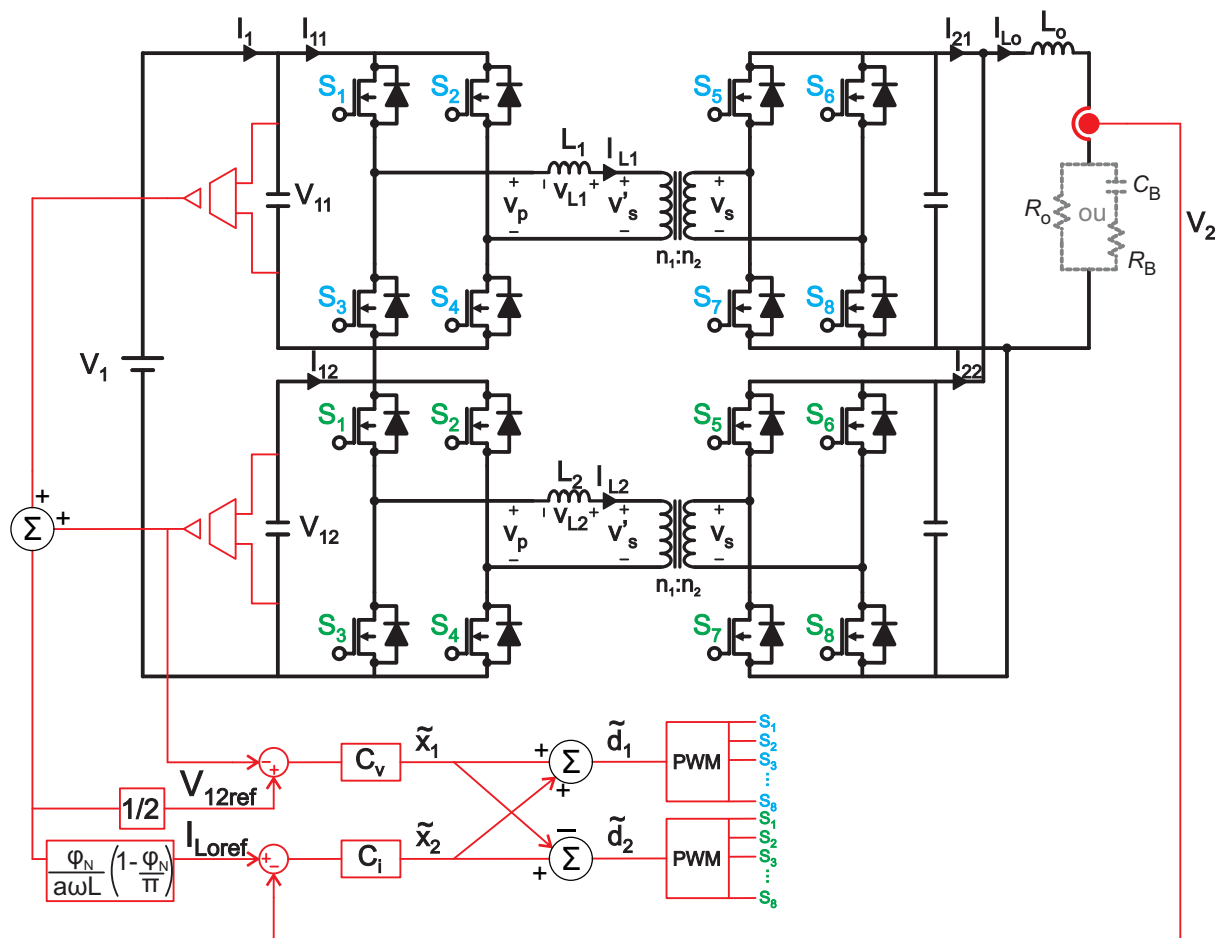
O valor de referência de tensão é gerado a partir da medição das tensões de entrada dos conversores DAB1 e DAB2. Como o objetivo da malha de tensão é manter o equilíbrio entre as tensões  $V_{11}$  e  $V_{12}$ , ambas as tensões são somadas e divididas por dois. Assim o valor de referência será sempre a metade da tensão de entrada  $V_1$ .

O valor da referência de corrente também é gerado a partir dos valores medidos das tensões  $V_{11}$  e  $V_{12}$ . Nesse caso, os valores são somados e utilizando a equação (18), aqui repetida na equação (73), e considerando o ângulo de defasagem nominal é calculada a corrente de referência da saída do conversor DAB-ISOP.

$$I_{Loref} = \frac{V_{11} + V_{12}}{\omega_s N_s L_1(\phi_N)} \phi_N \left( 1 - \frac{\phi_N}{\pi} \right) \quad (73)$$

A Figura 2.30 ilustra como será implementada a estratégia de controle no circuito.

Figura 2.30 – Implementação da estratégia de controle.



Fonte – Autor

### 2.2.1 Resultados de simulação com carga resistiva na saída.

O projeto do controlador será realizado utilizando-se o método de análise em frequência. Na seção 3.2 serão apresentados mais detalhes do projeto.

Escolheu-se o controlador proporcional integral para o projeto do controle de corrente e tensão. Essa escolha se justifica, uma vez que se deseja erro nulo a degrau (integrador), rastreamento de referência e rejeição de ruído (ganho proporcional).

Com o objetivo de avaliar o comportamento dinâmico do controle, optou-se por realizar uma simulação com o modelo médio do conversor apresentado na Figura 2.20. O comportamento do motor CC durante a regeneração será emulado por uma rampa de tensão na entrada. Após a aplicação da rampa, a tensão de entrada é mantida constante em 400V e aplicada uma variação de carga de 20% ao degrau e depois retornando para o valor inicial.

Os parâmetros do circuito de simulação estão resumidos na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Parâmetros utilizados na simulação.

$f_s$	15 kHz	Frequência de comutação
$C_{11} = C_{12} = C_{21} = C_{22}$	1020 $\mu F$	Capacitâncias
$L_1 = L_2$	62,5 $\mu H$	Indutância dos conversores
$L_o$	54 $\mu H$	Indutância de saída
$R_o$	45 $\Omega$	Resistência de Carga
$N_s$	3	Relação de espiras
$\phi_N$	45°	Ângulo de defasagem

Fonte – Autor.

Os requisitos de controle considerados para o projeto dos controladores estão descritos na 2.2.

Tabela 2.2 – Requisitos de controle para o conversor com carga resistiva na saída.

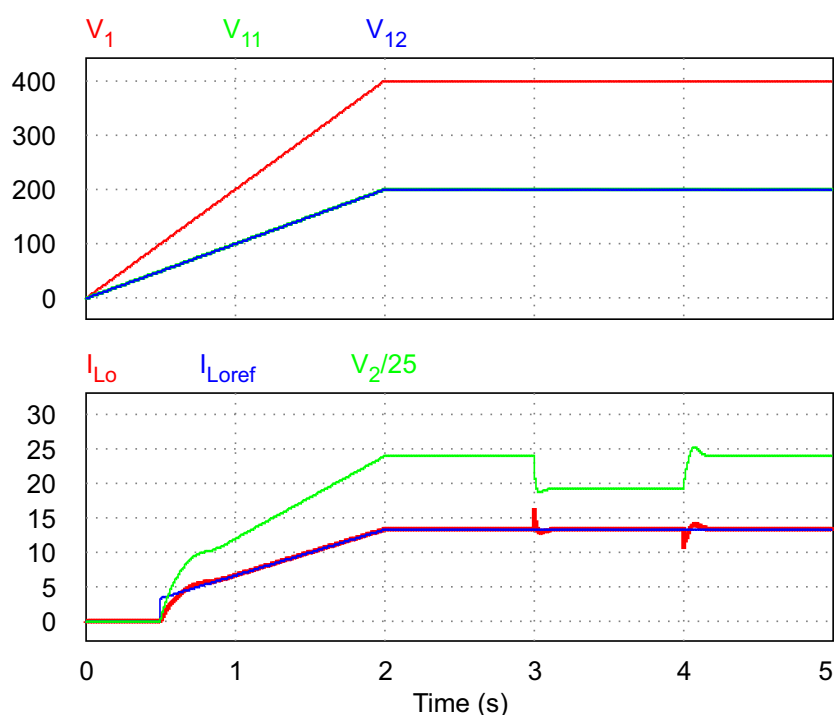
$f_{ci}$	3 Hz	Frequência de corte do controlador de corrente
$M_{\phi i}$	70°	Margem de fase do controlador de corrente
$f_{cv}$	15 kHz	Frequência de corte do controlador de tensão
$M_{\phi v}$	70°	Margem de fase do controlador de tensão

Fonte – Autor.

Os ganhos e as frequências de cruzamento por zero dos controladores obtidos para os requisitos anteriormente citados foram  $k_{ci} = 2,59$  e  $w_{zi} = 25,34$  rad/s para o controlador de corrente, e  $k_{cv} = 0,25$  e  $w_{zv} = 33,17$  rad/s para o controlador de tensão.

Os resultados obtidos, conforme Figura 2.31, validam a estratégia de controle.

Figura 2.31 – Resultados de simulação da estratégia de controle com carga resistiva na saída.



Fonte – Autor

Ao analisar os resultados de simulação, permite-se verificar que no momento  $t = 0,5$  s, quando a tensão de entrada é igual a 100 V, inicia-se a regeneração. Nesse momento, a referência de corrente aumenta instantaneamente e a corrente de saída segue a referência com a dinâmica imposta pelo controle.

A partir do momento em que a tensão de entrada estabiliza em 400 V, são aplicados os degraus de carga. Primeiramente, em  $t = 3$  s, a carga é reduzida em 20 % a variação na corrente foi comportada apresentando um sobressinal de 15 %. O mesmo acontece no tempo  $t = 4$  s, quando a carga voltou para seu valor inicial.

Nota-se também, que durante toda a simulação, o controle de tensões garantiu o equilíbrio entre as tensões  $V_{11}$  e  $V_{12}$ .

### 2.2.2 Resultados de simulação conectado ao barramento CC

Para a simulação do conversor conectado ao barramento CC, também utilizou-se o seu modelo médio e controladores PI. Novamente, para emular o comportamento do motor CC durante a regeneração, será aplicada uma rampa de tensão até 400 V. Entretanto, após a tensão estabilizar em 400 V, serão aplicadas novas variações na tensão de entrada para verificar o comportamento da corrente.

Durante as simulações, considerou-se o barramento CC como uma fonte de

tensão de 600 V. Os parâmetros do circuito de simulação são os mesmos do caso anterior com carga resistiva na saída apresentados na Tabela 2.1.

Os requisitos de controle considerados para o projeto dos controladores estão descritos na 2.3.

Tabela 2.3 – Requisitos de controle para o conversor conectado ao barramento CC.

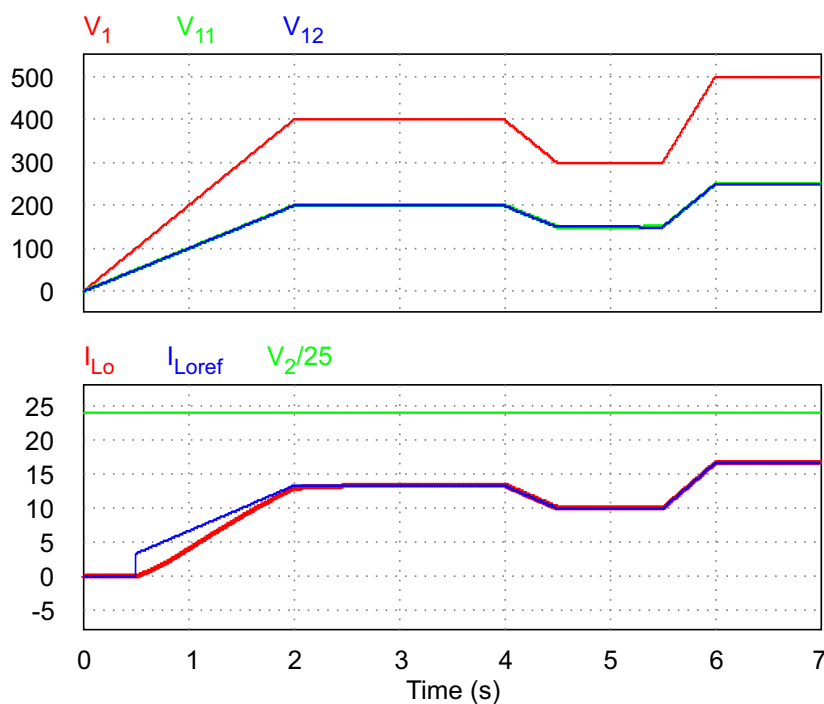
$f_{ci}$	0,15 Hz	Frequência de corte do controlador de corrente
$M_{\phi i}$	90°	Margem de fase do controlador de corrente
$f_{cv}$	15 kHz	Frequência de corte do controlador de tensão
$M_{\phi v}$	70°	Margem de fase do controlador de tensão

Fonte – Autor.

Os ganhos e as frequências do zero dos controladores obtidos para os requisitos da Tabela 2.3 foram  $k_{ci} = 0,00028$  e  $w_{zi} = 7918 \text{ rad/s}$  para o controlador de corrente, e  $k_{cv} = 0,25$  e  $w_{zv} = 33,17 \text{ rad/s}$  para o controlador de tensão.

A Figura 2.32 apresenta os resultados obtidos na simulação. Nota-se que, durante toda a simulação, as tensões de entrada se mantiveram equilibradas e a corrente seguiu a referência de maneira satisfatória.

Figura 2.32 – Resultados de simulação da estratégia de controle com o conversor conectado ao barramento CC.



Fonte – Autor


### 3 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR DAB-ISOP E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo apresenta o projeto e dimensionamento do circuito de potência do conversor DAB-ISOP. Também apresenta o dimensionamento dos circuitos de condicionamento, o projeto dos controladores e os resultados experimentais.

#### 3.1 DIMENSIONAMENTO DE POTÊNCIA E PROJETO DOS CONTROLADORES

Durante a regeneração, devido à associação em série de cada par de motores, a tensão pode chegar 1260 V na entrada dos conversores. Todavia, em razão da disponibilidade no laboratório, utilizou-se apenas um motor CC com tensão máxima de 400 V. A Tabela 3.1 apresenta as especificações do motor CC utilizado para emular o motor de tração da locomotiva.

Tabela 3.1 – Especificações elétricas do motor CC usado para emular o motor de tração da locomotiva.


	Potência	7,5 kW(10 cv)
	Tensão da Armadura	0–400 V
	Corrente da Armadura	21 A
	Rotação	1800 rpm
	Tensão do Campo	200 V
	Corrente Nominal do Campo	1 A

Fonte – Autor.

Para que o motor CC opere como gerador, é necessário impor um torque no seu eixo. No caso real, a inércia da locomotiva faz esse papel. Para os testes em bancada, optou-se por acoplar um motor de indução acionado por um inversor de frequência comercial ao eixo do motor CC. A Tabela 3.2 apresenta as especificações do motor de indução utilizado.



Tabela 3.2 – Especificações elétricas do motor de indução usado para emular a inércia da locomotiva.

	Potência	18,5 kW(25 cv)
	Tensão	220/380 V
	Frequência	60 Hz
	Rotação	1770 rpm
	Rendimento	97,8 %
	Fator de Potência	0,81

Fonte – Autor.

Baseando-se nas especificações do motor CC e considerando-se que o barramento CC seja de 600V, podem-se definir as principais especificações do conversor DAB-ISOP. A Tabela 3.3 apresenta as especificações de projeto do conversor.

Observa-se a escolha por definir o ângulo de defasagem nominal em  $45^\circ$ , pois, como apresentado na Figuras 2.13 e 2.14, o conversor opera com bom rendimento e tem uma boa faixa de operação com comutação ZVS. Também é possível ver na Tabela 3.3, que para evitar a perda de ZVS em baixas tensões a mínima tensão de entrada é definida em 100 V.

Tabela 3.3 – Especificações de projeto do conversor DAB-ISOP.

$V_1$	100–400 V	Tensão de entrada
$V_{11} = V_{12}$	50–200 V	Tensão de entrada de cada conversor DAB
$V_2$	600 V	Tensão de saída
$P_o$	8 kW	Potência nominal de saída
$f_s$	15 kHz	Frequência de comutação
$f_s$	15 kHz	Frequência de comutação
$\phi_N$	$45^\circ$	Ângulo de defasagem nominal

Fonte – Autor.

A partir das especificações anteriores, é possível determinar a relação de espiras do transformador dos conversores DAB1 e DAB2. Considerando que o conversor irá operar a maior parte do tempo na condição nominal, sendo o valor da tensão do motor CC 400 V e o valor da tensão do barramento 600 V, a relação de espiras pode ser calculada pela equação 74.

$$N_s = \frac{V_2}{V_1/2} = \frac{600}{200} = 3 \quad (74)$$

A indutância dos indutores  $L_1$  e  $L_2$  pode ser determinada isolando-a na equação 29. Assim, pode-se escrever a equação (75) para o cálculo da indutância.

$$L_1 = L_2 = \frac{V_{11} V_2}{\omega_s N_S P_o / 2} \phi_N \left( 1 - \frac{\phi_N}{\pi} \right) = 62,5 \mu H \quad (75)$$

Uma vez determinada a indutância, podem-se calcular os valores das correntes do conversor. A Tabela 3.4 apresenta uma comparação entre os valores calculados por meio das equações apresentadas no capítulo 2 e os valores obtidos por simulação numérica do conversor operando em malha fechada.

Tabela 3.4 – Comparação entre os esforços de corrente calculados e simulados para o conversor DAB-ISOP.


	Resultados Teóricos [A]	Resultados de Simulação [A]	Erro em Porcentagem [%]
$I_M$	26,66	27,75	3,90
$I_m$	-26,66	-27,05	1,44
$I_{L1ef} = I_{L2ef}$	24,34	24,39	0,20
$I_{11med} = I_{12med}$	20,00	20,89	4,26
$I_{11ef} = I_{12ef}$	24,34	24,39	0,20
$I_{21med} + I_{22med}$	13,33	13,32	-0,07
$I_{21ef} + I_{22ef}$	16,22	16,25	0,18
$I_{S11med} = I_{S12med} = I_{S13med} = I_{S14med}$ $I_{S21med} = I_{S22med} = I_{S23med} = I_{S24med}$	10,00	10,46	4,39
$I_{S11ef} = I_{S12ef} = I_{S13ef} = I_{S14ef}$ $I_{S21ef} = I_{S22ef} = I_{S23ef} = I_{S24ef}$	17,21	17,25	0,23
$I_{S15med} = I_{S16med} = I_{S17med} = I_{S18med}$ $I_{S25med} = I_{S26med} = I_{S27med} = I_{S28med}$	3,33	3,27	-1,83
$I_{S15ef} = I_{S16ef} = I_{S17ef} = I_{S18ef}$ $I_{S25ef} = I_{S26ef} = I_{S27ef} = I_{S28ef}$	5,73	5,75	0,34
$P_o$	8000	7980	-0,25
$\phi_1$	45,00	43,20	-4,16
$\phi_2$	45,00	43,13	-4,33

Fonte – Autor.

Após a determinação dos valores das correntes nos semicondutores, pode-se fazer o dimensionamento destes. Avaliando as etapas de operação do conversor, pode-se dizer que a queda de tensão máxima nos interruptores do primário é a tensão de entrada de cada conversor DAB, e para os interruptores conectados ao secundário é a tensão de saída.

Conseqüentemente, optou-se por utilizar o módulo de potência SPCIM 450-60-20 da Supplier, cujas principais características são descritas na Tabela 3.5. O módulo escolhido é uma ponte ativa composta por dois braços, sendo assim necessários quatro módulos para o conversor DAB-ISOP.

Tabela 3.5 – Especificações da ponte ativa selecionada para o conversor CC-CC isolado. Modelo SPCIM 450-60-20 da Supplier.

	Tensão do Barramento CC	600 V
	Tensão de saída	0–380 V
	Frequência de comutação	20 kHz
	Corrente máxima na saída	30 A
	Potência de saída	4500 VA
	Capacitância do barramento CC	1020 $\mu F$
	Módulo IGBT - 2MBI100VA-120-50	1200 V/100 A

Fonte – Autor.

### 3.1.1 Definição da indutância e capacitância do filtro de saída

Conforme apresentado na seção 2.1.6, o filtro de saída tem a função de atenuar ondulações na corrente e converter a saída do conversor de fonte de tensão para fonte de corrente.

Optou-se por utilizar os capacitores do módulo de potência anteriormente escolhidos para os do filtro. Dessa maneira, resta apenas definir o valor da indutância.

Como requisito de projeto, definiu-se que a indutância deve ser tal que o filtro atenua a corrente de saída em 20 dB. Como a soma das correntes apresenta componente fundamental em 3 kHz e o filtro é de segunda ordem, com decaimento de 40 dB por década, definiu-se a frequência de corte do filtro em  $\omega_f = 1$  kHz.

A partir da função de transferência do filtro, equação (63), vê-se que a frequência angular de corte dele é dada pela equação (76).

$$\omega_f = \sqrt{\frac{1}{C_o L_o}} \quad (76)$$

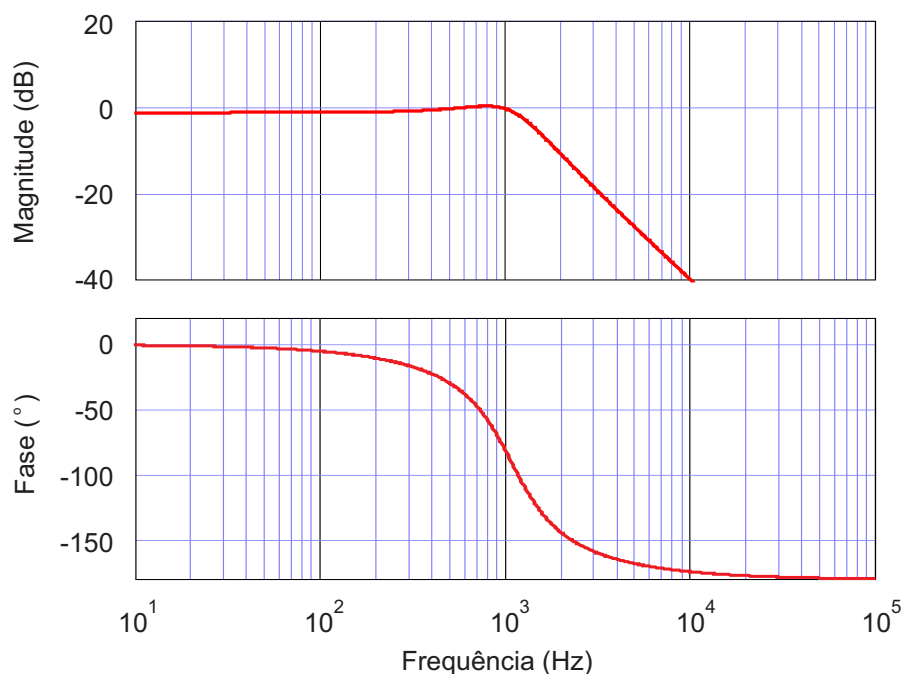
Isolando o  $L_o$  na equação (76) e escrevendo a frequência de corte em hertz, obtém-se a equação 77 para o cálculo da indutância de saída.

$$L_o = \frac{1}{C_o (2\pi f_f)^2} \quad (77)$$

Substituindo-se os valores, encontra-se  $L_o = 12,42 \mu H$ . Considerando que o barramento CC tenha uma capacitância de 14 mF e uma resistência série de 80 m $\Omega$ , a Figura 3.1 ilustra o diagrama de bode do filtro para o caso em que o conversor é conectado ao barramento CC. Os valores da capacitância e da resistência série

foram obtidos da folha de dados dos conversores utilizados na microrrede conforme apresentado em (MORAES, 2020).

Figura 3.1 – Diagrama de Bode do filtro de saída.

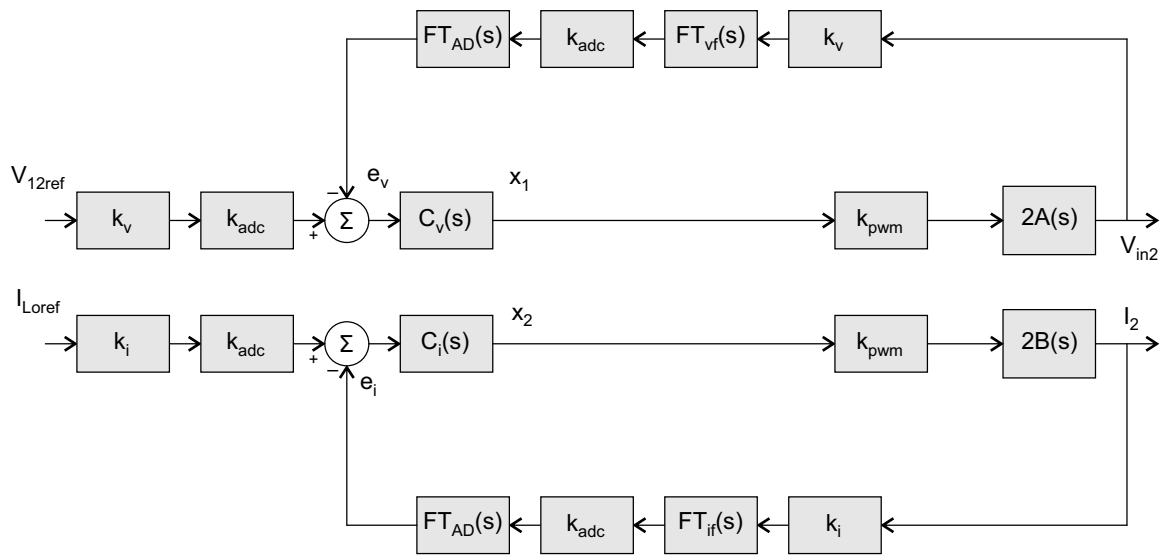


Fonte – Autor.

## 3.2 PROJETO DOS CONTROLADORES

Os projetos dos controladores das malhas de corrente e tensão serão realizados utilizando o método de análise em frequência e seguirão os procedimentos de projeto apresentados por (COELHO, 2013). Os diagramas de bloco das malhas de controle da Figura 2.28 são aqui repetidos na Figura 3.2, de modo a facilitar a leitura.

Figura 3.2 – Diagrama de blocos equivalente para projeto dos controladores.



Fonte – Autor.

Primeiramente, serão apresentados os projetos para os controladores com a saída do conversor conectada a uma carga resistiva. Posteriormente, os estudos serão estendidos para o conversor conectado ao barramento CC.

### 3.2.1 Projeto dos controladores para o conversor conectado a carga resistiva

#### 3.2.1.1 Projeto do controlador de corrente

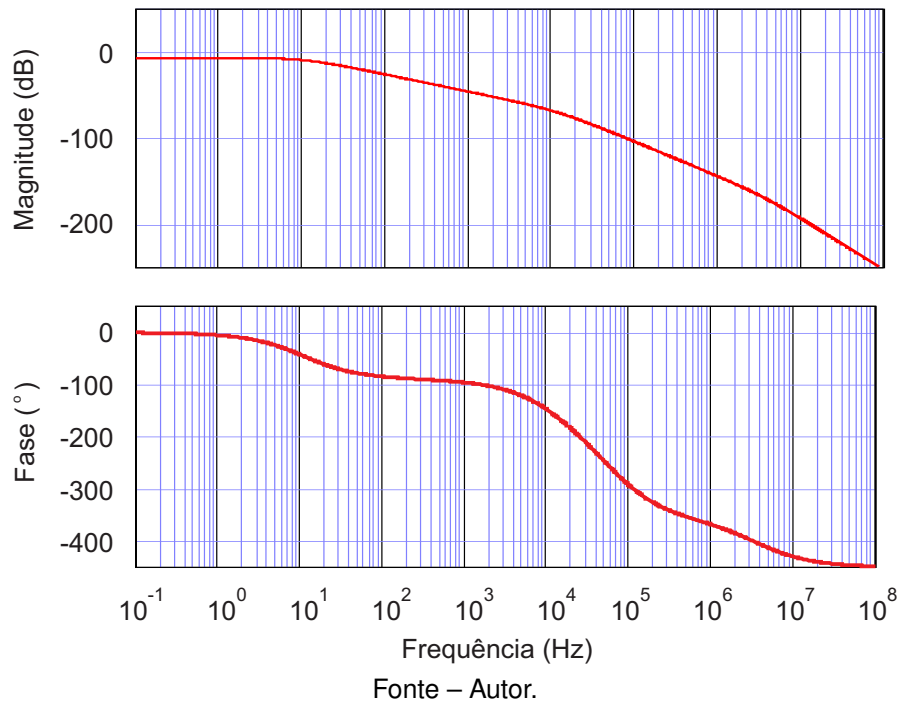
Por meio da análise do diagrama de blocos da Figura 3.2, é possível obter a função de transferência de laço aberto não controlada para a corrente, conforme apresentado na equação (78). A Figura 3.3 apresenta o seu diagrama de bode.

$$FTLA_{INC}(s) = k_{pwm}k_i k_{adc} FT_{if}(s) FT_{AD}(s) 2B(s) \quad (78)$$

Nota-se, na Figura 3.3, que a  $FTLA_{INC}(s)$  não apresenta polos na origem, dessa forma um simples controlador com ação integral já seria o suficiente para garantir erro nulo à uma entrada em degrau. No entanto, também foi adicionada uma característica proporcional ao controlador para rejeição a ruído. Por isso, optou-se pela utilização de um controlador proporcional-integral (PI) descrito pela equação (79).

$$C_i(s) = \frac{k_{Ci}(s + \omega_{zi})}{s} \quad (79)$$

Uma vez definido o controlador, é possível definir a função de transferência de

Figura 3.3 – Diagrama de bode da  $FTLA_{INC}(s)$ .

laço aberto compensada ( $FTLA_{IC}(s)$ ) dada pela equação (80).

$$FTLA_{IC}(s) = C_i(s)FTLA_{INC}(s) \quad (80)$$

Dessa forma, fazendo uso da condição de pertinência de módulo dada pela equação (81), do conceito de margem de fase dada pela equação (82) e considerando regime permanente senoidal ( $s = j\omega$ ), obtêm-se as equações (83) e (84), que definem o ganho  $k_{ci}$  e a frequência  $\omega_{ci}$  do controlador.

$$|FTLA_{IC}(\omega)| \Big|_{\omega=\omega_{ci}} = 1 \quad (81)$$

$$M_{\phi i} = 180^\circ + \angle FTLA_{IC}(\omega) \Big|_{\omega=\omega_{ci}} \quad (82)$$

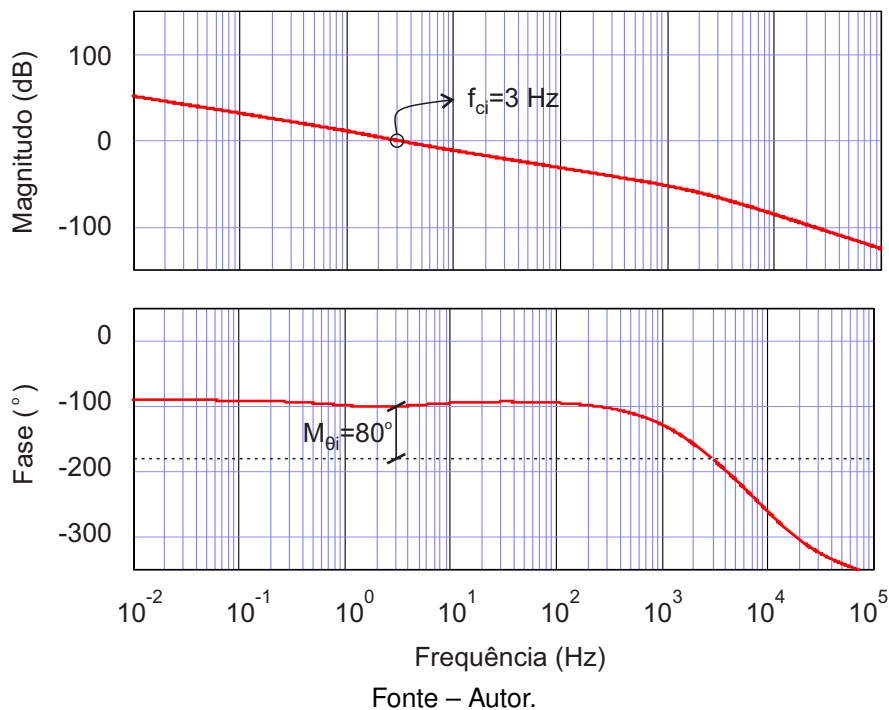
$$k_{ci} = \frac{\omega_{ci}}{|FTLA_{INC}(\omega_{ci})| \sqrt{\omega_{ci}^2 + \omega_z^2}} \quad (83)$$

$$\omega_{zi} = \frac{\omega_{ci}}{\tan[M_{\phi i} - \frac{\phi_i}{2} - \angle FTLA_{INC}(\omega_{ci})]} \quad (84)$$

Considerando-se os seguintes requisitos do controle de corrente,  $M_{\phi i} = 80^\circ$  e  $f_{ci} = 3 \text{ Hz}$ , o ganho e a frequência do zero do controlador obtidos pelas equações (83) e (84) foram  $k_{ci} = 3,2$  e  $\omega_{zi} = 15,72 \text{ rad/s}$ .

A Figura 3.4 representa o diagrama de bode da  $FTLA_{IC}(s)$ , nota-se por ela que tanto a frequência de corte como a margem de fase satisfazem os requisitos de controle.

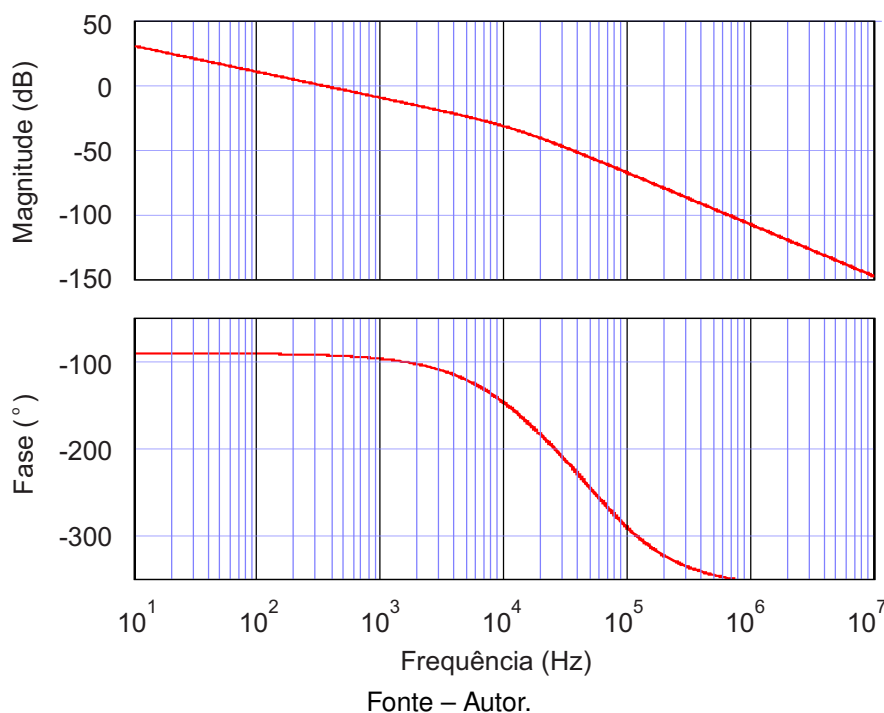
Figura 3.4 – Diagrama de bode da  $FTLA_{IC}(s)$



### 3.2.1.2 Projeto do controlador de tensão

O projeto do controlador de tensão também será realizado baseando-se nos conceitos de resposta em frequência. A partir da Figura 3.2, obtém-se a função de transferência de laço aberto não controlada para a tensão ( $FTLA_{VNC}(s)$ ), equação 85. A Figura 3.5 ilustra o diagrama de bode da  $FTLA_{VNC}(s)$ .

$$FTLA_{VNC}(s) = k_{pwm}k_vk_{adc}FT_{vf}(s)FT_{AD}(s)2A(s) \tag{85}$$

Figura 3.5 – Diagrama de bode da  $FTLA_{VNC}(s)$ .

Escolheu-se também para o projeto do controle de tensão o controlador PI. Essa escolha pode ser justificada, uma vez que se deseja erro nulo ao degrau (integrador), rastreamento de referência e rejeição de ruído (ganho proporcional).

A função de transferência do controlador PI é dada pela equação (86).

$$C_V(s) = \frac{k_{cv}(s + \omega_{zv})}{s} \quad (86)$$

Uma vez definido o controlador, pode-se então, por meio da equação (85), definir a função de transferência de laço aberto de tensão compensada ( $FTLA_{VC}(s)$ ) dada pela equação 87.

$$FTLA_{VC}(s) = C_V(s)FTLA_{VNC}(s) \quad (87)$$

Assim como para o controlador de corrente, os parâmetros do controlador de tensão podem ser obtidos fazendo uso da condição de pertinência de módulo, aqui dada pela equação (88), do conceito de margem de fase, aqui definida pela equação (89) e considerando regime permanente senoidal ( $s = j\omega$ ).

$$|FTLA_{VC}(\omega)| \Big|_{\omega=\omega_{cv}} = 1 \quad (88)$$

$$M_{\phi V} = 180^\circ + \angle FTLA_{VC}(\omega) \Big|_{\omega=\omega_{cv}} \quad (89)$$



Consequentemente, é possível definir as equações (90) e (91), que representam os parâmetros do controlador PI adotado para o controle de tensão de saída.

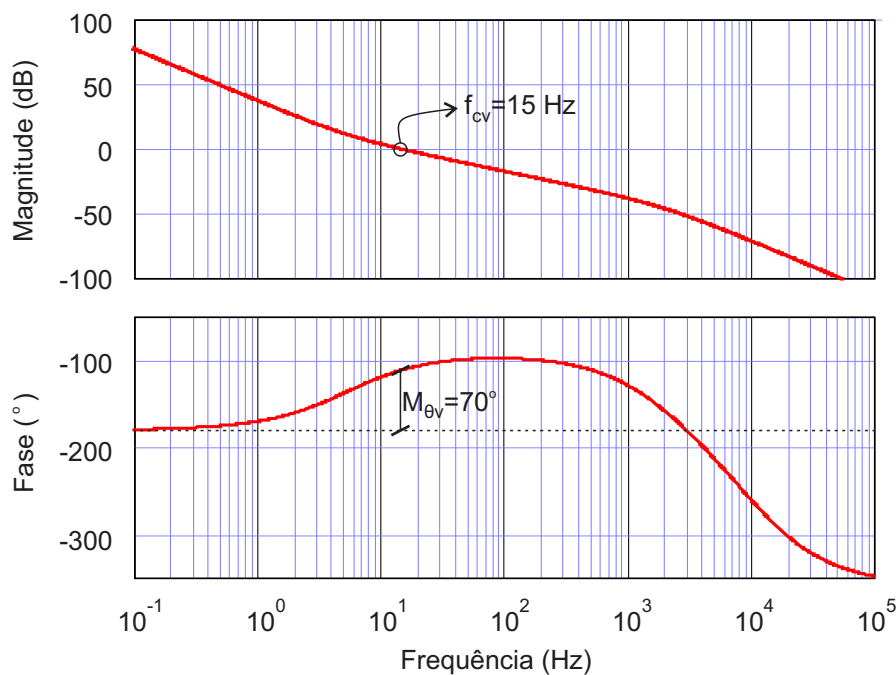
$$k_{CV} = \frac{\omega_{CV}}{|FTLA_{VNC}(\omega_{CV})| \sqrt{\omega_{CV}^2 + \omega_{ZV}^2}} \quad (90)$$

$$\omega_{ZV} = \frac{\omega_{CV}}{\tan[M_{\theta V} - \frac{\pi}{2} - \angle FTLA_{VNC}(\omega_{CV})]} \quad (91)$$

Considerando-se  $M_{\theta V} = 70^\circ$  e  $f_{CV} = 15 \text{ Hz}$ , o ganho e a frequência do zero do controlador foram  $k_{CV} = 0.257$  e  $\omega_{ZV} = 33,11 \text{ krad/s}$ .

A Figura 3.6 representa o diagrama de bode da  $FTLA_{VC}(s)$ , nota-se nela, que tanto a frequência de corte como a margem de fase satisfazem os requisitos de controle.

Figura 3.6 – Diagrama de bode da  $FTLA_{VC}(s)$ .



Fonte – Autor.

### 3.2.2 Projeto dos controladores para o conversor conectado ao barramento CC

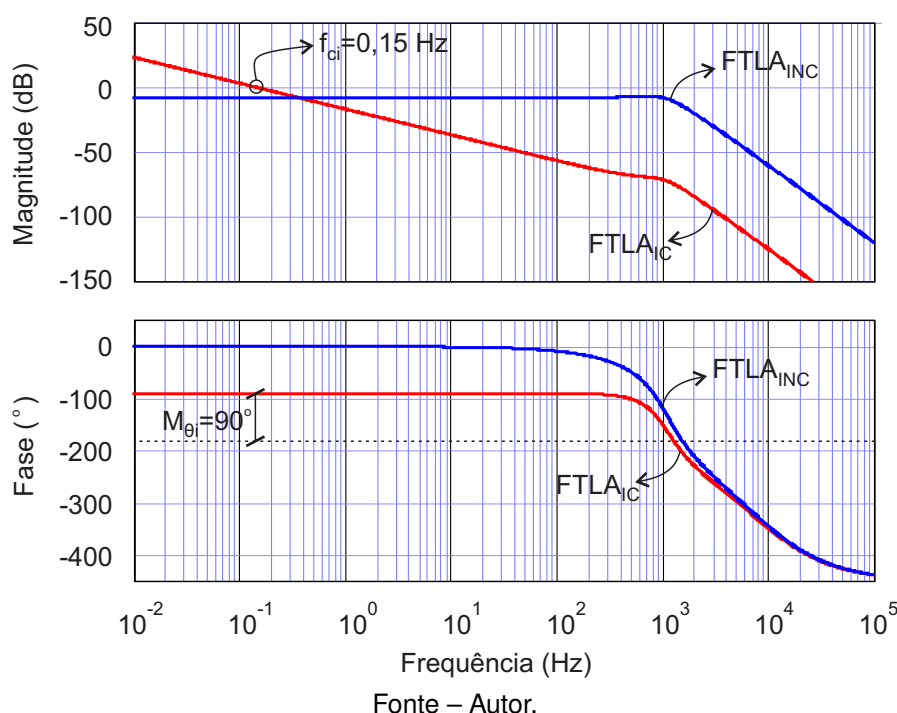
O controlador de tensão foi mantido o mesmo, uma vez que a saída não influencia na função de transferência das tensões de entrada. O controlador de corrente para o conversor conectado ao barramento CC seguiu o mesmo procedimento de projeto descrito anteriormente.

Os requisitos de projeto do controlador de corrente foram  $M_{\phi_i} = 80^\circ$  e  $f_{ci} = 3 \text{ Hz}$ . Logo, o controlador de corrente obtido está representado pela equação (92)

$$C_i(s) = \frac{0,179(s+5183)}{s} \quad (92)$$

A Figura 3.7 apresenta as funções de transferência de laço aberto compensada e não compensada de corrente. Nota-se que novamente a frequência de corte e margem de fase são satisfeitas.

Figura 3.7 – Diagrama de bode da  $FTLA_{INC}(s)$  e  $FTLA_{IC}(s)$  do conversor conectado ao barramento CC.



### 3.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR DAB-ISOP COM CARGA RESISTIVA

Com a finalidade de verificar o funcionamento do conversor e validar as malhas de controle, realizaram-se alguns testes práticos. Primeiramente, conectou-se o conversor DAB-ISOP a uma carga resistiva. Todavia, verificou-se a presença de um valor médio nas correntes dos indutores em cada conversor DAB.

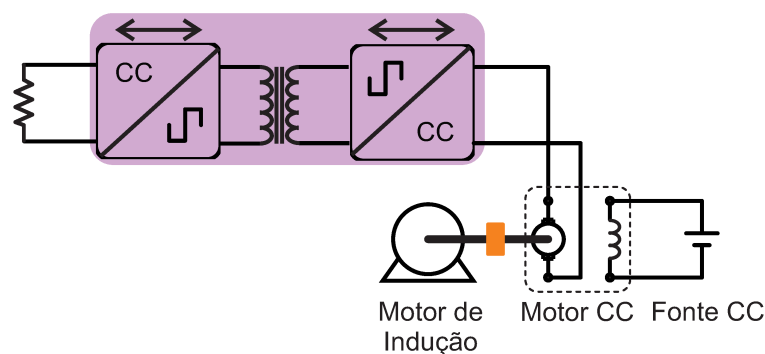
Para eliminar o valor médio presente nas correntes, optou-se por adicionar capacitores em série com o indutor. Definiram-se as capacitâncias de forma a garantir que a frequência de ressonância do *tank* LC fosse muito menor que a frequência de comutação. Por isso, utilizou-se capacitores de  $60\mu F$  do lado do primário e  $20\mu F$  do lado do secundário. No entanto, para a aplicação na locomotiva, devido as correntes

elevadas, recomenda-se a utilização de técnicas ativas para eliminar o valor médio das correntes (SUN; LI, 2018; XU; FU *et al.*, 2015; LEE; KIM; JUNG, 2019).

Corrigido o problema do valor médio nas correntes, colocou-se o conversor DAB-ISOP em operação conforme Figura 3.8. O motor de indução é acionado por um inversor comercial e seu eixo está acoplado ao eixo do motor CC que funcionará como gerador. O circuito de campo do motor CC é excitado por uma fonte de bancada e a armadura conectada na entrada do conversor DAB-ISOP. A saída do conversor está conectada a uma carga puramente resistiva.

Portanto, quando o motor de indução for acionado a tensão de armadura do motor CC vai aumentar assim simulando uma situação de frenagem da locomotiva.

Figura 3.8 – Representação gráfica do conversor DAB-ISOP com saída conectada a uma carga resistiva.



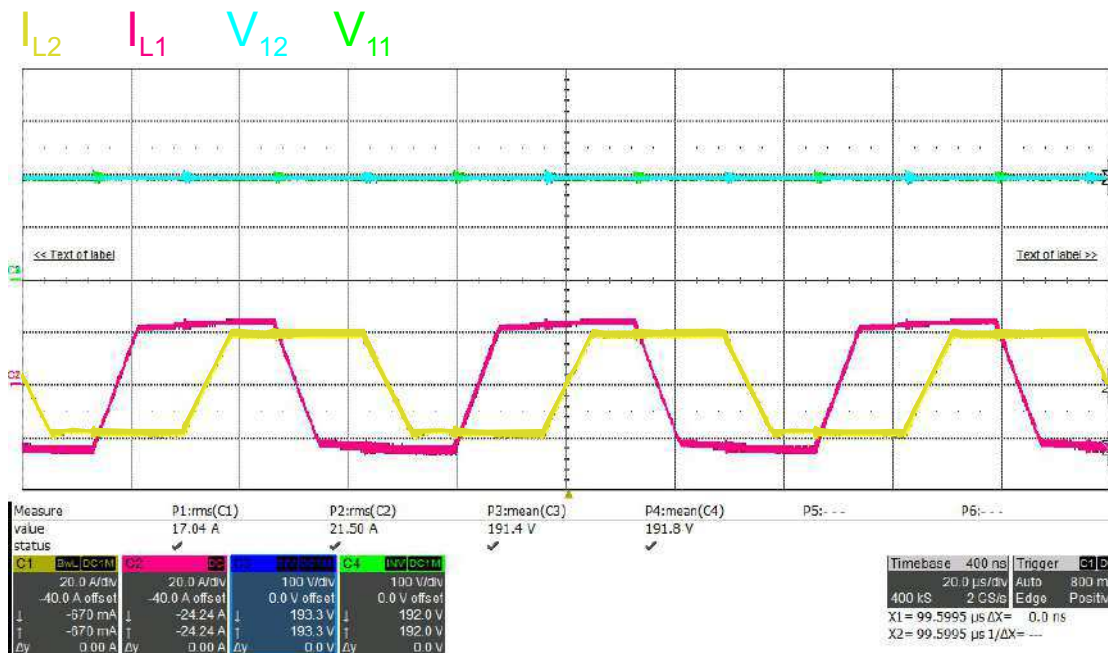
Fonte – Autor.

As Figuras 3.9 e 3.10 apresentam os principais resultados obtidos nessa condição de operação.

Percebe-se, pela Figura 3.9, que as correntes nos indutores  $I_{L1}$  e  $I_{L2}$  estão de fato defasadas em  $90^\circ$ . No entanto, nota-se também que as correntes apresentam valores eficazes diferentes. Tal diferença é causada devido aos indutores não serem perfeitamente iguais, no caso em questão, a indutância  $L_1 = 63\mu H$  e  $L_2 = 58\mu H$ .

Constata-se também, pela Figura 3.9, que apesar dos valores das indutâncias não serem iguais, as tensões de entrada seguem equilibradas. Nesse caso, o equilíbrio é garantido pelo controle das tensões de entrada.

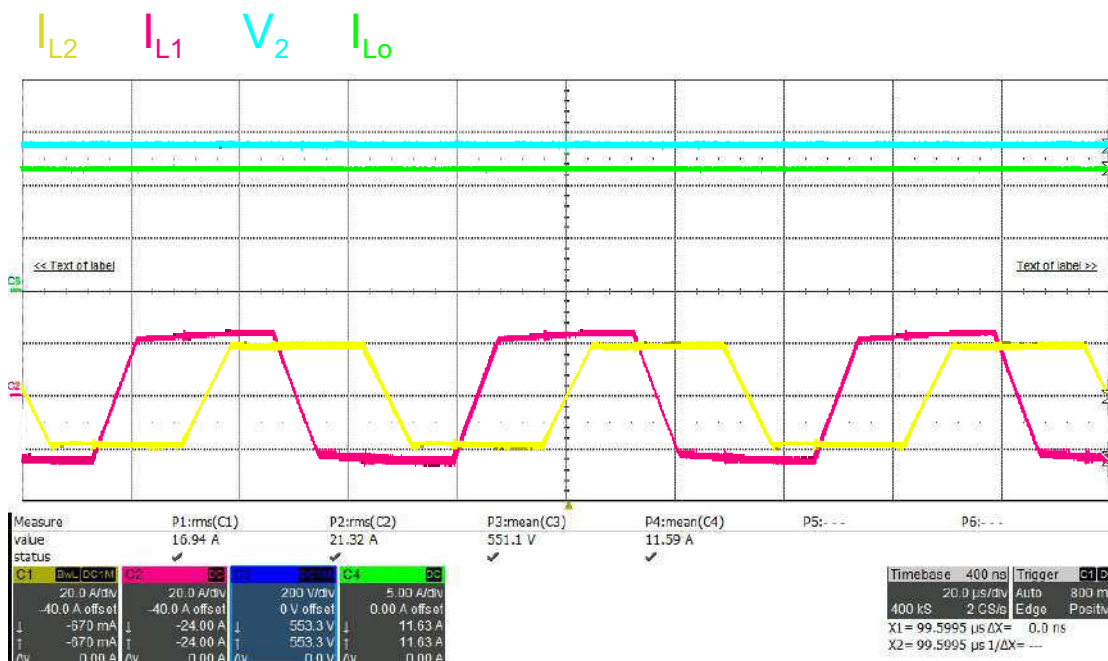
Figura 3.9 – Tensões de entrada e correntes nos indutores para o conversor DAB-ISOP conectado a uma carga resistiva.



Fonte – Autor.

Na Figura 3.10, manteve-se o mesmo ponto de operação, no entanto, as formas de onda das tensões de entrada foram substituídas pelas formas de onda da tensão e corrente na carga. Repara-se que a corrente na carga é constante. O valor da corrente de saída é definido pelo controle. Devido à limitação de potência do gerador, preferiu-se por limitar a potência de saída em 10%.

Figura 3.10 – Tensão e corrente de saída e correntes nos indutores para o conversor DAB-ISOP conectado a uma carga resistiva.



Fonte – Autor.

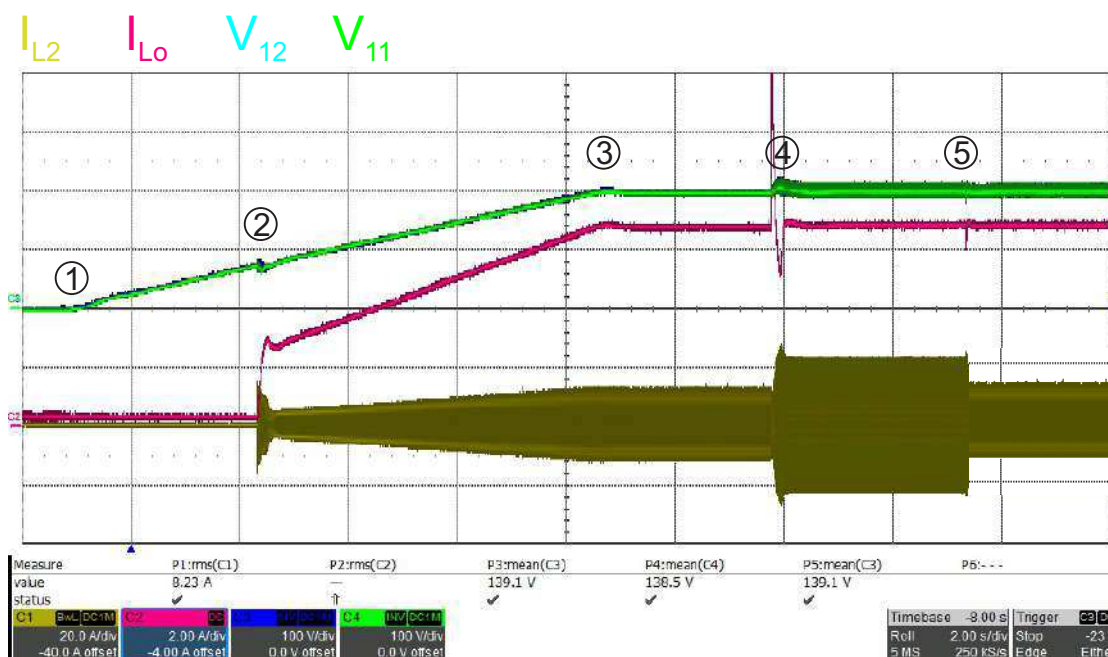
Para avaliar o comportamento dinâmico do controle, decidiu-se por fazer um experimento no qual iniciou-se a regeneração de energia do zero, conforme indicado no ponto 1 da Figura 3.11. Nesse ponto, a tensão de entrada dos conversores começa a aumentar.

No ponto 2, a tensão de entrada dos conversores chegam ao valor estabelecido para iniciar o fluxo de potência entre a entrada e saída do conversor. Nesse ponto, a referência de corrente deixa de ser zero e passa a receber um valor proporcional à tensão de entrada.

No ponto 3, a tensão de entrada estabiliza. Verifica-se que a corrente de saída também estabiliza e que as tensões de entrada continuam balanceadas.

Nos pontos 4 e 5, realizaram-se variações de carga. No ponto 4, a carga que era de 50% da nominal passou para 100%, e no ponto 5 a carga voltou para 50% da nominal.

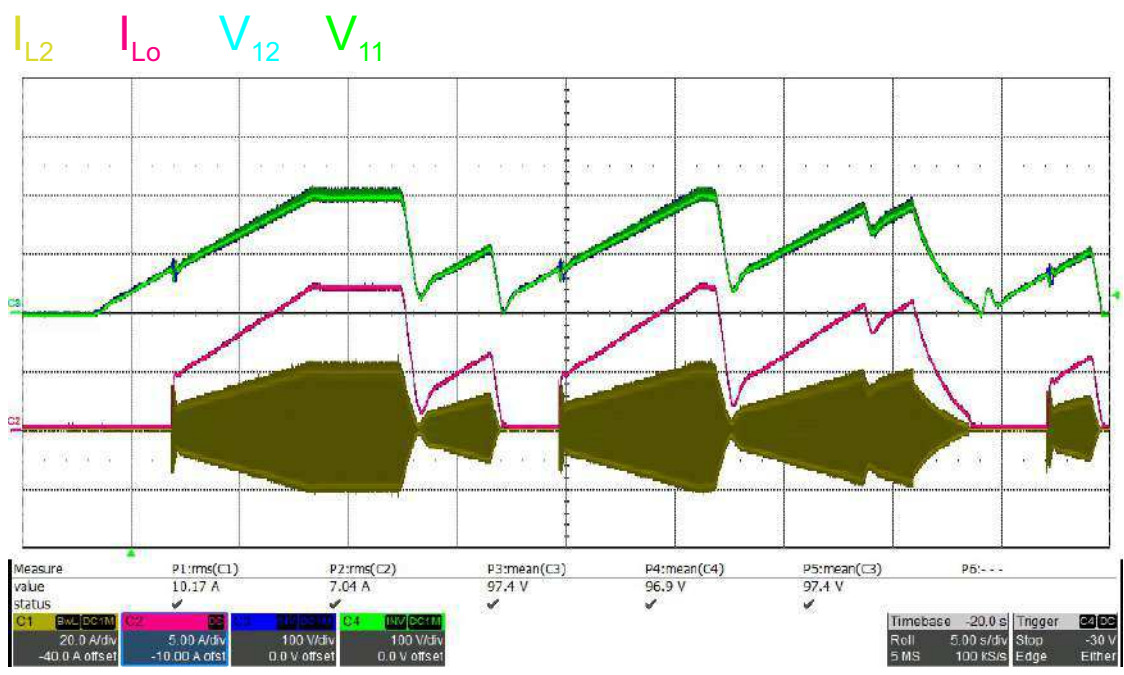
Figura 3.11 – Resultado experimental das ações de controle das tensões de entrada e corrente de saída para variações de carga com o conversor DAB-ISOP conectado a uma carga resistiva.



Fonte – Autor.

Igualmente, para avaliar o comportamento dinâmico do controle, variou-se a tensão de entrada dos conversores. A variação foi feita mudando a velocidade do motor acoplado ao eixo do gerador. A Figura 3.12 apresenta o resultado obtido. Percebe-se que a corrente de saída continua proporcional à tensão de entrada, seguindo a referência, e que as tensões de entrada continuam balanceadas. Nota-se também, caso as tensões de entrada sejam menores que 25V ao conversor para de regenerar, voltando apenas quando as tensões de entrada são maiores que 75V.

Figura 3.12 – Resultado experimental das ações de controle das tensões de entrada e corrente de saída para variações da tensão de entrada com o conversor DAB-ISOP conectado a uma carga resistiva.



Fonte – Autor.

## 4 CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS E CONVERSOR CC-CA

Este capítulo tem o objetivo de apresentar os conversores CC-CC não isolados, conectados ao banco de bateria e supercapacitor, e o conversor CC-CA que faz a interligação com a rede. No entanto, este trabalho não tem como objetivo se aprofundar no estudo desses conversores, desta forma, será apresentado uma breve revisão bibliográfica dos conversores com base em (MORAES, 2020), que apresenta um excelente estudo dos conversores que serão utilizados no sistema multiporta proposto.

### 4.1 CONVERSOR CC-CC NÃO ISOLADO

Dentre as topologias de conversores CC-CC não isolados, empregadas em aplicações de carregamento, a preferência normalmente recai sobre duas topologias específicas (DU; LUKIC *et al.*, 2011; AYACHIT *et al.*, 2019). Enquanto algumas literatura selecionam o conversor CC-CC intercalado (*interleaved*) como a topologia preferível para aplicações de carregamento (JUNG, 2016; KUPERMAN *et al.*, 2013; SOEIRO; FRIEDLI; KOLAR, 2012; DROBNIC *et al.*, 2019), outros estudos costumam usar os conversores CC-CC multi-nível como topologia escolhida (DU; ZHOU *et al.*, 2010; WANG *et al.*, 2018; RONANKI; WILLIAMSON, 2018).

Considerando os níveis de potência processados, o ganho estático requerido, custos (BENTO; CARDOSO, 2020) e a característica bidirecional de corrente, uma vez que o sistema de armazenamento pode ser carregado a partir do barramento CC, ou descarregado para contribuir com a manutenção da tensão do barramento e com a alimentação das cargas auxiliares optou-se pela topologia de conversores CC intercalados.

Outra característica interessante dos conversores intercalados, é que a medida que o número de conversores intercalados é aumentado, a capacidade de processamento de potência também aumenta e diminui a ondulação de corrente na entrada e saída do conversor. Considerando-se que está sendo desenvolvido um protótipo em menor escala, a característica de escalabilidade é interessante para uma futura aplicação real.

A redução da ondulação de corrente na entrada e saída do conversor, com o aumento do número de conversores intercalados, também é interessante, pois, deseja-se conectar o conversor em banco baterias, supercapacitor e ao barramento CC, e quanto menor for a ondulação de corrente nesses componentes, melhor será a vida útil dos mesmos. No entanto, como desvantagem, os indutores apresentam uma ondulação tanto maior quanto maior for o número de fases, caso a ondulação na entrada/saída seja fixada (COUGO, 2010).

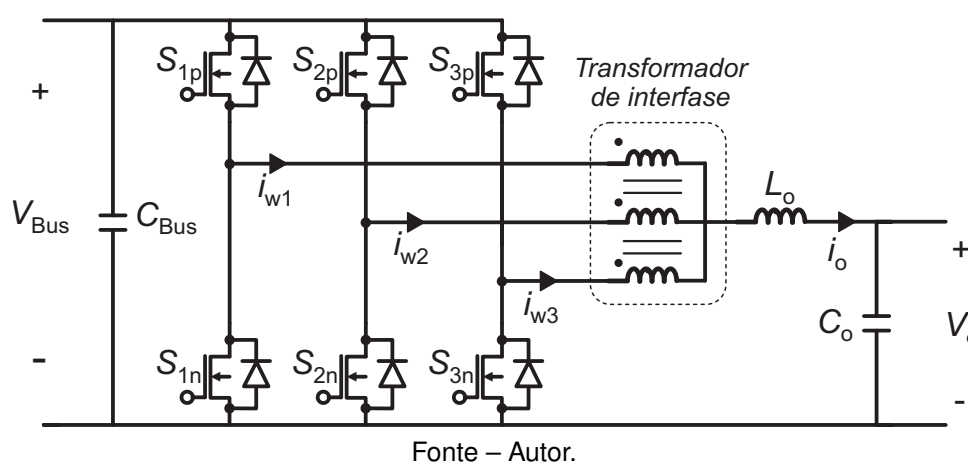
Com o objetivo de solucionar esse problema, alguns autores vêm propondo o acoplamento dos indutores (CHANDRASEKARAN; GOKDERE, 2004; COUGO, 2010).



Essa técnica permite diminuir a ondulação de corrente nesses elementos, sem alterar a ondulação na corrente de saída, resultando em menores perdas e volume, além de manter a resposta dinâmica do conversor rápida (WONG *et al.*, 2001).

Os indutores acoplados não armazenam energia no núcleo, sendo esta transferida instantaneamente de uma fase para as outras, funcionam como um transformador (ZUMEL, Pablo *et al.*, 2003). Esse dispositivo também é conhecido na literatura como transformador de interfase (HIRAKAWA *et al.*, 2009; PARK; KIM, 1997; ORTMANN, 2012). Portanto, a topologia do conversor CC-CC não isolado utilizada neste trabalho é apresentada na Figura 4.1.

Figura 4.1 – Representação gráfica do conversor CC-CC bidirecional.



A partir da análise do circuito, ilustrado na Figura 4.1, considerando que o transformador de interfase tenha as indutâncias próprias iguais em todos os enrolamentos, núcleo simétrico, indutâncias mútuas ( $M$ ) iguais, todo o fluxo é concatenado no núcleo e a resistência dos enrolamentos nula, pode-se assim, escrever a equação (93), que representa o ganho estático do conversor adotado (MORAES, 2020). Nota-se que a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada é semelhante a do conversor buck convencional.

$$D = \frac{V_o}{V_{Bus}} \quad (93)$$

O fato do conversor ser um abaixador de tensão é importante, uma vez que, como pode-se observar nas Tabelas 4.1 e 4.2, a faixa da tensão de operação do banco de baterias e do supercapacitor é menor que a tensão do barramento CC.

Tabela 4.1 – Especificações do banco de baterias.

Número de Módulos	7
Tensão Nominal	182 V
Capacidade Máxima de Armazenamento de Energia	7,7 kWh/42,4 Ah
Faixa de Tensão	147 V–200,9 V
Corrente Máxima de Carga Contínua	21,2 A
Corrente de Descarga Contínua	25,0 A (recomendado)

Fonte – (MORAES, 2020).

Tabela 4.2 – Especificações do banco de supercapacitores.

Especificações	Banco
Capacitância	31 F
Tensão de Operação	250 V
Tensão de Surto	273,6 V
Resistência Série Equivalente	< 30 mΩ
Densidade de Energia	4,72 Wh/kg

Fonte – (MORAES, 2020).

Também a partir das tabelas anteriormente citadas, e das especificações de projeto apresentadas na Tabela 4.3, em (MORAES, 2020) é apresentado dimensionamento dos componentes do estágio de potência do conversor CC-CC bidirecional tanto para o conversor das baterias quanto para o conversor dos supercapacitores.

Tabela 4.3 – Especificações de projeto do conversor CC-CC bidirecional.

Especificações	Valres
Tensão de entrada	600 V–680 V
Tensão de saída	180 V–200 V
Potência máxima processada	10 kW
Frequência de comutação	15 kHz
Ondulação de corrente no indutor de saída	8%
Ondulação de tensão no capacitor de saída	1%

Fonte – (MORAES, 2020).

#### 4.1.1 Estratégia de controle da corrente dos conversores CC-CC não isolado

Como os conversores interlaçados apresentarem conexões em paralelo e devido as não idealidades dos semicondutores e dos magnéticos, é comum existir a circulação de corrente entre os conversores conectados em paralelo. Por consequência, o fluxo magnético no núcleo do transformador de interfase apresentará um valor médio diferente de zero, levando assim o núcleo à saturação (UTZ; PFORR, 2012).

Com o objetivo de eliminar a corrente de circulação e garantir a divisão da corrente entre os conversores, optou-se por utilizar uma técnica ativa baseada na transformada de Lunze, conforme proposto em (BRITO; HELDWEIN; BASCOPE, 2015). Por meio da transformada de Lunze, equação (94), é possível reduzir um sistema acoplado de  $N$  fases, em  $(N - 1)$  variáveis de modo diferencial e uma variável de modo comum.

$$T_L = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} N-1 & -1 & \dots & -1 & -1 \\ -1 & N-1 & \dots & -1 & -1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (94)$$

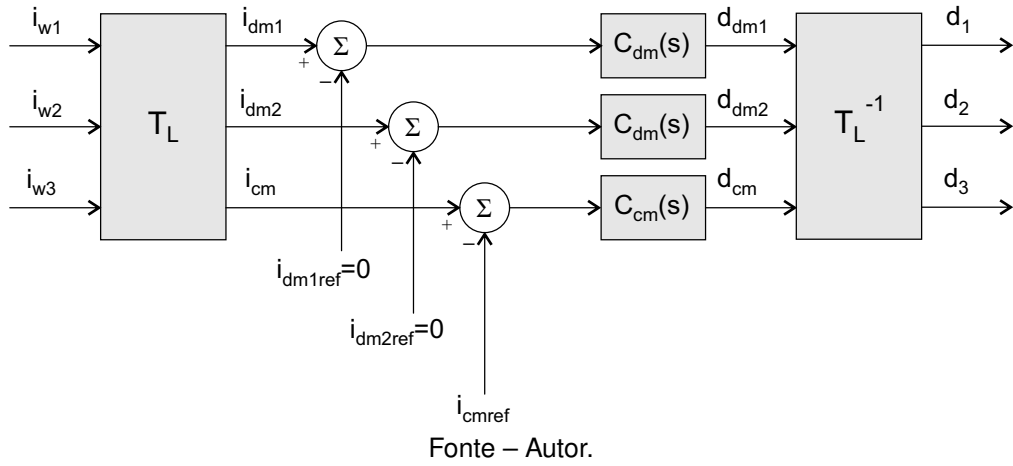
Desta forma, pode-se representar as correntes em cada enrolamento do transformador de interfase em correntes de modo comum ( $i_{cm}$ ) e de modo diferencial ( $i_{dm1,2}$ ), conforme equação (95). A transformação inversa é dada pela equação (96).

$$\begin{bmatrix} i_{dm1} \\ i_{dm2} \\ i_{cm} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}}_{T_L} \begin{bmatrix} i_{w1} \\ i_{w2} \\ i_{w3} \end{bmatrix} \quad (95)$$

$$\begin{bmatrix} i_{w1} \\ i_{w2} \\ i_{w3} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}}_{T_L^{-1}} \begin{bmatrix} i_{dm1} \\ i_{dm2} \\ i_{cm} \end{bmatrix} \quad (96)$$

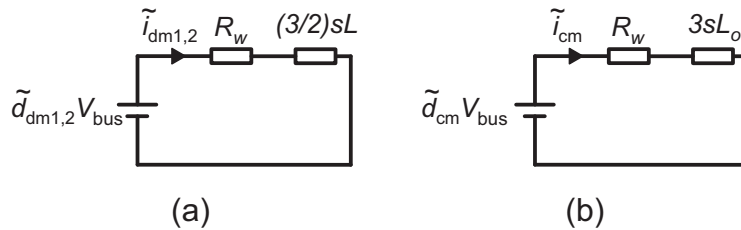
Uma vez que as correntes são separadas em corrente de modo comum e modo diferencial, é possível controlá-las conforme proposto em (BRITO; HELDWEIN; BASCOPE, 2015), por meio da estratégia apresentada no diagrama de blocos da Figura 4.2. Nota-se que as correntes em cada enrolamento do transformador interfase são medidas e convertidas para modo comum e modo diferencial. As correntes de referência de modo diferencial são zero, para que não exista circulação de corrente entre os enrolamentos, enquanto a corrente de referência de modo comum é proporcional na potência que deseja-se processar.

Figura 4.2 – Representação gráfica da implementação das transformadas direta e inversa de Lanze por diagrama de blocos.



A modelagem do circuito da Figura 4.1 pode ser feita por meio da estratégia de modelagem de pequenos sinais, de maneira semelhante a utilizada na modelagem do conversor DAB-ISOP apresentada no Capítulo 2. Em (MORAES, 2020) é apresentada a modelagem detalha do circuito, a Figura 4.3 ilustra os circuitos de pequenos sinais linearizados de modo comum e modo diferencial.

Figura 4.3 – Representação gráfica dos circuitos de pequenos sinais linearizados de modo diferencial (a) e modo comum (b).



A partir dos circuitos da Figura 4.3 é possível encontrar as funções de transferência que relacionam as correntes  $i_{dm1,2}$  e  $i_{cm}$  com as respectivas razões cíclicas. As equações 97 e 98 correspondem as funções de transferência de modo diferencial e comum respectivamente.

$$FT_{idm}(s) = \frac{\tilde{i}_{dm1,2}}{\tilde{d}_{dm1,2}} = \frac{V_{Bus}}{\frac{3}{2}Ls + R_w} \quad (97)$$

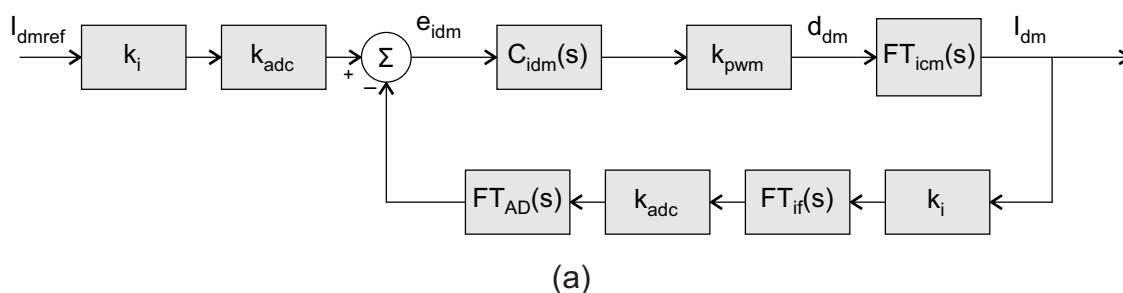
$$FT_{icm}(s) = \frac{\tilde{i}_{cm}}{\tilde{d}_{cm}} = \frac{V_{Bus}}{3L_o s + R_w} \quad (98)$$

Onde  $L$  é a indutância própria dos enrolamentos do transformador de interfase,  $R_w$  é a resistência série dos enrolamentos e  $L_o$  é a indutância de saída do conversor.

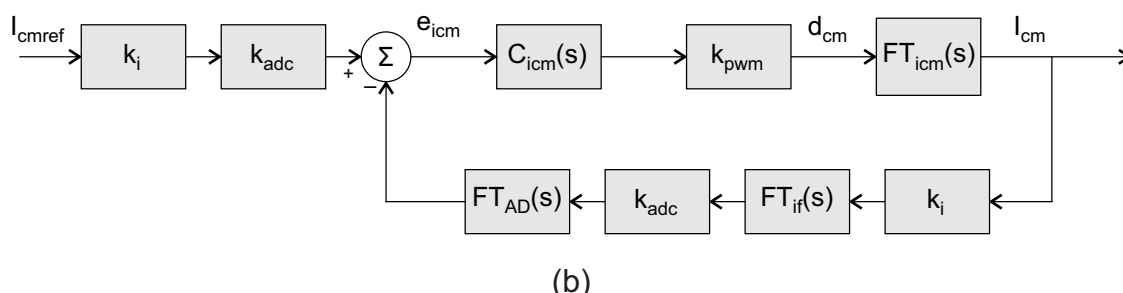
A Figura 4.4 ilustra as malhas de controle das correntes de modo diferencial e modo comum.

Os projetos dos controladores  $C_{idm}$  e  $C_{icm}$  foram desenvolvidos pelo método da análise em frequência. Levando-se em conta a simplicidade do modelo dinâmico obtido previamente, optou-se por utilizar um controlador do tipo PI, a fim de se garantir erro nulo ao degrau de referência. A Tabela 4.4 resume as especificações dos controladores de corrente utilizados nos conversores CC-CC não isolados bidirecionais.

Figura 4.4 – Representação gráfica das estratégias de controle das correntes de modo diferencial (a) e modo comum (b) dos conversores CC-CC não isolados.



(a)



(b)

Fonte – Autor.

Tabela 4.4 – Especificações de projeto do controlador de corrente dos conversores CC-CC não isolados.

Parâmetros	Modo Comum	Modo Diferencial
Margem de Fase	60°	60°
Frequência de Cruzamento	400 Hz	20 Hz
Ganho do Controlador	0,085	0,00176
Frequência do Zero do Controlador	984,52 rad/s	2107 rad/s

Fonte – (MORAES, 2020).

De acordo com (BRITO; HELDWEIN; BASCOPÉ, 2015), o controle projetado para a componente de modo comum deve ser mais rápido, enquanto os controladores das componentes diferenciais devem apresentar uma dinâmica lenta. Desta forma, adotou-se a frequência de corte de 400 Hz para modo comum e 20 Hz para modo diferencial.

### 4.1.2 Estratégia de controle da tensão de entrada dos conversor CC-CC não isolados

Como será apresentado no Capítulo 5, a estratégia de gerenciamento de potência da microrrede proposta será o Droop, com isso, se faz necessária a implementação do controle da tensão de entrada dos conversor CC-CC não isolados, Neste caso, será considerado a entrada dos conversores o lado conectado ao barramento CC.

Uma vez que as correntes de modo diferencial não influenciam na transferência de potência, é apresentado em (MORAES, 2020) a obtenção da função de transferência que relaciona a tensão de entrada com a corrente de modo comum dada pela equação (99).

$$FT_{VBus}(s) = \frac{\tilde{V}_{Bus}}{\tilde{I}_{cm}} = - \left( \frac{3V_o}{V_{Bus}} \right) \frac{1}{sC_{Bus}} \quad (99)$$

Obtida a função de transferência, pode-se propor a estratégia de controle apresentada em diagramas de blocos na Figura 4.5, nota-se que devido ao desacoplamento entre as malhas de tensão e corrente, o controle de corrente é representado somente pelo inverso do ganho do sensor de corrente ( $k_i$ ).

Novamente optou-se por utilizar um controlador do tipo PI. A Tabela 4.5 resume as especificações de projeto e o controlador obtido para o controle da tensão de entrada dos conversor CC-CC não isolados.

Figura 4.5 – Diagrama de blocos da estratégia de controle da tensão de entrada dos conversores CC-CC não isolados.

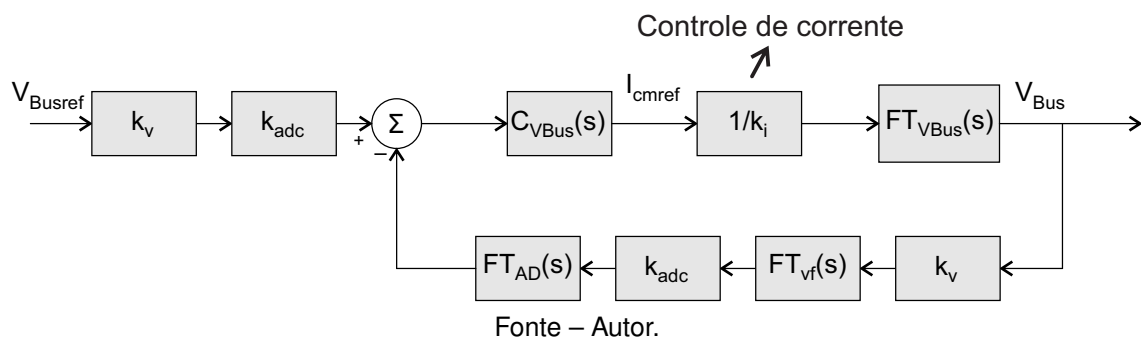


Tabela 4.5 – Especificações de projeto do controlador de tensão dos conversores CC-CC não isolados.

Parâmetros	Valores
Margem de Fase	35°
Frequência de Cruzamento	4 Hz
Ganho do Controlador	31,65
Frequência do Zero do Controlador	7,29 rad/s

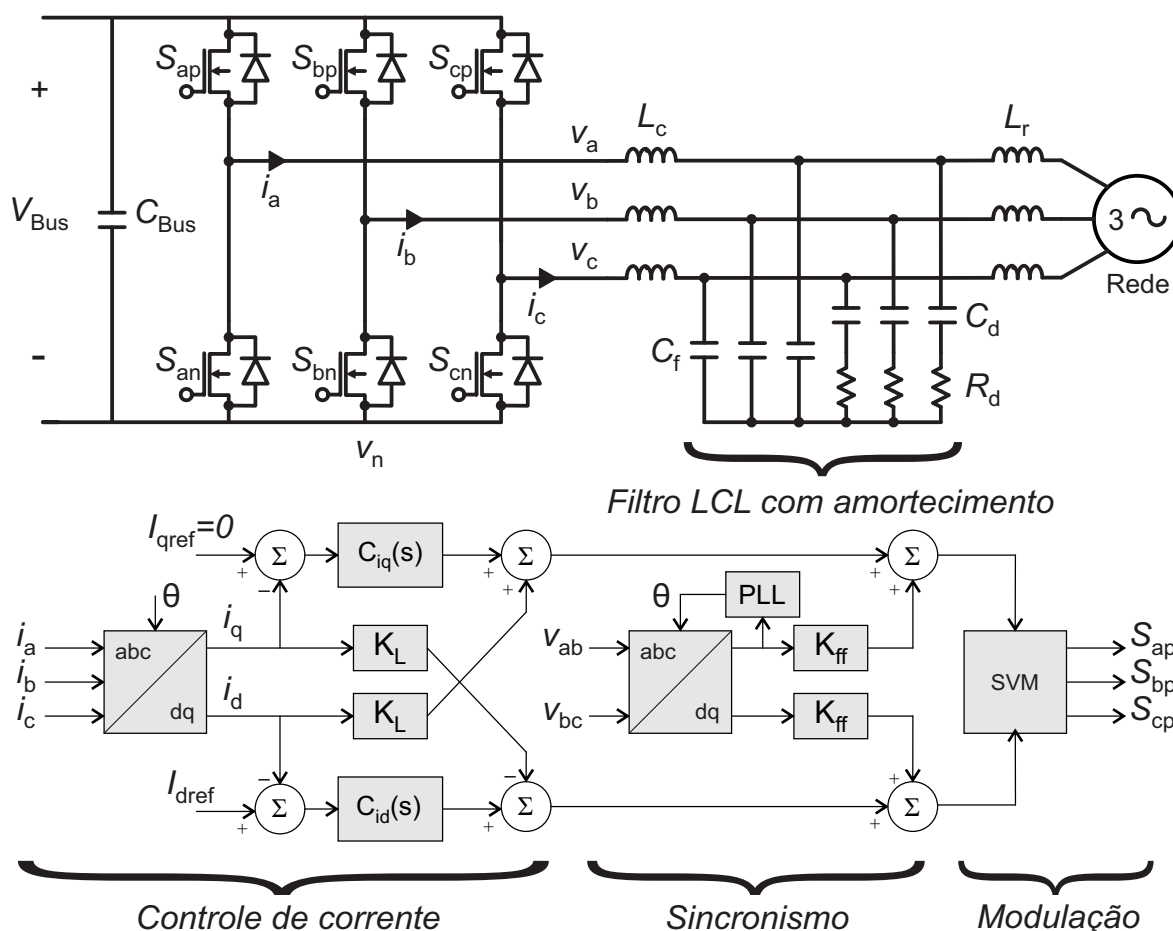
Fonte – Autor.

## 4.2 CONVERSOR CC-CA

Uma das principais características do sistema multiporta proposto é a possibilidade de se conectar ao gerador auxiliar da locomotiva, contribuindo assim com o suprimento das cargas auxiliares. Desta forma, torna-se necessária a implementação de um conversor CC-CA para fazer a conexão entre o barramento CC e a rede elétrica auxiliar. Neste trabalho, devido a disponibilidade, considerou-se a rede do laboratório como sendo a rede gerada pelo gerador auxiliar.

Em (MORAES, 2020) é apresentado o princípio de funcionamento, dimensionamento do filtro de saída, obtenção do modelo dinâmico orientado ao controle e dimensionamento dos controladores para o conversor CC-CA apresentado na Figura 4.6.

Figura 4.6 – Representação simplificada do conversor CC-CA com filtro LCL amortecido na saída e diagrama de blocos do controle de corrente, sincronismo com a rede e modulação.



Fonte – Adaptado de (MORAES, 2020)

Nota-se pela Figura 4.6, que trata-se de um inversor trifásico com entrada em tensão e saída em corrente, com filtro LCL para limitar a distorção harmônica da corrente injetada na rede. Percebe-se também, que o controle da corrente implementado adota a estratégia de desacoplamento em eixo direto e de quadratura, assim como a modulação vetorial para a geração dos pulsos de comando dos interruptores. O sincronismo com a rede foi garantido por meio da técnica SRF-PLL (Synchronous Reference Frame - Phased Locked Loop), que é a técnica mais comum para sistemas trifásicos (FREIJEDO *et al.*, 2006; KAURA; BLASKO, 1997)

A Tabela 4.6 resume os principais parâmetros utilizados por (MORAES, 2020) para o projeto do inversor.



Tabela 4.6 – Especificações de projeto do conversor CC-CC bidirecional.

Parâmetros	Valores
Tensão Eficaz de Linha	380 V
Frequência da Rede Elétrica	60 Hz
Frequência de Comutação	15 kHz
Potência Nominal do Inversor	10 kW
Corrente Nominal de Saída (rms)	15, 15 A
Tensão do Barramento CC	600 V–680 V
Ondulação de Corrente em $L_c$	40 %
Capacitância do Barramento CC	28 mF

Fonte – (MORAES, 2020).

Em (MORAES, 2020), também é apresentada a modelagem e implementação do controle da tensão do barramento CC, no entanto, neste trabalho o inversor não controla a tensão do barramento CC, desta forma, a referência de corrente do inversor é variada digitalmente, de forma a simular o comportamento das cargas auxiliares.

## 5 CONTROLE *DROOP*

### 5.1 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA DO CONTROLE *DROOP*

A palavra *droop* vem do inglês e significa inclinação. Originalmente, o controle *droop* foi desenvolvido para ser utilizado no controle da rede convencional, sendo aplicado aos geradores síncronos. Com o advento da eletrônica de potência e das técnicas de controle, o *droop* pôde ser aplicado no controle de conversores em uma microrrede de corrente contínua.

De forma a contribuir no entendimento do *droop* aplicado a conversores de potência, primeiro será brevemente apresentado o controle *droop* para uma rede elétrica convencional.

#### 5.1.1 Controle *droop* para uma rede elétrica convencional

Na rede elétrica convencional, a tensão e a frequência são as principais variáveis controladas para garantir a estabilidade do sistema elétrico. O gerador síncrono converte a energia cinética rotacional em energia elétrica, e a lei da conservação de energia exige que, a qualquer instante, a potência requerida pela carga seja fornecida pelo gerador (SAVOI, 2017). Desta forma, se o consumo de energia aumenta, a demanda de energia extra é inicialmente suprimida pela inércia rotacional do gerador por meio de um decréscimo de sua velocidade (SAVOI, 2017).

Sabe-se que a frequência da tensão do gerador elétrico é diretamente proporcional à velocidade de rotação de seu rotor. Portanto, para uma potência mecânica fixa no eixo, a velocidade ou frequência naturalmente cai ao elevar a potência drenada da máquina. Para geradores síncronos existe, então, um vínculo natural entre potência fornecida e frequência de operação.

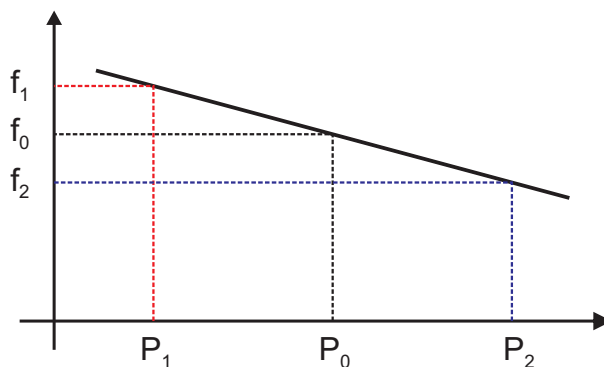
A partir do momento em que vários geradores operam em paralelo, para compensar o desvio de frequência da tensão e melhorar a estabilidade do sistema, foi desenvolvida a técnica de controle *droop*. Essa técnica controla a potência ativa a ser fornecida pelo gerador em função da variação da frequência da tensão e regula a velocidade de rotação do eixo.

O controle é feito utilizando uma realimentação que permite que a potência mecânica de saída da fonte primária seja ajustada proporcionalmente à variação da frequência percebida da rede elétrica. O controle atua na válvula de controle que permite a passagem da fonte primária (água ou vapor) à turbina. Portanto, a variação de frequência da rede é percebida, e o controle atua aumentando ou diminuindo a abertura da válvula, assim, fornecendo mais ou menos potência ativa à rede.

A Figura 5.1, ilustra como é feito o ajuste da potência mecânica de saída com a variação de frequência. Considerando que  $f_0$  é a frequência nominal de operação e

$P_0$  a potência mecânica nominal, caso ocorra uma redução da frequência da rede, o que significa aumento de carga na rede, implica em aumento da potência mecânica do gerador. Em contrapartida, excesso de potência gerada causa naturalmente um aumento da frequência da rede, que, através do controlador, provoca em uma redução da potência mecânica do gerador, colaborando com a regulação de frequência da rede.

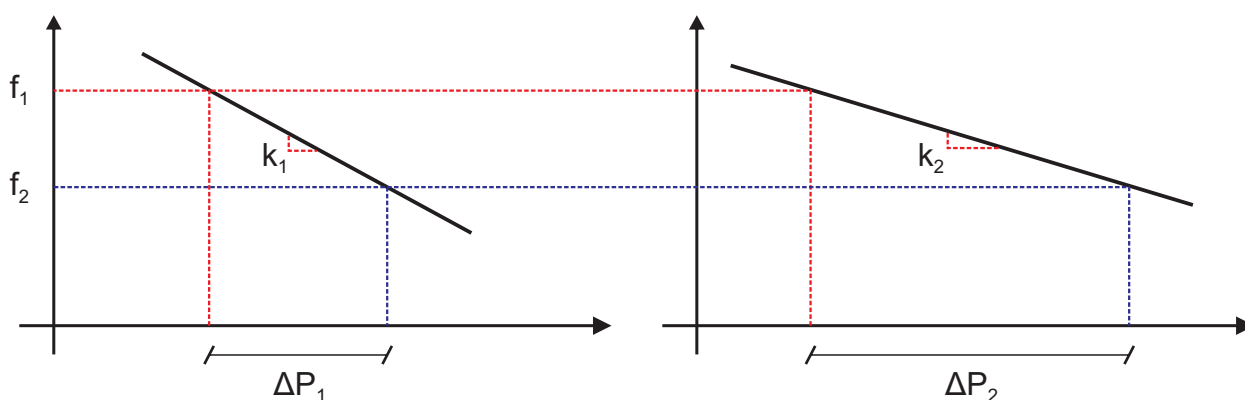
Figura 5.1 – Curva de *Droop* convencional.



Fonte – Autor.

Um grande atributo desse tipo de controle é que ele permite efetiva divisão de potência entre as máquinas, favorecendo o paralelismo. A Figura 5.2 mostra a curva de *droop* de dois geradores com inclinações diferentes. Para uma mesma variação de frequência, cada gerador fornece uma variação de potência proporcional a sua potência nominal.

Figura 5.2 – Divisão de geração com utilização do *Droop*.



Fonte – Autor.

### 5.1.2 Controle *droop* aplicado a microrrede CC

A operação coordenada de uma microrrede CC depende da capacidade de regulação de potência dos conversores no sistema. No controle por droop, cada conversor precisa ser ajustado ativamente em tempo real. Em outras palavras, cada unidade conversora deve ser capaz de alterar adaptativamente o estado de regulação do terminal de saída e, conseqüentemente, ajustar os níveis de tensão do barramento de acordo com as condições operacionais do sistema. Há diversas formas de implementação do controle droop, sendo a utilizada nesse trabalho a manipulação da resistência virtual ( $R_v$ ) de cada conversor.

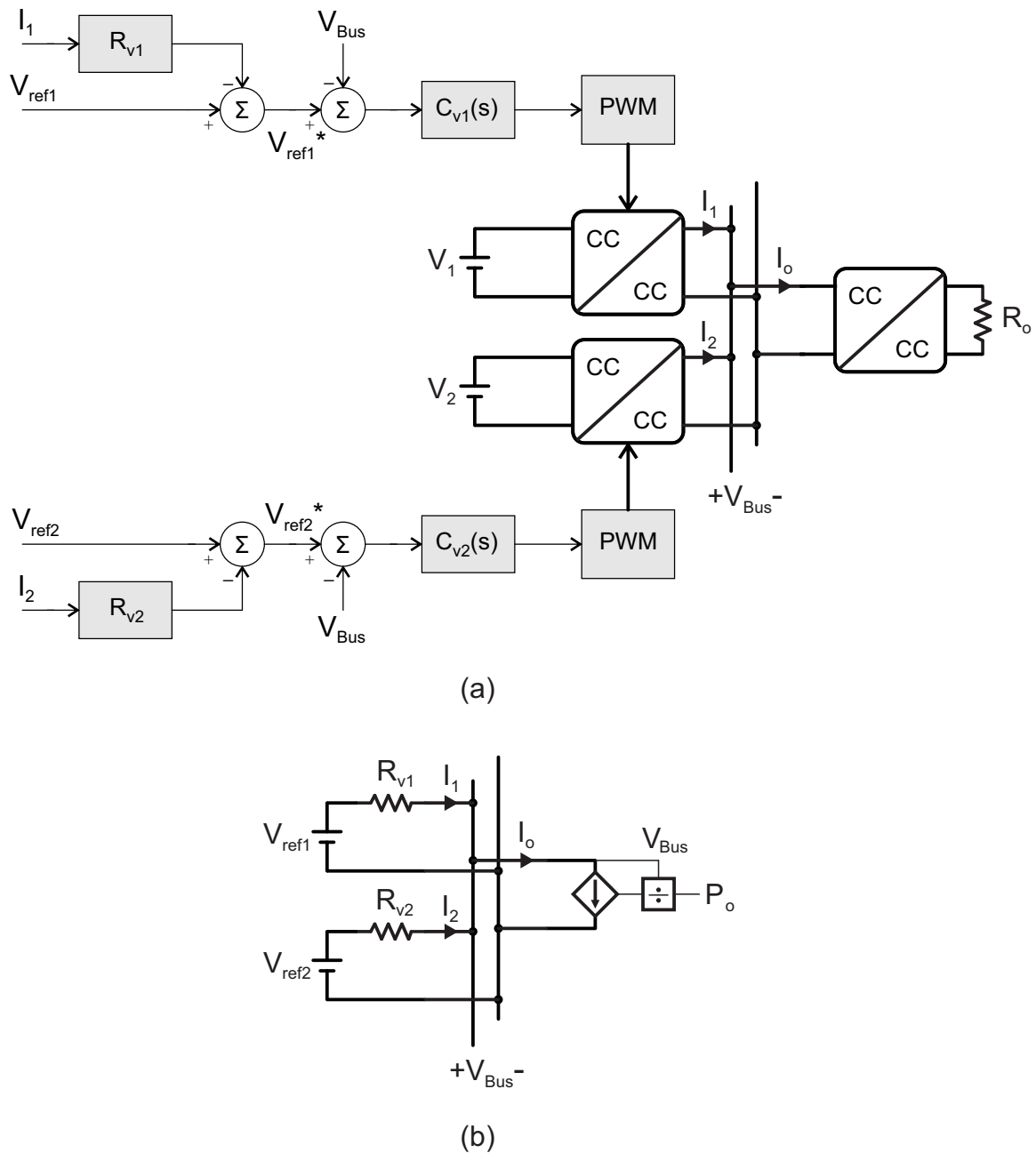
O método adiciona uma resistência virtual na saída de cada conversor (por meio de controladores), por meio da manipulação dessa resistência, consegue-se manipular a corrente que cada conversor irá entregar ou absorver do barramento CC.

Os conversores podem ser modelados como fontes de tensão não ideais, na forma de uma fonte de tensão ideal com uma resistência intrínseca em série (PRABHAKARAN; GOYAL; AGARWAL, 2018). Desta forma, as microrredes CC podem ser representadas na forma do paralelismo de múltiplas fontes de tensão não ideais.

A Figura 5.3 (a) corresponde a uma microrrede genérica com dois conversores conectados ao barramento. Nota-se que ambos os controles dos conversores são destinados ao controle da tensão do barramento, no entanto, as tensões de referência são subtraídas por parcela que depende da resistência virtual e da corrente de cada conversor. Um terceiro conversor tem o objetivo de manter a potência constante na carga.

A ação das malhas de controle dos conversores da Figura 5.3 (a) podem ser representadas por um circuito equivalente conforme apresentado na Figura 5.3 (b).

Figura 5.3 – (a) Sistema da microrede CC genérica e (b) circuito equivalente.



Fonte – Adaptado de (CUSTÓDIO, 2018).

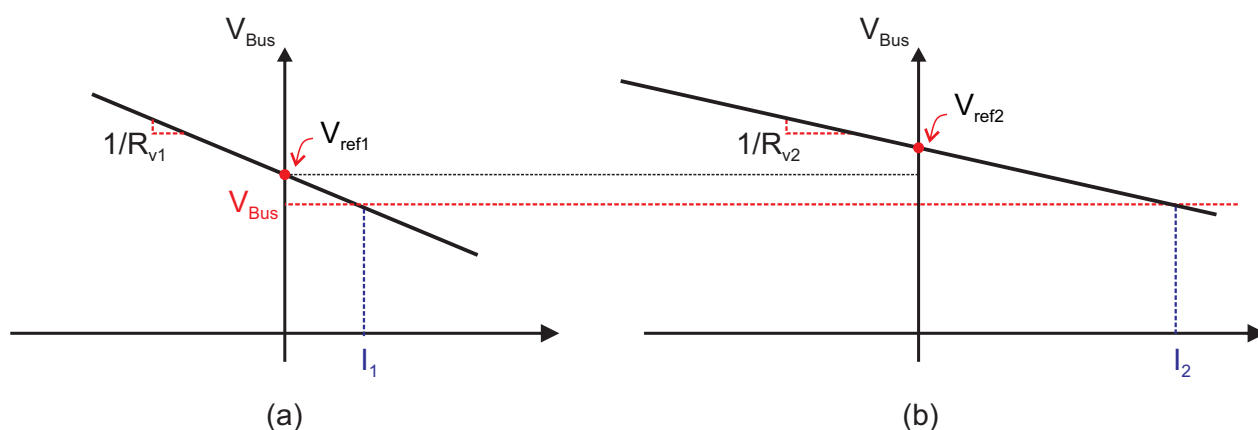
Aplicando-se as leis Kirchhoff no circuito da Figura 5.3 (b), pode-se escrever as equações (100) e (101).

$$V_{Bus} = V_{ref1} - R_{v1} I_1 \quad (100)$$

$$V_{Bus} = V_{ref2} - R_{v2} I_2 \quad (101)$$

As equações (100) e (101) são ilustradas nas Figuras 5.4 (a) e (b) respectivamente. No caso ilustrado,  $V_{ref2} > V_{ref1}$  e  $R_{V1} > R_{V2}$ . Ao avaliar as Figuras 5.4 (a) e (b), percebe-se que as correntes e a tensão do barramento podem ser ajustadas de duas maneiras: alterando o valor da tensão de referência ou mudando o coeficiente angular da reta por meio das resistências virtuais. No entanto, existe uma relação de compromisso entre as correntes e a tensão do barramento.

Figura 5.4 – Inclinação da curva característica da fonte para (a)  $R_{V1}$  e (b)  $R_{V2}$ .



Fonte – Adaptado de (CUSTÓDIO, 2018).

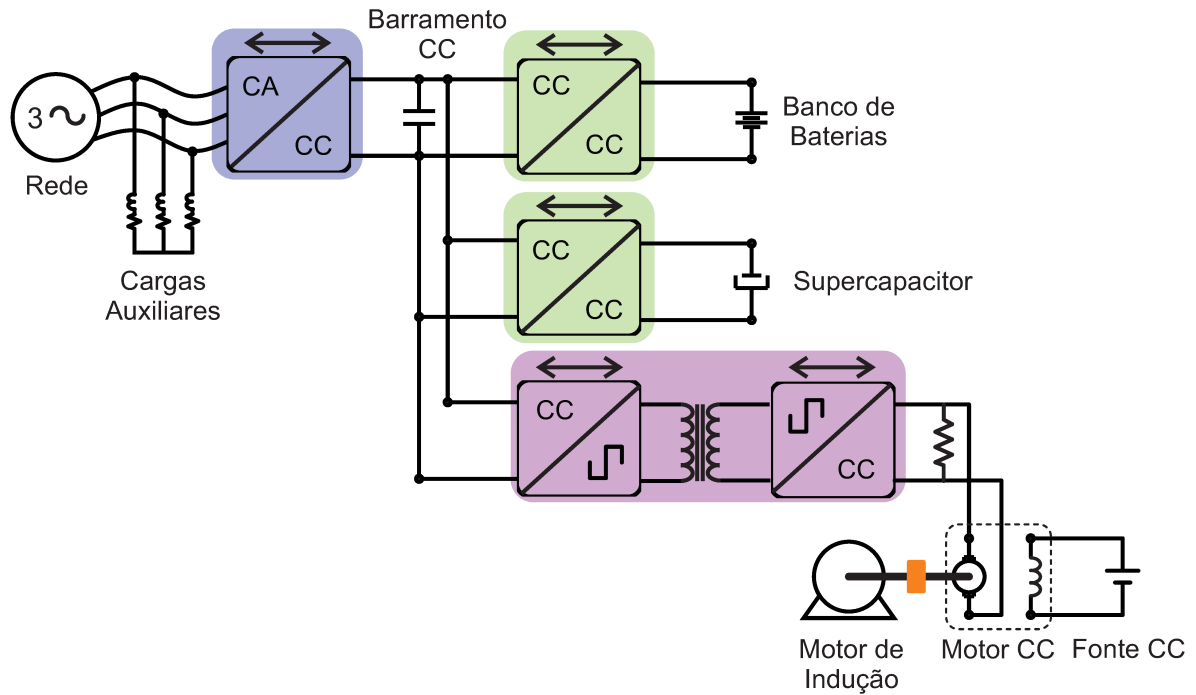
Nota-se, que o valor da corrente do conversor 2 é maior que a do conversor 1. Isso ocorre, devido ao conversor 2 apresentar uma tensão de referência maior e uma reta com menor inclinação. Caso desejasse diminuir o valor da corrente do conversor 2, uma alternativa é aumentar a inclinação da curva aumentando o valor de  $R_{V2}$ .

Para evitar que a tensão do barramento se altere, pode-se, diminuir o valor da  $R_{V1}$  para aumentar a inclinação da curva do conversor 1. Esse gerenciamento das inclinações das retas é realizado pelo controle *droop*.

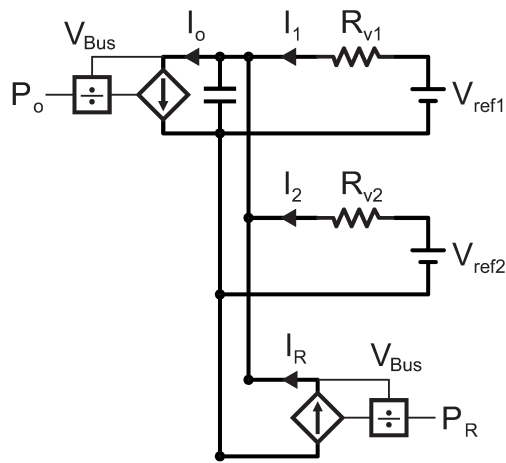
### 5.1.3 Circuito equivalente da microrrede proposta

A microrrede proposta, Figura 5.5 (a), pode ser representada pelo seu circuito equivalente por meio da Figura 5.5 (b), onde o inversor conectado as cargas auxiliares e o conversor DAB-ISOP são representados por fontes de potência e os conversores conectados ao banco de baterias e supercapacitor são representados por meio do seu circuito equivalente com resistência virtual e fonte de tensão.

Figura 5.5 – (a) Microrrede proposta e (b) circuito simplificado.



(a)



(b)

Fonte – Autor

A partir do circuito simplificado pode-se definir a equação (102), que define a diferença entre à potência regenerada e à potência fornecida para as cargas auxiliares.

$$\Delta P = P_R - P_o \quad (102)$$

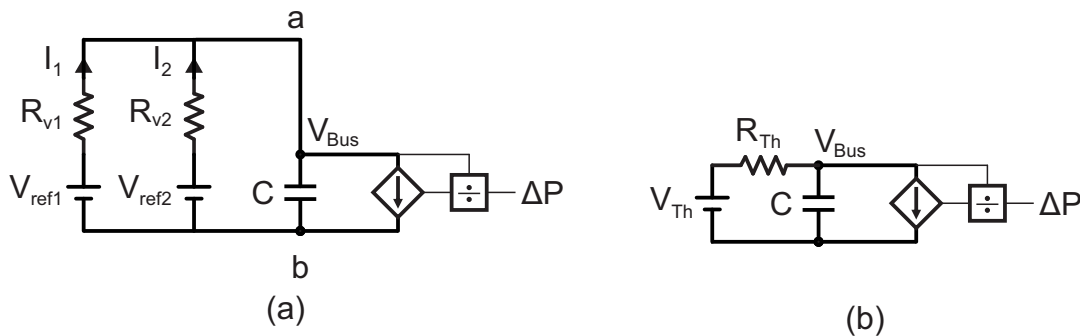
Feito isso, pode-se redesenhar o circuito da Figura 5.5 (b) conforme apresentado na Figura 5.6 (a). Aplicando o teorema de Thévenin entre os pontos a e b, encontra-se

que a resistência e a tensão de Thévenin são dadas pelas equações (103) e (104) respectivamente. Assim, é possível redesenhar o circuito simplificado da microrrede pelo seu equivalente de Thévenin como mostrado na Figura 5.6 (b).

$$R_{Th} = \frac{1}{\frac{1}{R_{V1}} + \frac{1}{R_{V2}}} \tag{103}$$

$$V_{Th} = \frac{\frac{V_{ref1}}{R_{V1}} + \frac{V_{ref2}}{R_{V2}}}{\frac{1}{R_{V1}} + \frac{1}{R_{V2}}} \tag{104}$$

Figura 5.6 – (a) Circuito simplificado (b) circuito equivalente de Thévenin.



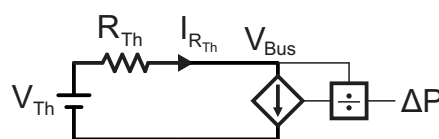
Fonte – Autor.

A seguir, será feito um estudo das características estáticas e dinâmicas do circuito da Figura 5.6 (b).

### 5.1.4 Ponto de operação da microrrede CC em regime permanente

A análise a seguir será feita considerando o circuito em regime permanente, desta forma, como não haverá variação de corrente no capacitor, o mesmo pode ser considerado como um circuito aberto. Desta forma, pode-se redesenhar o circuito da Figura 5.6 (b) como apresentado na Figura 5.7.

Figura 5.7 – Circuito equivalente de Thévenin em regime permanente.



Fonte – Autor.



Com o objetivo de determinar o ponto de operação e com base no circuito da Figura 5.7, pode-se escrever as equações (105) e (106) que definem a corrente em  $R_{Th}$  e a potência da fonte de potência.

$$I_{RTh} = \frac{V_{Th} - V_{Bus}}{R_{Th}} \quad (105)$$

$$\Delta P = V_{Bus} I_{RTh} \quad (106)$$

Substituindo a equação (105) em (106) e igualando a mesma a zero, pode-se escrever a equação (107).

$$V_{Bus}^2 - V_{Bus} V_{Th} + R_{Th} \Delta P = 0 \quad (107)$$

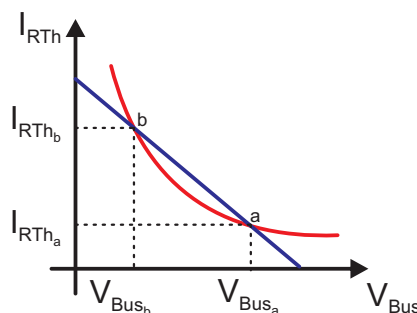
Devido a equação (107) ser de segundo grau, a mesma apresenta duas soluções. As soluções estão descritas nas equações (108) e (109)

$$V_{Bus_a} = \frac{V_{Th}}{2} + \sqrt{\left(\frac{V_{Th}}{2}\right)^2 - R_{Th} \Delta P} \quad (108)$$

$$V_{Bus_b} = \frac{V_{Th}}{2} - \sqrt{\left(\frac{V_{Th}}{2}\right)^2 - R_{Th} \Delta P} \quad (109)$$

Graficamente, pode-se ver as duas soluções na Figura 5.8, onde a curva em azul representa o comportamento da fonte equivalente de Thévenin e a curva em vermelho representa a curva de potência constante. Seguindo o princípio da mínima potência dissipada o ponto de operação será o ponto *a*.

Figura 5.8 – Pontos de operação possíveis para o circuito em regime permanente.

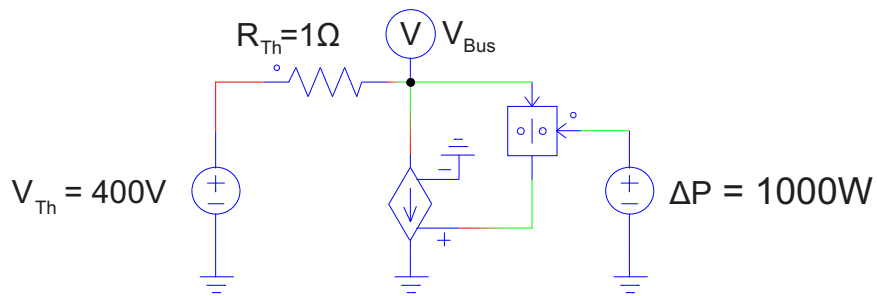


Fonte – Autor.

Para validar o estudo do ponto de operação, optou-se por simular o circuito da 5.7 e comparar os valores obtidos por simulação com as equações (108) e (105). Resolvendo as equações considerando  $V_{Th} = 400V$ ,  $R_{Th} = 1\Omega$  e  $\Delta P = 1000W$  encontra-se  $V_{Bus} = 397,4V$  e  $I_{RTh} = 2,51A$ .

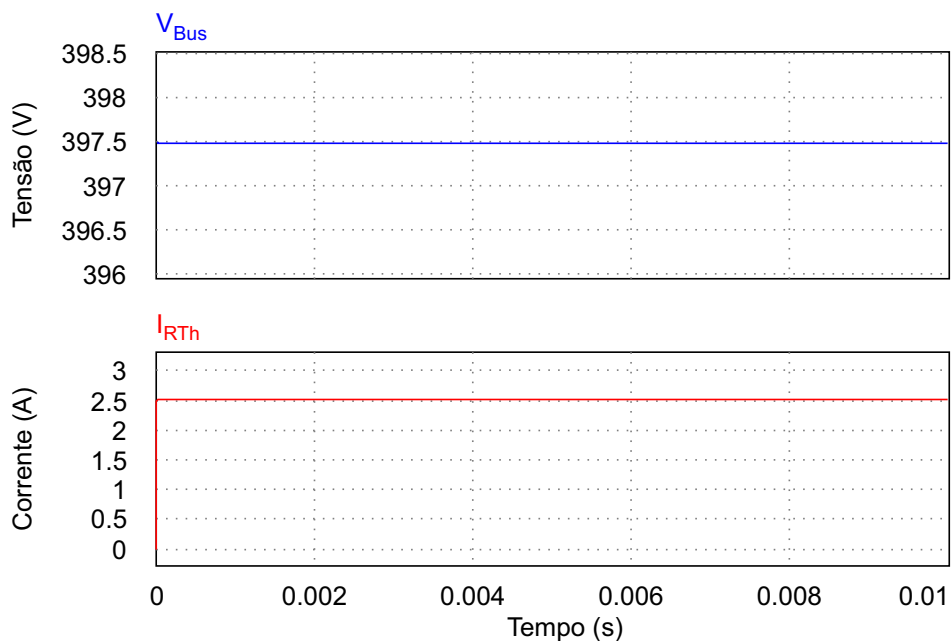
A Figura 5.9 ilustra o circuito simulado e a Figura 5.10 apresenta o resultado obtido via simulação numérica. Percebe-se que os resultados numéricos e os simulados são iguais, assim, validando os estudos apresentados nesta seção. A seguir será apresentado um estudo da estabilidade estática do circuito simplificado da microrrede.

Figura 5.9 – Circuito equivalente de Thévenin simulado.



Fonte – Autor.

Figura 5.10 – Resultado de simulação obtido em regime permanente.



Fonte – Autor.

### 5.1.5 Estabilidade estática.

Nota-se pelas equações (108) e (109), que para as soluções das respectivas equações apresentem raízes reais é necessário que a inequação da equação (110)

seja satisfeita.

$$\left(\frac{V_{Th}}{2}\right)^2 \geq R_{Th}\Delta P \quad (110)$$

Desta forma, é possível definir por meio da equação (111) um valor para a resistência virtual.

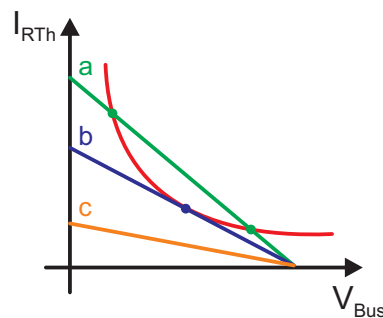
$$R_{Th} \leq \frac{1}{\Delta P} \left(\frac{V_{Th}}{2}\right)^2 \quad (111)$$

Assim, existem três casos possíveis:

1. a)  $R_{Th} < \frac{1}{\Delta P} \left(\frac{V_{Th}}{2}\right)^2$
- b)  $R_{Th} = \frac{1}{\Delta P} \left(\frac{V_{Th}}{2}\right)^2$
- c)  $R_{Th} > \frac{1}{\Delta P} \left(\frac{V_{Th}}{2}\right)^2$

Graficamente, pode-se perceber por meio da Figura 5.11, que nos casos a e b encontram um ponto de operação na curva de potência constante. No entanto, no caso c não existe nenhum ponto de operação, caracterizando uma instabilidade no circuito.

Figura 5.11 – Representação gráfica dos casos possíveis de estabilidade.

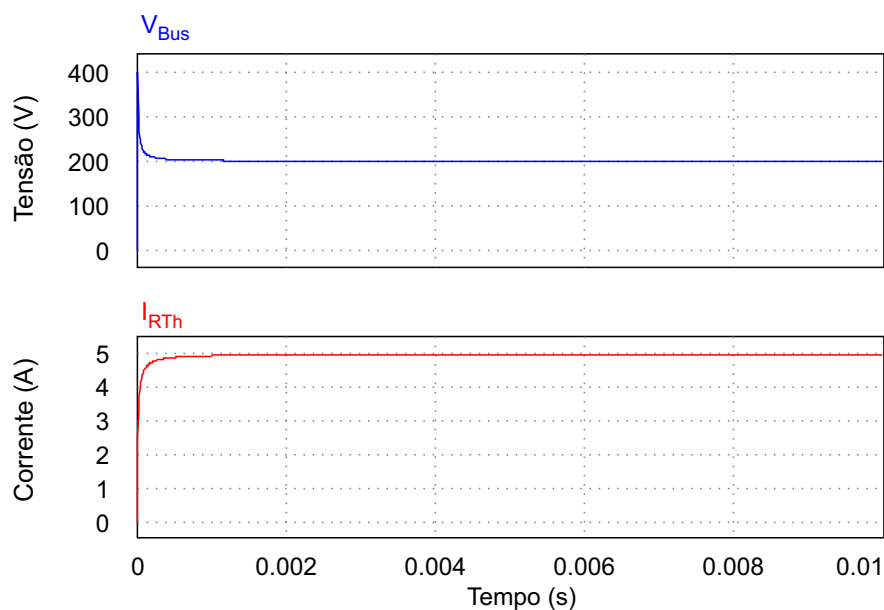


Fonte – Autor.

De modo a verificar a instabilidade nos três casos anteriormente citados, optou-se por simular o circuito da Figura 5.9. Resolvendo numericamente a equação (111) para  $V_{Th} = 400\text{ V}$  e  $\Delta P = 1000\text{ W}$  encontra-se que  $R_{Th} \leq 40\Omega$ .

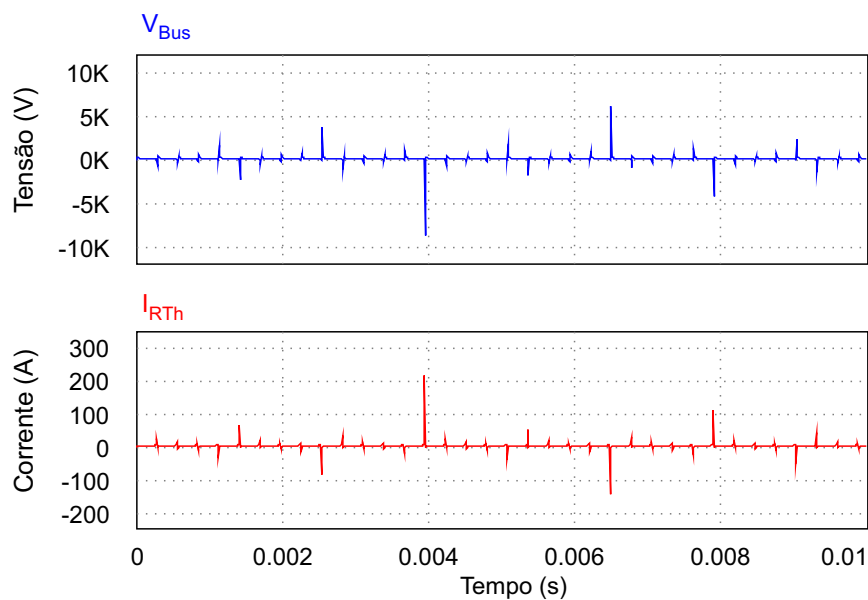
A Figura 5.10, já demonstrou que o sistema é estável para  $R_{Th} \leq 40\Omega$ . A Figura 5.12, apresenta o resultado da simulação do para  $R_{Th} = 40\Omega$ , percebe-se que o circuito continua estável. No entanto, como pode-se observar na Figura 5.13, o circuito já tornou-se instável para uma  $R_{Th} = 40,5\Omega$ .

Figura 5.12 – Resultado de simulação para o caso b.



Fonte – Autor.

Figura 5.13 – Resultado de simulação para o caso c.



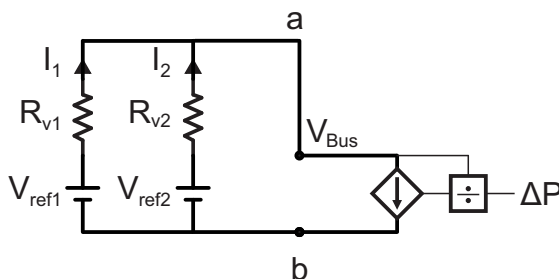
Fonte – Autor.

Desta forma, analisando a Figura 5.11 e os resultados das simulações obtidas, conclui-se que no caso *a* o circuito será estável em regime permanente, no caso *b* o circuito está no limite da estabilidade e para o caso *c* o circuito será instável.

### 5.1.6 Determinação dos parâmetros do *droop* em regime permanente

Seja o circuito da Figura 5.6 (a) aqui repetido na Figura 5.14 sem o capacitor, pois, a análise a seguir é considerando o circuito em regime permanente.

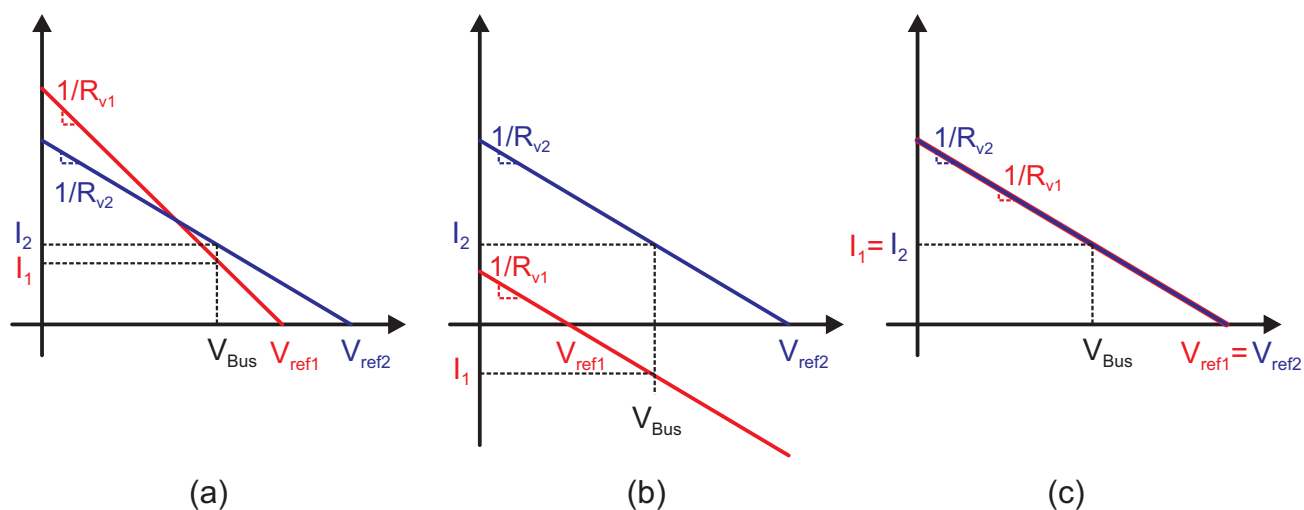
Figura 5.14 – Circuito simplificado em regime permanente.



Fonte – Autor.

A Figura 5.15 apresenta 3 possíveis modos de operação para o circuito da Figura 5.14.

Figura 5.15 – Modos de operação (a)  $V_{ref1} \neq V_{ref2}$  e  $R_{v1} \neq R_{v2}$ , (b)  $V_{ref1} < V_{ref2}$  e  $R_{v1} = R_{v2}$  e (c)  $V_{ref1} = V_{ref2}$  e  $R_{v1} = R_{v2}$ .



Fonte – Autor.

A Figura 5.15 (a) ilustra um possível ponto de operação em que  $V_{ref1} \neq V_{ref2}$  e  $R_{v1} \neq R_{v2}$ , desta forma,  $I_1 \neq I_2$  e consequentemente  $P_1 \neq P_2$ . Neste caso, ambas as fontes estão entregando energia para a fonte de potência constante.

A Figura 5.15 (b) ilustra um possível ponto de operação em que  $V_{ref1} < V_{ref2}$  e  $R_{v1} = R_{v2}$ , neste caso  $I_1 < 0$  e  $I_2 > 0$ , consequentemente  $P_1 < 0$  e  $P_2 > 0$ . Portanto, a fonte  $V_{ref2}$  entrega energia para a fonte  $V_{ref1}$  e fonte de potência constante.

A Figura 5.15 (c) ilustra o ponto de operação em que  $V_{ref1} = V_{ref2}$  e  $R_{V1} = R_{V2}$ , portanto,  $I_1 = I_2$  e conseqüentemente  $P_1 = P_2$ . Neste caso, ambas as fontes  $V_{ref1}$  e  $V_{ref2}$  fornecem a mesma potência e fonte de potência constante.

Percebe-se que é possível controlar  $V_{Bus}$ ,  $P_1$  e  $P_2$ , agindo sobre os parâmetros  $V_{ref1}$ ,  $V_{ref2}$ ,  $R_{V1}$  e  $R_{V2}$ . Assim, é possível definir a tensão do barramento e a divisão de potência alterando os parâmetros. Para encontrar os parâmetros que satisfaçam um ponto de operação especificado, pode-se montar um sistemas de equações.

Como as resistências  $R_{V1}$  e  $R_{V2}$  são virtuais não dissipam potência, assim, pode-se escrever as equações (112) e (113) que definem as potências fornecidas pelas fontes  $V_{ref1}$  e  $V_{ref2}$ .

$$P_1 = \frac{(V_{ref1} - V_{Bus})V_{Bus}}{R_{V1}} \quad (112)$$

$$P_2 = \frac{(V_{ref2} - V_{Bus})V_{Bus}}{R_{V2}} \quad (113)$$

Nota-se que ambas as equações dependem dos parâmetros  $V_{ref1}$ ,  $V_{ref2}$ ,  $R_{V1}$  e  $R_{V2}$ , entretanto, para que o sistema de equação seja resolvido ainda são necessárias mais duas equações. Definindo-se  $R_{Th} = 1$ , de modo a garantir a estabilidade estática, e conhecendo o valor de  $\Delta P$  pode-se calcular o valor de  $V_{Th}$  com a equação (114) obtida por meio do circuito da Figura 5.7.

$$V_{Th} = V_{Bus} + \frac{\Delta P R_{Th}}{V_{Bus}} \quad (114)$$

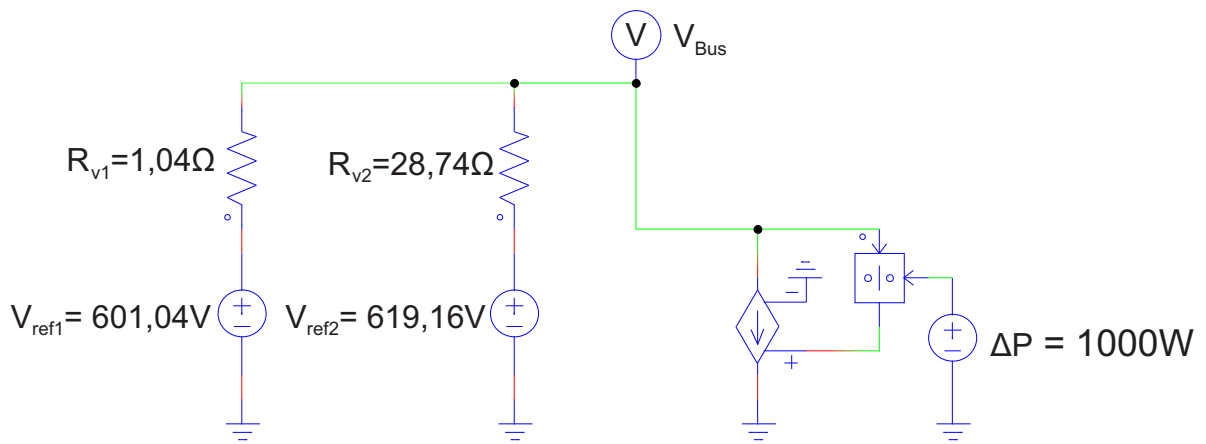
Assim, pode-se fazer uso das equação (103) e (104), aqui repetidas pelas equações (115) e (116), para completar o sistema de equações.

$$R_{Th} = \frac{1}{\frac{1}{R_{V1}} + \frac{1}{R_{V2}}} \quad (115)$$

$$V_{Th} = \frac{\frac{V_{ref1}}{R_{V1}} + \frac{V_{ref2}}{R_{V2}}}{\frac{1}{R_{V1}} + \frac{1}{R_{V2}}} \quad (116)$$

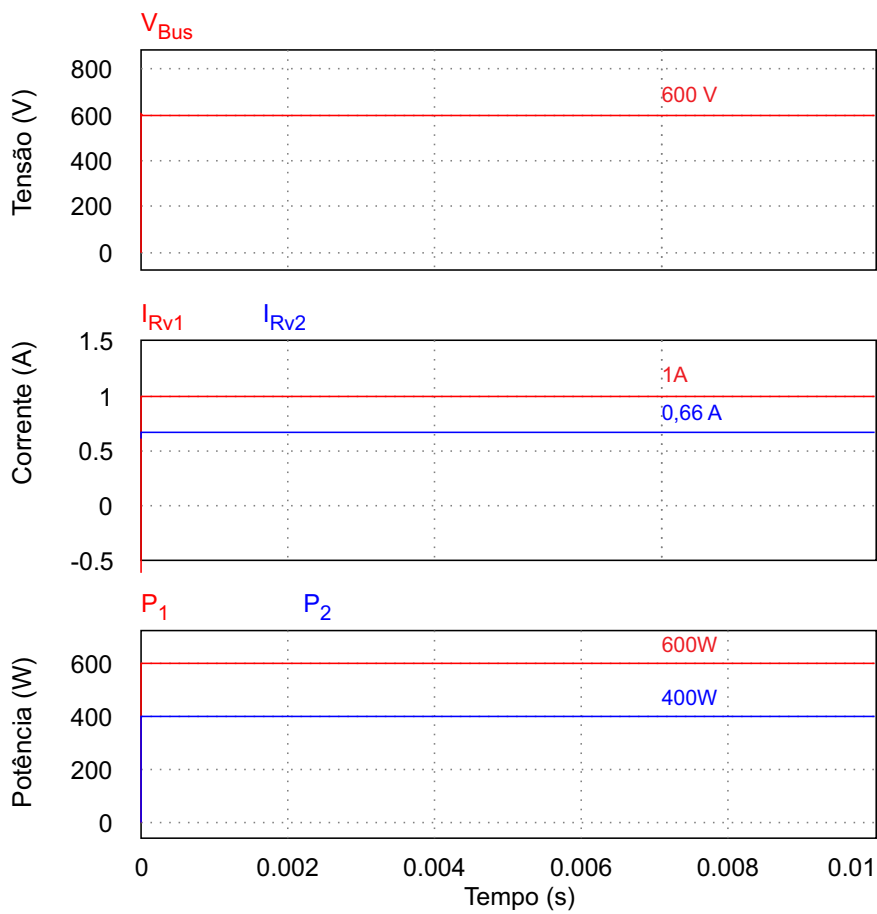
Resolvendo o sistema de equações em que definem-se  $V_{Bus} = 600V$ ,  $P_1 = 600W$ ,  $P_2 = 400W$ ,  $\Delta P = 1000W$  e  $R_{Th} = 1\Omega$ , encontra-se  $V_{ref1} = 601,04V$ ,  $V_{ref2} = 619,16V$ ,  $R_{V1} = 1,04\Omega$  e  $R_{V2} = 28,74\Omega$ . De forma a validar os resultados obtidos simulou-se o circuito da Figura 5.16 e obteve-se os resultados apresentados na Figura 5.17. Percebe-se por meio dos resultados obtidos por simulação numérica que de fato o circuito está operando no ponto de operação estabelecido.

Figura 5.16 – Circuito simplificado simulado.



Fonte – Autor.

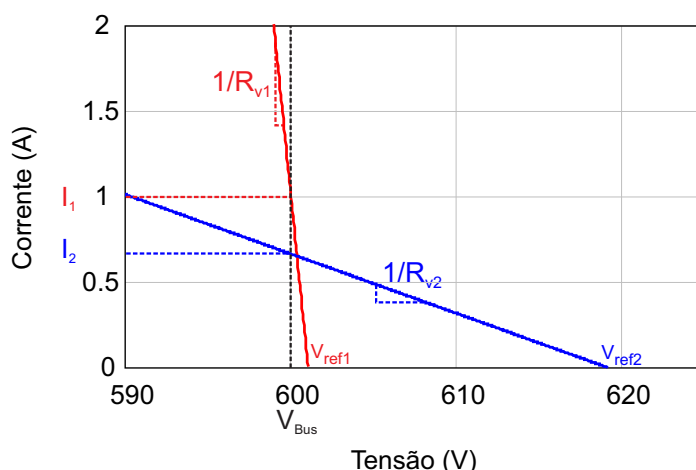
Figura 5.17 – Resultado de simulação obtido do circuito simplificado em regime permanente.



Fonte – Autor.

Também é possível traçar as curvas características das fontes conforme apresentado na Figura 5.18.

Figura 5.18 – Curva característica das fonte  $V_{ref1}$  e  $V_{ref2}$ .



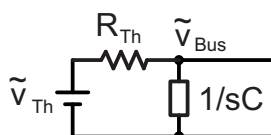
Fonte – Autor.

### 5.1.7 Modelagem e controle da tensão de barramento

Conforme apresentado na seção anterior, é possível ajustar os parâmetros de forma que em regime permanente o circuito opere com a tensão de barramento desejada. No entanto, caso alguma perturbação ocorra no circuito, tais como, variação potência, a tensão do barramento também será alterada. Para evitar que isso ocorra, uma estratégia é controlar a tensão do barramento atuando na tensão de equivalente de Thévenin do circuito.

A partir do circuito a Figura 5.6 (b) e considerando que  $\Delta P$  constante, pode-se chegar no circuito equivalente de pequenos sinais no domínio da frequência da microrrede apresentado na Figura 5.19.

Figura 5.19 – Modelo de pequenos sinais do circuito equivalente de Thévenin.



Fonte – Autor.

A partir do circuito da Figura 5.19, encontra-se a função de transferência de

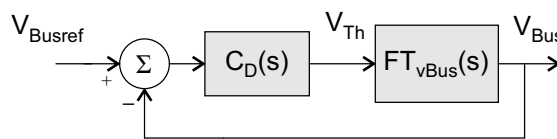


primeira ordem apresentada na equação (117).

$$FT_{vBus} = \frac{\tilde{V}_{Bus}}{\tilde{V}_{Th}} = \frac{1}{sCR_{Th} + 1} \quad (117)$$

Uma vez definida a função de transferência, pode-se projetar o controlador da tensão do barramento. O controlador PI foi escolhido para fazer a regulação de  $V_{Bus}$ , seu projeto pode ser realizado da mesma maneira apresentada na Seção 3.2 com base no diagrama de blocos da Figura 5.20.

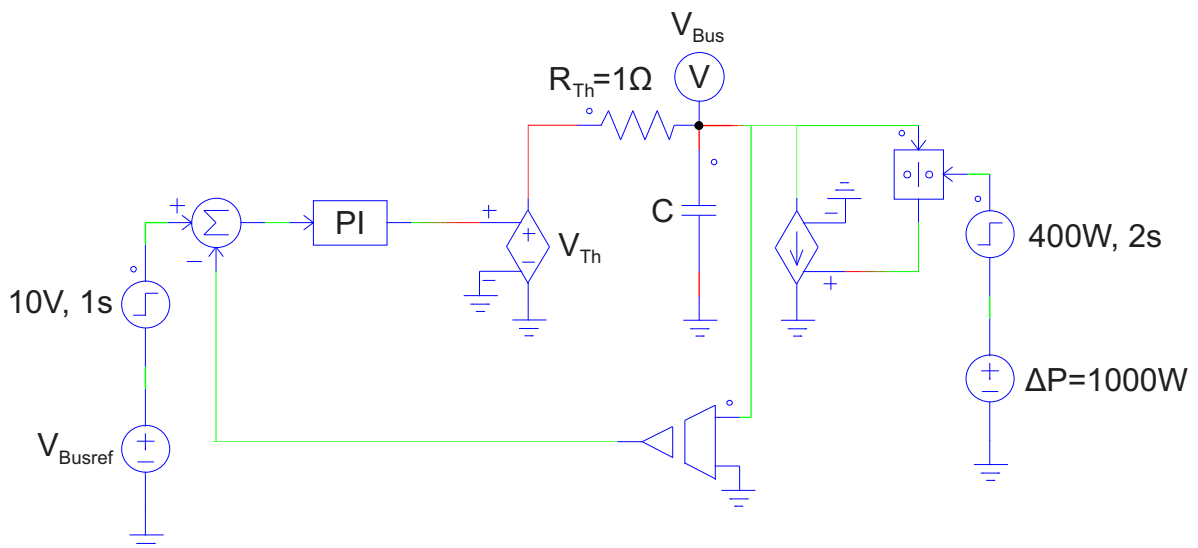
Figura 5.20 – Diagrama de blocos do controle da tensão do barramento CC.



Fonte – Autor.

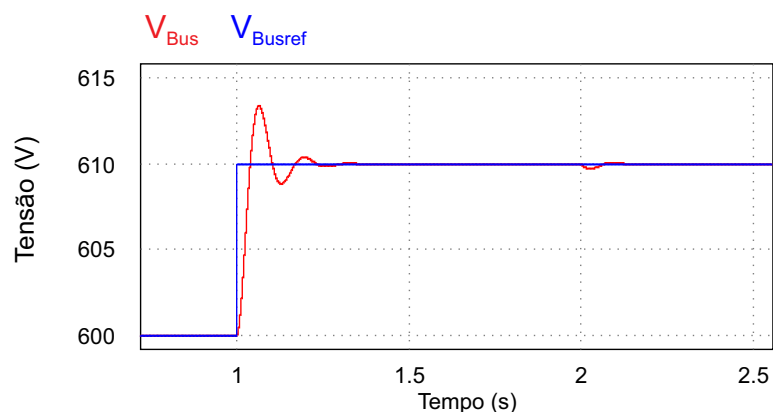
Com o objetivo de validar a ação do controle, o circuito da Figura 5.21 foi simulado, considerando o barramento com uma capacitância de  $C = 30mF$  e o controlador  $C_{vBUS}$  com ganho  $k_{vBUS} = 0,001$  e frequência do zero  $\omega_{zvBUS} = 78,5rad/s$ . Obteve-se o resultado apresentado na Figura 5.22.

Figura 5.21 – Circuito simulado para validar o controle do barramento CC



Fonte – Autor.

Figura 5.22 – Resultado de simulação do controle da tensão do barramento CC.



Fonte – Autor.

Nota-se pela Figura 5.22, que a tensão do barramento segue a referência conforme esperado. No instante de 1 s, a referência de tensão foi alterada de 600 V para 610 V, causando um transitório na tensão de barramento, no entanto, a tensão volta a seguir a referência.

No instante 2 s, adicionou-se uma perturbação na fonte de potência do circuito, nota-se que o controle atua de forma a manter a tensão em 610 V. Desta forma, o controle da tensão do barramento CC permite que a potência na microrrede varie, não sendo mais necessário que os demais conversores operem como fontes de potência constante.

## 5.2 ESTRATÉGIA DE GERENCIAMENTO DE POTÊNCIA DA MICRORREDE COM CONTROLE DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC PROPOSTA

As microrredes de corrente contínua estão ganhando cada vez mais atenção quando comparado com as em corrente alternada (DOSTAL; ADAMEC, 2011; DINCER; HOGERWAARD; ZAMFIRESCU, 2016), que sofre de problemas de sincronização e potência reativa, as microrredes CC também desfruta das vantagens de maior eficiência, controlabilidade e confiabilidade (INTERNATIONAL RAILWAY ASSOCIATION (UIC), 2015).

Os sistemas de armazenamento de energia são amplamente adotados e microrredes CC, seu uso é destinado a compensar a intermitência de fontes de energia renováveis para melhorar a qualidade da energia e a estabilidade do sistema (FREY, 2012; SPIRYAGIN *et al.*, 2014). Diferentes sistemas de armazenamento de energia têm diferentes características em termos de densidade de energia, taxa de resposta, ciclo de vida, custo, etc. (POWER. . . , 2021; AKLI *et al.*, 2007). Por exemplo, o supercapacitor (SC) tem velocidade de resposta dinâmica rápida, mas baixa densidade de energia.

Por outro lado, a bateria tem alta densidade de energia, mas resposta dinâmica lenta.

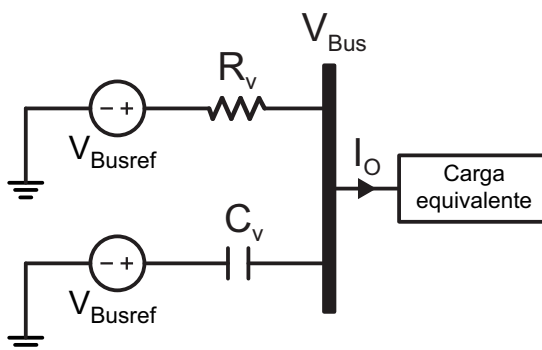
O sistema de armazenamento de energia híbrido, composto por bateria e supercapacitor, herda suas características complementares e atinge um desempenho dinâmico rápido e grande fonte de energia (JAAFAR *et al.*, 2009; MAYET *et al.*, 2014). Desta forma, as flutuações rápidas de energia podem ser compensadas pelo supercapacitor, diminuindo o estresse transitório na bateria e prolongando a vida útil da mesma (LETROUVE *et al.*, 2014; MEINERT *et al.*, 2015).

Muitas estratégias de gerenciamento de energia têm sido propostas em literaturas, como abordagens baseadas em filtros (CAO; EMADI, 2012; PAIRE *et al.*, 2010; LAHYANI *et al.*, 2013), estratégias de otimização (LAHYANI *et al.*, 2013; KOTRA; MISHRA, 2017; GARG; PERREAULT; VERGHESE, 1999), controle preditivo (LETROUVE *et al.*, 2014; BRITO; HELDWEIN; BASCOPE, 2015), etc. São métodos de controle centralizados ou hierárquicos que requerem um controlador centralizado para processar as informações das unidades locais e tomar as decisões. No entanto, o atraso ou falha de comunicação pode causar problemas de confiabilidade do sistema e a expansão ou reconfiguração pode aumentar complexidade (DOSTAL; ADAMEC, 2011; DINCER; HOGERWAARD; ZAMFIRESCU, 2016; JIN *et al.*, 2018).

Para aumentar a confiabilidade e escalabilidade em microrredes de corrente contínua, estratégias de controle descentralizado sem controladores centrais e comunicações devem ser desenvolvidas. Em (SUN; ZHANG *et al.*, 2011; XU; CHEN, 2011) propõem estratégias de compartilhamento de energia baseada em queda de tensão, no entanto o desvio de tensão do barramento resultante do controle pode degradar a qualidade da energia.

Em (XU; HU *et al.*, 2017; XU; XIAO *et al.*, 2017), é apresentada a estratégia da Figura 5.23. O controlador da bateria é implementado com resistência virtual e o controlador do supercapacitor é implementado com capacitância virtual. Desta forma, o supercapacitor absorve as flutuações rápidas e a bateria forneça energia total. No entanto, a capacitância virtual acaba inserindo uma nova dinâmica no sistema fazendo que o supercapacitor atue apenas nas transições.

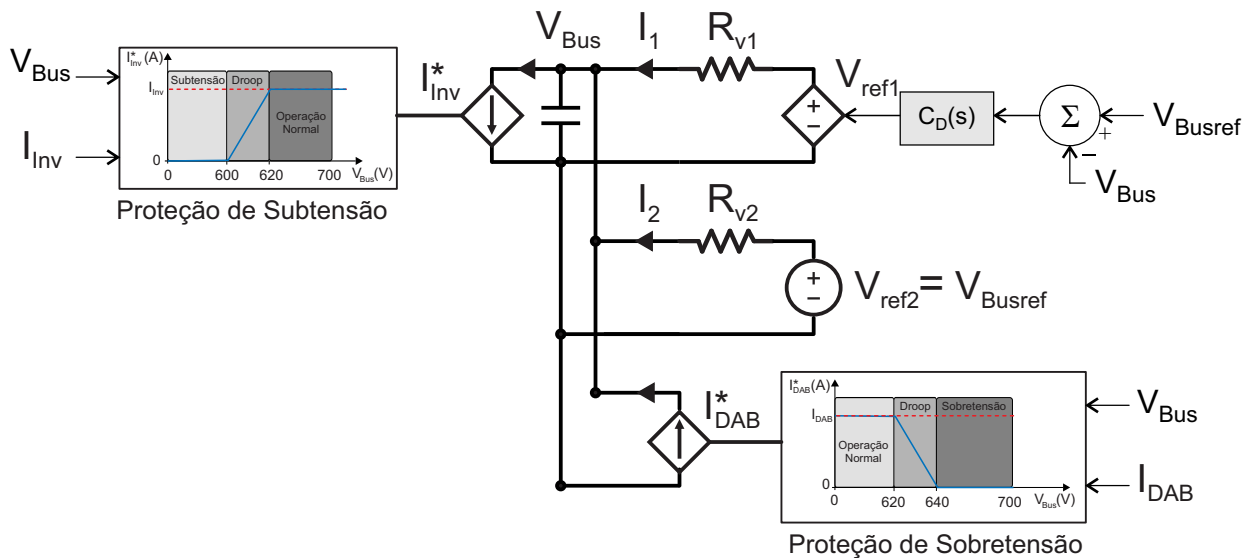
Figura 5.23 – Circuito simplificado da estratégia de controle com implementação de resistência e capacitância virtual.



Fonte – Adaptado de (XU; HU *et al.*, 2017; XU; XIAO *et al.*, 2017)

Este trabalho apresenta uma estratégia de controle descentralizada, em que os conversores conectados ao banco de baterias e supercapacitor utilizam o droop para o gerenciamento de potência e os demais conversores operam como fontes de corrente, conforme apresentado na Figura 5.24. Uma vez que o controle da tensão do barramento CC é capaz de regular a tensão do barramento, o inversor e o conversor DAB-ISOP podem operar como fontes de corrente, variando a potência drenada ou injetada na microrrede. Caso a demanda de potência ou a regeneração seja maior que a capacidade do banco de baterias e do supercapacitor somadas, a tensão do barramento CC irá diminuir ou aumentar de forma a comprometer o funcionamento da microrrede. Para evitar que isso aconteça, foram adicionadas proteções, Figura 5.24, que limitam a potência do sistema de regeneração e do inversor conforme a variação da tensão do barramento.

Figura 5.24 – Diagrama simplificado da microrrede implementada com o controle droop e proteções de subtensão e sobretensão.



Fonte – Autor.

O droop implementado, mantém os valores das resistências virtuais e a tensão de referência do conversor do supercapacitor fixos, apenas a tensão de referência do conversor do banco de baterias é ajustada, de modo a controlar a tensão do barramento e garantir o equilíbrio de potência. Os valores de  $R_{V1}$  e  $R_{V2}$  foram definidos por meio da equação (111) com o objetivo de garantir a estabilidade estática. Desta forma, considerando que a maior variação de potência ocorre quando a microrrede não está processando energia e passa a regenerar 10 kW ou a injetar 10 kW na rede, assim considerou-se que  $\Delta P = 10 \text{ kW}$  e  $V_{Th} = 620 \text{ V}$ , portanto, a equação (118) define que o equivalente Thévenin das resistências deve ser menor que  $9,61 \Omega$ .

$$R_{Th} \leq \frac{1}{\Delta P} \left( \frac{V_{Th}}{2} \right)^2 \leq \frac{1}{10k} \left( \frac{620}{2} \right)^2 \leq 9,61 \Omega \quad (118)$$

Sendo assim, adotou-se  $R_{V2} = 1$  para que o conversor do supercapacitor tenha uma sensibilidade de 1 A por variação de 1 V da tensão do barramento, e  $R_{V1} = 5$  para que a sensibilidade do conversor da bateria seja cinco vezes menor. Desta forma, para variações da tensão no barramento CC o conversor do supercapacitor irá absorver mais a ondulação de corrente nos transitórios.

Definidos os valores das resistências virtuais é possível projetar o controlador droop  $C_D(s)$ . A Tabela 5.1 apresenta as especificações e parâmetros do controlador.

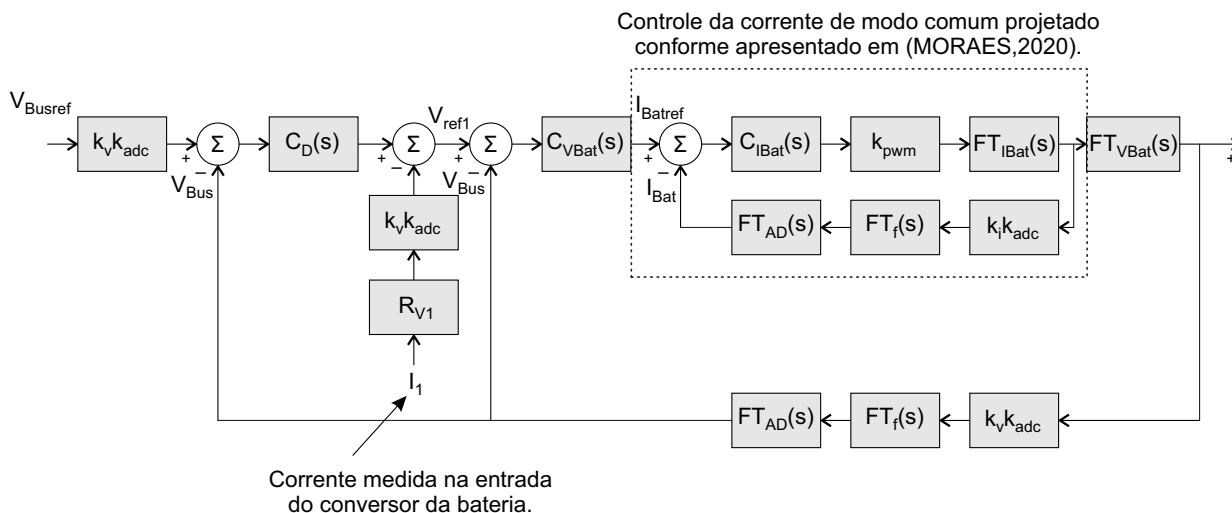
Tabela 5.1 – Especificações e parâmetros de projeto do controlador *droop*  $C_D(s)$ .

Parâmetros	Valores
Margem de Fase	35°
Frequência de Cruzamento	4 Hz
Ganho do Controlador	31,65
Frequência do Zero do Controlador	7,29 rad/s

Fonte – Autor.

A Figura 5.25 ilustra o diagrama de blocos do conversor conectado a bateria. Nota-se que além das malhas de controle de corrente e tensão do barramento CC, também implementou-se a malha do controle Droop. Quando houver alguma perturbação na tensão do barramento CC, o controlador do Droop ( $C_D$ ) irá gerar uma tensão, que quando subtraída da queda de tensão na resistência virtual irá corresponder a um novo ponto de operação que irá manter a tensão regulada, e por consequência, garantir o equilíbrio de potência. O controlador da tensão do barramento CC ( $C_{VBat}$ ) tem a função de gerar a referência de corrente que irá garantir o equilíbrio de potência quando houver consumo ou injeção de potência na microrrede. Desta forma, toda variação de potência será suprido ou absorvido pela bateria enquanto a bateria.

Figura 5.25 – Diagrama de blocos do controle do conversor conversor CC-CC conectado a bateria.

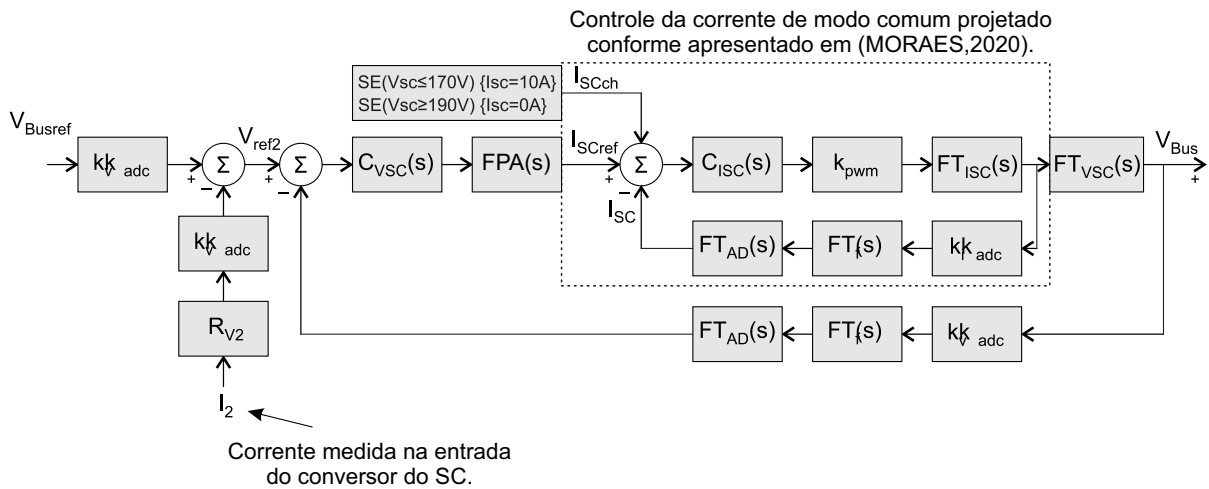


Fonte – Autor.

Conforme ilustrado na Figura 5.26 a tensão de referência do conversor do supercapacitor é fixa e igual a tensão de referência do controle do barramento CC, desta forma, quando o barramento CC está controlado, a queda de tensão na resistência virtual será zero e por consequência a corrente do conversor do supercapacitor também

será zero. A partir do momento em que houver flutuações no barramento CC, devido a variações de carga, o conversor do supercapacitor contribui para que a tensão do barramento volte para o valor de referência, assim, diminuindo os transitórios de corrente na bateria.

Figura 5.26 – Diagrama de blocos do controle do conversor CC-CC conectado ao supercapacitor.



Fonte – Autor.

A estratégia anteriormente citada, também permite que o supercapacitor contribua para o fornecimento ou absorção de energia quando a bateria encontra-se saturada. Caso a demanda de energia seja maior que a capacidade da bateria, o conversor da bateria não conseguirá manter o barramento CC controlado, como a tensão do barramento CC não será mais igual a tensão de referência do conversor do supercapacitor, uma queda de tensão surgirá na resistência virtual do conversor do supercapacitor e consequentemente irá começar a injetar corrente no barramento CC. Desta forma, o supercapacitor consegue ajudar a bateria a suprir uma demanda elevada de energia.

Entretanto, como o supercapacitor tem uma baixa densidade de energia, quando comparado ao banco de bateria, deseja-se que o mesmo atue em demandas de curta duração, desta forma, um filtro passa alta (FPA) de primeira ordem com a saída saturada foi adicionado na saída do controle de tensão. Saturar a saída do filtro tem com o objetivo de retardar a ação do mesmo, desta forma, quando a bateria encontrar-se saturada, o supercapacitor irá fornecer ou absorver a potência requerida pela microrrede. Quando o filtro deixar a região de saturação, e a microrrede continuar a demandar potência, a ação do filtro irá diminuir a corrente do supercapacitor para zero.

A estratégia permite que o supercapacitor absorva ou forneça potência em transitórios de elevada potência, como por exemplo na partida dos compressores dos freios da locomotivas ou em uma frenagem abrupta em que a potência regenerada é

elevada. Também permite dimensionar o banco de baterias apenas para a potência média das cargas, sem precisar considerar a potência consumida em transitórios, como por exemplo, na partida dos compressores da locomotiva.

A Figura 5.26 também apresenta a estratégia de carregamento do supercapacitor por histerese, desta forma, quando a tensão do supercapacitor for menor que 170 V a corrente  $I_{SCch}$  é somada na referência de corrente até que tensão atinja 190 V.

### 5.2.1 Proteções de subtensão e sobretensão da tensão do barramento CC

Devido as limitações de armazenamento e do fornecimento de energia do conjunto baterias e supercapacitor, se faz necessária a adição de proteções para manter o barramento dentro de um limite aceitável para o funcionamento da microrede (FINAMOR *et al.*, 2017; SOLANO, 2015).

A estratégia de proteção proposta neste trabalho baseia-se em (FINAMOR *et al.*, 2017; SOLANO, 2015; MORAES, 2020), onde modifica-se diretamente a referência de corrente do conversor. As correntes de referência do inversor e do conversor DAB-ISOP são modificadas pelas equações 119 e 120 respectivamente.

$$I_{Inv}^* = FPB \left( \frac{V_{Bus} - V_{Busmin}}{V_{Busref} - V_{Busmin}} \right) I_{Inv} \quad (119)$$

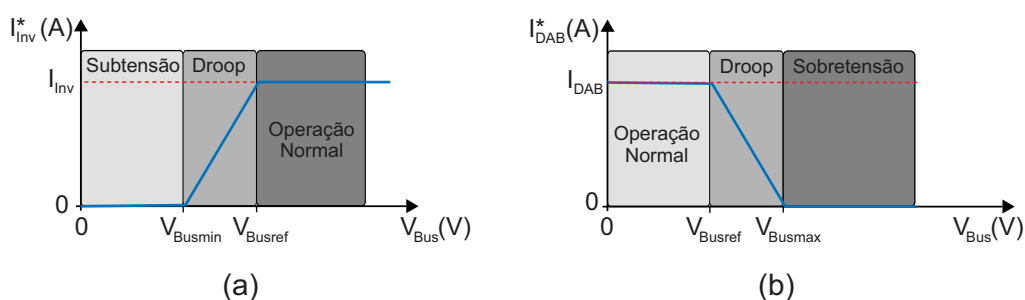
$$I_{DAB}^* = FPB \left( \frac{V_{Bus} - V_{Busmax}}{V_{Busmax} - V_{Busref}} \right) I_{DAB} \quad (120)$$

Onde  $V_{Bus}$  é o valor da tensão medida do barramento CC,  $V_{Busref}$  é o valor da tensão de referencia utilizado no controle,  $V_{Busmin}$  e  $V_{Busmax}$  são os valores mínimo e máximo admitidos para a tensão do barramento CC e  $FPB()$  representa a ação do filtro passa-baixa utilizado para suavizar as variações. Vale destacar que a saída do filtro é saturada entre 0 e 1, de modo que a referência de corrente varie de 0 a 100% do valor original.

Com base na equação (119) e com auxílio da Figura 5.27 (a), percebe-se que o princípio de funcionamento da estratégia de proteção de subtensão diminui a referência de corrente do inversor proporcionalmente até chegar a zero, a medida que a tensão do barramento CC começa a diminuir abaixo de  $V_{Busref}$ . O valor de  $V_{Busmin}$  foi estabelecido em 600 V, a fim de se garantir a correta modulação do inversor, mesmo no pior caso, considerando-se para isso uma rede trifásica de 380 V entre fases e uma modulação vetorial.



Figura 5.27 – Representações gráficas das proteções de subtensão (a) e sobretensão (a).



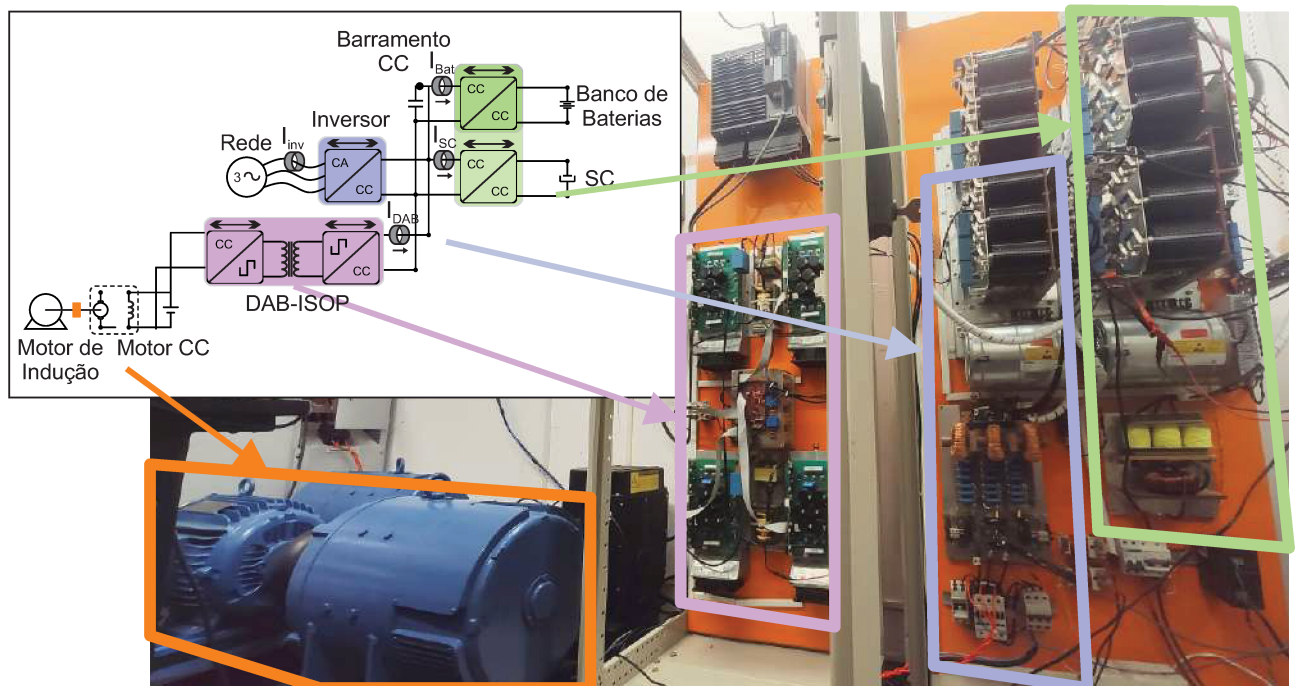
Fonte – Adaptado de (MORAES, 2020).

De maneira semelhante, por meio da equação (120) e com o auxílio da Figura 5.27 (b), a estratégia de proteção de sobretensão, diminui a referência de corrente do conversor DAB-ISOP a partir do momento em que a tensão do barramento CC se torna maior do que  $V_{Busref}$ . Para evitar transições incorretas, adotou-se uma histerese de 5V em torno de  $V_{Busref}$ .

## 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO SISTEMA MULTIPORTA

Com o objetivo de validar o funcionamento da microrrede, montou-se em bancada um protótipo conforme ilustrado na Figura 6.1, onde apresenta a disposição físicas dos conversores e do sistema de regeneração. A Figura 6.1 também apresenta a posição e sentido das ponteiros de corrente utilizadas nos experimentos.

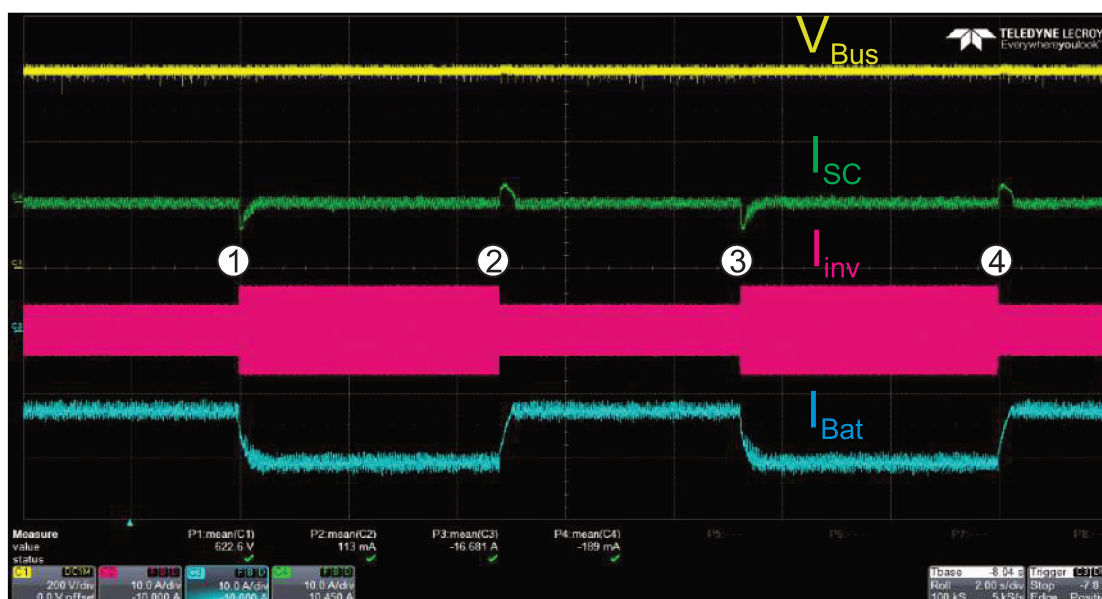
Figura 6.1 – Foto identificando os conversores da microrrede e o sistema de regeneração.



Fonte – Autor.

A Figura 6.2, apresenta o comportamento da microrrede para variações da potência injetada na rede pelo inversor. Nos instantes 1 e 3, a potência foi aumentada de  $2kW$  para  $4kW$ , enquanto nos instantes 2 e 4, a potência foi diminuída de  $4kW$  para  $2kW$ . Nesse caso a potência regenerada é zero. Percebe-se que durante as transições, o conversor conectado ao supercapacitor faz com que o mesmo contribua para manter o barramento regulado em  $620V$ , e assim, diminuindo os transitórios de corrente na bateria. O conversor conectado a bateria atua de modo a fornecer a potência requerida pelo inversor e a manter o barramento regulado.

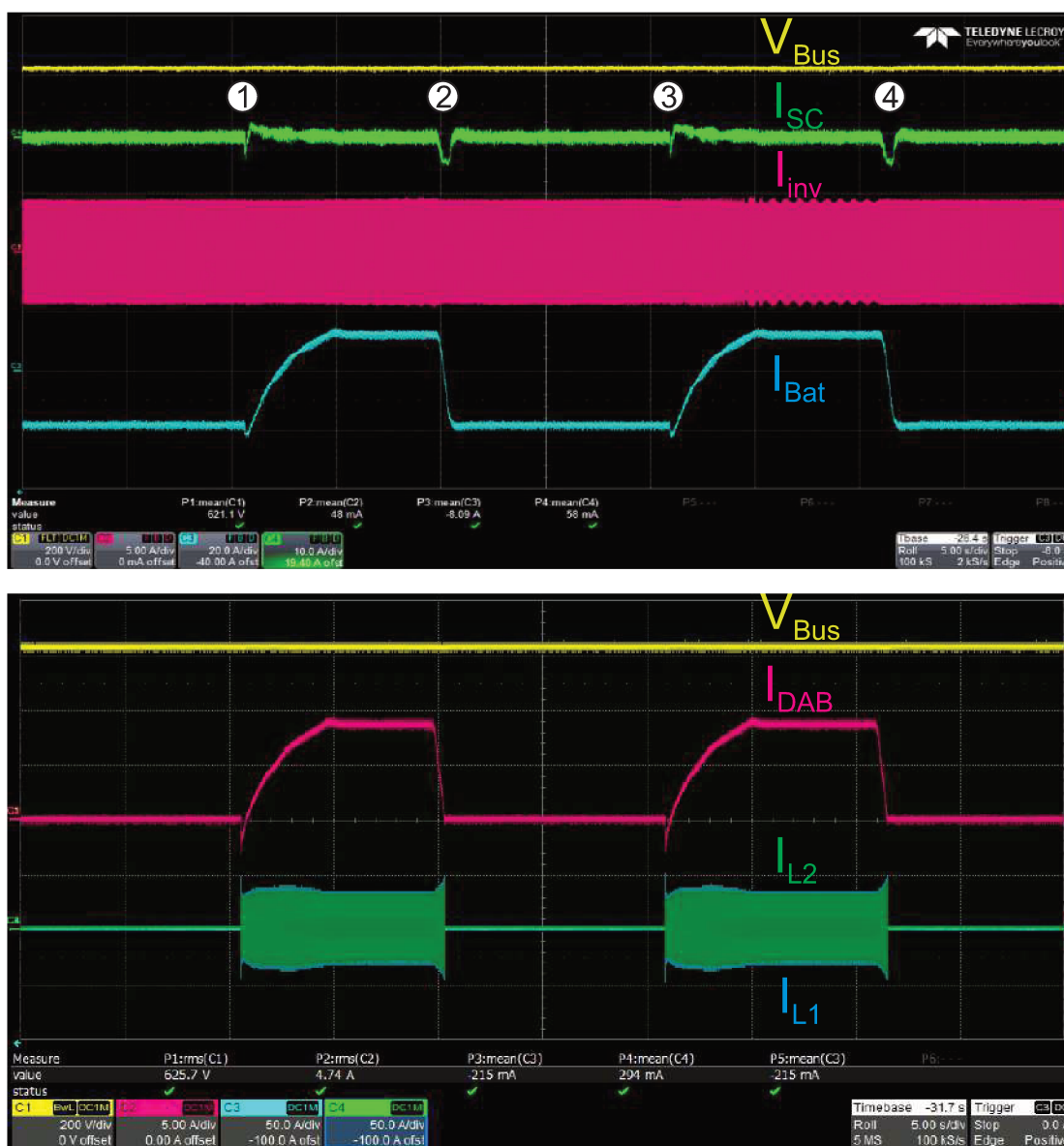
Figura 6.2 – Resultado experimental obtido para variações de potência injetada na rede.



Fonte – Autor.

A Figura 6.3 ilustra o comportamento da microrrede para variações da potência regenerada. Nota-se que até o instante 1, a bateria fornece energia para o inversor, a partir do instante 1 inicia-se a regeneração e a potência que está sendo regenerada distribui-se entre o inversor e a bateria até o instante 2 em que encerra-se a regeneração. Nos instantes 3 e 4 repete-se o que acontece nos instantes 1 e 2.

Figura 6.3 – Resultado experimental obtido para variações da potência regenerada enquanto a potência injetada na rede é mantida constante.

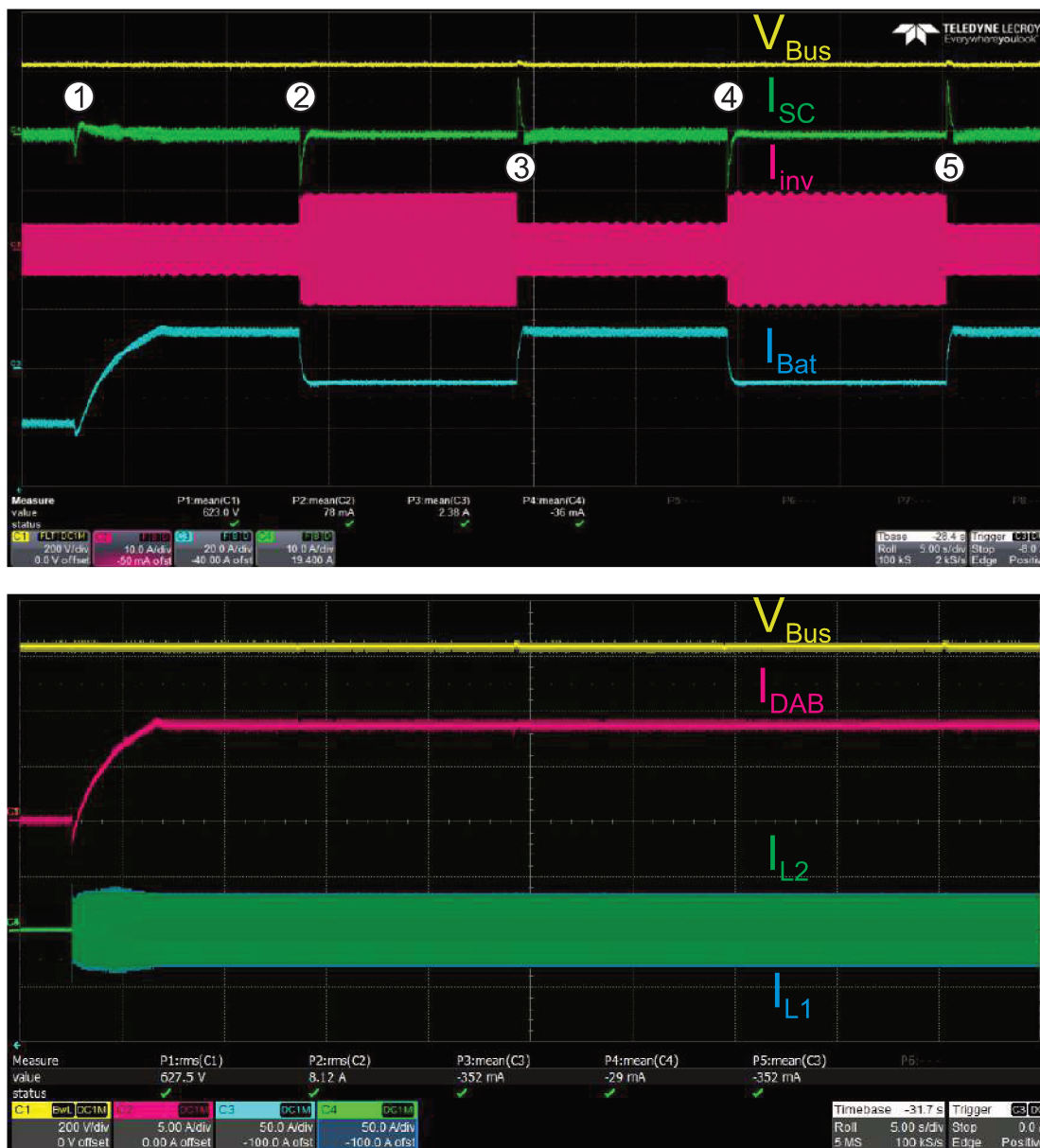


Fonte – Autor.

A Figura 6.4 mostra o resultado experimental obtido onde variou-se a potência do inversor enquanto é regenerada energia para a microrrede. Até o instante 1 da Figura 6.4, a bateria está fornecendo  $3kW$  de potência para o inversor. A partir do instante 1, a potência proveniente da regeneração é destinada parte para o inversor e parte para carregar a bateria. No instante 2, quando aumenta-se a potência do inversor de  $3kW$  para  $6kW$ , a potência injetada pelo conversor DAB-ISOP não é suficiente para suprir a demanda de potência, assim, a bateria deve contribuir com uma pequena parcela para completar o balanço de potência. No instante 3, a potência do inversor

volta para 3kW e a bateria volta a ser carregada. Nos instantes 4 e 5 repete-se os instantes 2 e 3 respectivamente.

Figura 6.4 – Resultado experimental obtido para variações da potência injetada na rede enquanto o existe potência sendo regenerada para a microrrede.



Fonte – Autor.

A Figura 6.5, apresenta o resultado obtido para o caso em que a potência requerida pelo inversor é maior que a capacidade do banco de baterias, assim, atuando a proteção de subtensão. Também ilustra o comportamento da microrrede quando a potência regenerada é maior que a demanda da microrrente, assim atuando a proteção de sobretensão.

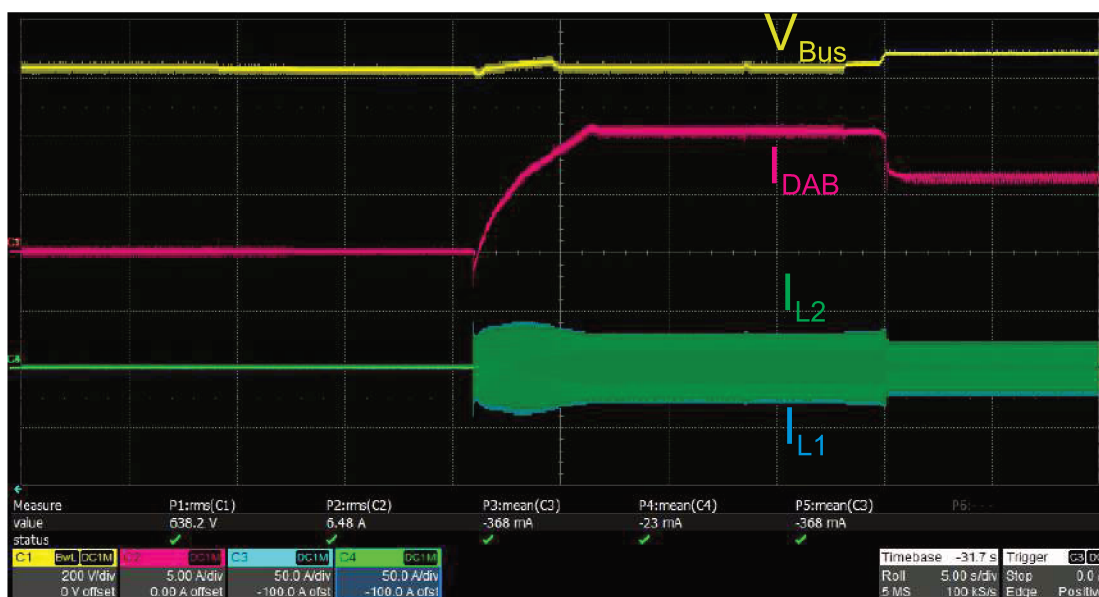
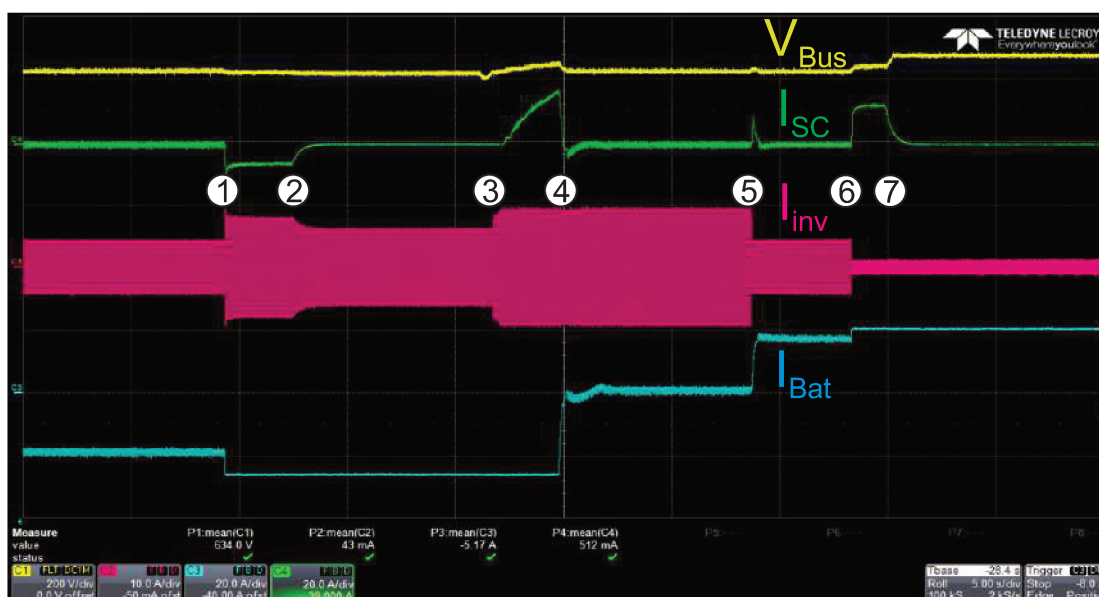
Até o instante 1 da Figura 6.5, o inversor está injetando  $3kW$  na rede. No instante 1, a potência do inversor é aumentada para  $6kW$ , no entanto, para este caso, a bateria não é capaz de fornecer toda a potência requerida pelo inversor, fazendo com que o conversor do supercapacitor supra a potência excedente até o instante 2 em que o filtro passa-alta leva a referência de corrente do conversor para zero.

Com a redução da corrente do supercapacitor no instante 2 da Figura 6.5, a proteção de subtenção atua de modo a diminuir a referência de corrente do inversor até encontrar um novo ponto de equilíbrio. No instante 3, inicia-se a regeneração, desta forma, a microrrede passa ser capaz de fornecer a potência de  $6kW$  requerida pelo inversor. No instante 4, percebe-se a potencia requerida pelo inversor passa a ser fornecida pela regeneração, até que no instante 5 a potência do inversor é reduzida para  $3kW$ , fazendo com que a potência excedente da regeneração seja armazenado na bateria.

No instante 6 Figura 6.5 o potência do inversor é zerada, fazendo com que toda a potência regenerada seja enviada para bateria, no entanto, para este caso, a bateria não é capaz absorver toda a potência regenerada, assim, o supercapacitor atua de forma a absorver a potência excedente até a ação do filtro passa-alta zerar a corrente do supercapacitor.

A partir do momento em que a corrente do supercapacitor é zerada, a proteção de sobretensão atua de forma a limitar a potência regenerada, nota-se que no instante 7, a corrente do conversor DAB-ISOP é reduzida até que o balanço de potência seja satisfeito, o que neste caso, obtêm-se quando a potência regenerada diminui até a potência máxima de carregamento da bateria.

Figura 6.5 – Resultado experimental obtido para validação das proteções de subtenção e sobretensão.



Fonte – Autor.

A Figura 6.6 ilustra o resultado obtido para o caso em que deseja-se carregar o supercapacitor, enquanto o inversor está operando e, a partir de um dado instante, inicia-se a regeneração. No instante 1 da Figura 6.6, o inversor entra em operação e começa a drenar 3kW da microrrede. No instante 2, uma carga foi conectada ao supercapacitor para acelerar o processo de descarga até o instante 3 em que a tensão atinge 170V. A partir desse momento, a bateria passa a fornecer energia para o inversor e para o carregamento do supercapacitor.

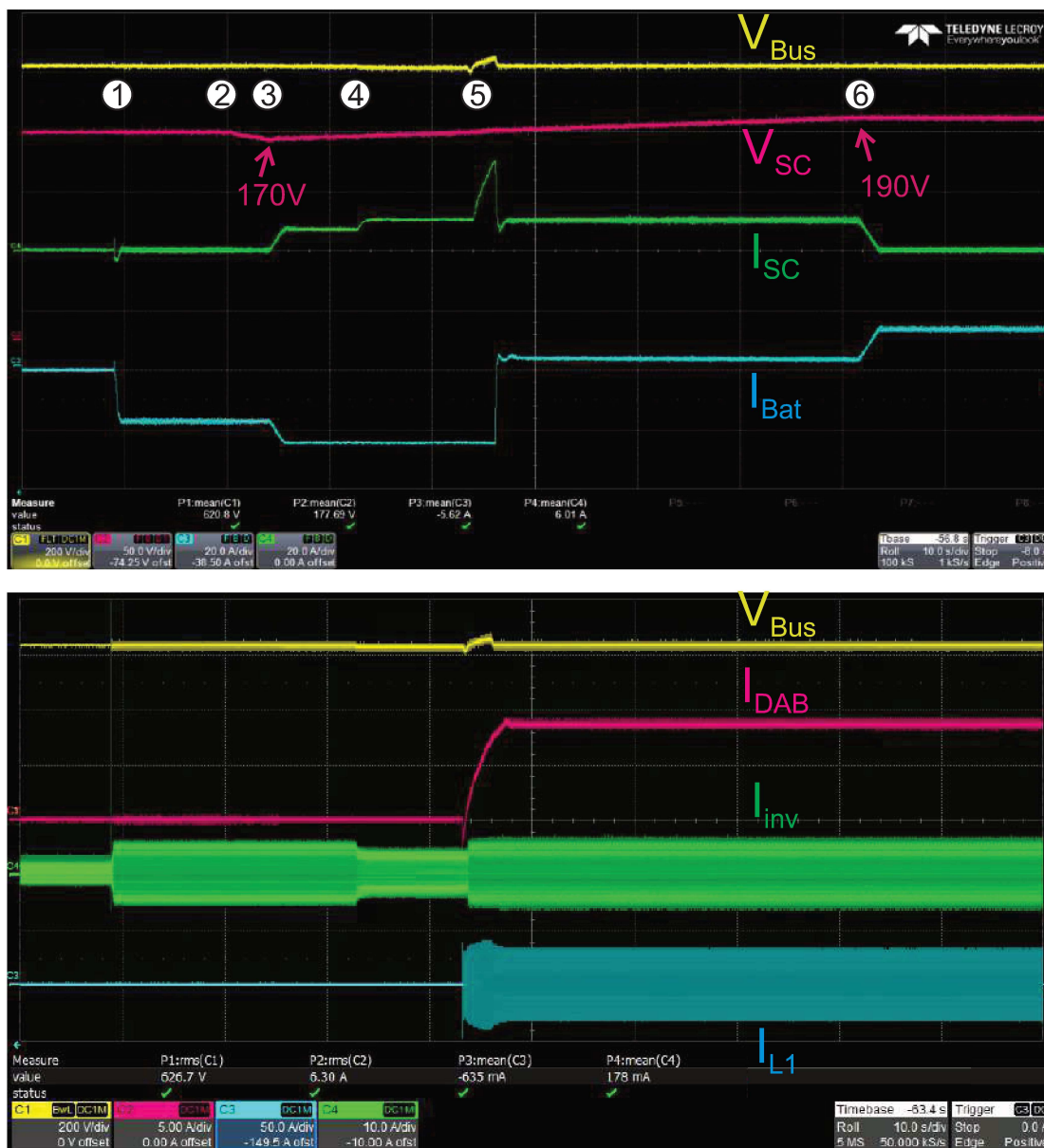
No entanto, para esse caso, o conversor da bateria não tem potência suficiente

para abastecer o inversor e o supercapacitor ao mesmo tempo. Desta forma, a corrente do conversor da bateria atinge a saturação e no instante 4, após a ação do filtro passa-alta da malha de controle do supercapacitor, a proteção de subtensão atua, diminuindo assim a referência de corrente do inversor.

No instante 5 da Figura 6.6 inicia-se a regeneração. A partir desse momento, a potência regenerada não só é capaz de suprir a demanda do inversor e do carregamento do supercapacitor como o excedente é enviado para a bateria. No instante 6, o supercapacitor encontra-se carregado, assim, a corrente do supercapacitor cai para zero e a bateria passa a assumir a potência que estava sendo destinada para o carregamento.



Figura 6.6 – Resultado experimental obtido para variações de potência injetada na rede e regenerada durante o carregamento do supercapacitor .



Fonte – Autor.

## 7 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

Primeiramente pôde-se perceber que os modais de transportes são responsáveis por grande parte da energia consumida no mundo. Observou-se que apesar das inúmeras vantagens do modal ferroviário, historicamente, o Brasil priorizou o modal rodoviário como principal meio de transporte de cargas e de passageiros. Com o objetivo de contextualizar a frenagem regenerativa, apresentou-se uma breve descrição dos diferentes tipos de locomotivas e da evolução dos sistemas de freios. Desse modo, pode-se perceber que existe um grande potencial de energia a ser regenerada nas locomotivas equipadas com frenagem dinâmica.

Devido aos requisitos da aplicação, como isolamento galvânica, robustez e capacidade de elevar/baixar a tensão de entrada, deu-se preferência à utilização do conversor DAB para a regeneração de energia. No entanto, devido aos elevados esforços de tensão na entrada e de corrente na saída, optou-se pela conexão série na entrada e em paralelo na saída de dois conversores DAB.

No Capítulo 2 apresentou-se um estudo das características estáticas do conversor DAB-ISOP e a da modelagem dinâmica dele.

Baseando-se no princípio de operação dos conversores, foram desenvolvidas as análises teóricas das características de ganho estático, assim como as equações que descrevem os esforços nos semicondutores. Os resultados obtidos foram comparados com os obtidos por simulações numéricas e todos os resultados se mostraram satisfatórios.

Com o objetivo de operar o conversor em malha fechada, foi desenvolvida a modelagem dele. Dessa forma, obtiveram-se as funções de transferências das tensões de entrada e da corrente de saída pelos ângulos de defasagem dos conversores.

As funções de transferências foram validadas numericamente e as malhas de controle foram projetadas. Os controladores foram testados via simulação numérica para variações de carga ao degrau, e os resultados obtidos validaram as malhas de controle adotadas. A modelagem foi desenvolvida tanto para o caso do conversor conectado a uma carga resistiva na saída como para o caso do conversor conectado ao barramento CC.

Uma vez que toda análise teórica foi desenvolvida e validada, no Capítulo 3, apresentou-se o dimensionamento de potência do sistema de emulação da frenagem dinâmica e do conversor DAB-ISOP. Na parte final do capítulo, foram apresentados os principais resultados experimentais obtidos e todos eles estiveram de acordo com o esperado.

Foi possível identificar que o emprego da técnica de conexão série na entrada e paralelo na saída possibilitou uma considerável diminuição nos esforços de tensão e corrente nos semicondutores e também possibilitou a multiplicação da frequência pelo

número de conversores da corrente de saída.

Optou-se por apresentar brevemente os conversores CC-CC não isolados e o conversor CC-CA utilizados na microrrede no Capítulo 4.

No Capítulo 5, apresentou-se os conceitos do controle *droop* aplicado a uma microrrede CC. O controle é desenvolvido com base no circuito equivalente de Thévenin da microrrede CC, onde os parâmetros do *droop* são definidos a partir da definição de potência dos conversores. Também apresentou-se uma estratégia de divisão de potência com controle da tensão do barramento CC.

Também no Capítulo 5 foi proposto um sistema de gerenciamento de potência descentralizado com base na técnica *droop*. O *droop* implementado, mantém os valores das resistências virtuais e a tensão de referência do conversor do supercapacitor fixos, apenas a tensão de referência do conversor do banco de baterias é ajustada, de modo a controlar a tensão do barramento e garantir o equilíbrio de potência. Em razão das limitações de armazenamento e do fornecimento de energia do conjunto baterias e supercapacitor, adicionou-se proteções para manter o barramento dentro de um limite aceitável.

Por fim, no Capítulo 6, a partir da montagem física da microrrede foram realizados os ensaios experimentais. Os resultados obtidos puderam validar o comportamento do sistema de gerenciamento para variações de potência. Observou-se que as transições ocorreram de forma suave, o balanço de potência não foi garantido e as proteções garantiram que a tensão do barramento CC fosse mantida dentro dos limites em situações de saturação. Destaca-se a simplicidade de implementação e operação da estratégia gerenciamento de potência proposta, e por se tratar de uma estratégia descentralizado não necessita de um barramento de comunicação.

Para a continuidade da pesquisa desta tese, tem-se como perspectiva o estudo da estabilidade da microrrede, uma vez que pôde-se observar nos resultados experimentais uma pequena oscilação na corrente injetada na rede no momento em que o conversor DAB-ISOP está injetando corrente no barramento CC. Também tem-se como objetivo futuro, implementar uma lógica para substituir a ação do filtro passa alta na malha de controle do conversor conectado ao supercapacitor.

## REFERÊNCIAS

- AKLI, C. R. *et al.* Energy management and sizing of a hybrid locomotive. *In: 2007 European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], set. 2007. P. 1–10. DOI: 10.1109/EPE.2007.4417333.
- AYACHIT, Agasthya *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.], set. 2019. P. 1174–1179. ISSN: 2329-3748. DOI: 10.1109/ECCE.2019.8912858.
- BAER, Werner; KERSTENETZKY, Isaac; SIMONSEN, Mário Henrique. Transporte e Inflação: Um Estudo da Formulação Irracional de Política no Brasil. **Revista Brasileira de Economia - RBE**, v. 16, n. 4, 1962. ISSN 0034-7140. Disponível em: [https://econpapers.repec.org/article/fgvepgrbe/v\\_3a16\\_3ay\\_3a1962\\_3ai\\_3a4\\_3aa\\_3a1823.htm](https://econpapers.repec.org/article/fgvepgrbe/v_3a16_3ay_3a1962_3ai_3a4_3aa_3a1823.htm). Acesso em: 4 fev. 2020.
- BENTO, Fernando; CARDOSO, A.J.M. Performance Assessment of Two Alternative DC-DC Converter Topologies for EV Charging Applications. *In: DOI: 10.1109/EVER48776.2020.9243075*.
- BORBA, José Luiz. **Mecânica de Locomotivas**. Belo Horizonte - MG: Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais, 2011.
- BORBA, José Luiz; BERGANTINI, Mauro Antônio. **Dinâmica e Frenagem Ferroviária**. Vitória ES: Faculdade Brasileira - UNIVIX, 2011.
- BRITO, Francisco J. B.; HELDWEIN, Marcelo L.; BASCOPÉ, René P. T. Active current balancing technique employing the Lunze's transformation for converters based on multistate switching cells. *In: 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], nov. 2015. P. 1–6. DOI: 10.1109/COBEP.2015.7420159.
- CAO, Jian; EMADI, Ali. A New Battery/UltraCapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 1, p. 122–132, jan. 2012. Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics. ISSN 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2151206.
- CÁRIA, Donato Antônio. **ANÁLISE DAS CAUSAS DE FALHAS NO SISTEMA DE FREIO DINÂMICO EM LOCOMOTIVAS FROTA A**. 2006. Tese (Doutorado) – Instituto Militar de Engenharia, Rio de Janeiro.
- CER. **The Voice of European Railways 2019**. [S.l.]: Community of European Railway e Infrastructure Companies, 2018. Disponível em:

<http://www.cer.be/publications/latest-publications/cer-voice-european-railways-2019>. Acesso em: 30 jan. 2020.

CHANDRASEKARAN, S.; GOKDERE, L.U. Integrated magnetics for interleaved DC-DC boost converter for fuel cell powered vehicles. *In*: 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551). [S.l.: s.n.], jun. 2004. 356–361 vol.1. ISSN: 0275-9306. DOI: 10.1109/PESC.2004.1355770.

CNT. **Atlas do Transporte**. [S.l.]: Confederação Nacional do Transporte, 2013. Disponível em: <http://repositorio.itl.org.br/jspui/handle/123456789/252>. Acesso em: 29 jan. 2020.

CNT. **O sistema ferroviário brasileiro**. [S.l.]: Confederação Nacional do Transporte, 2013. Disponível em: <http://repositorio.itl.org.br/jspui/handle/123456789/188>. Acesso em: 29 jan. 2020.

COELHO, Roberto Francisco. Concepção, análise e implementação de uma microrrede interligada à rede elétrica para alimentação ininterrupta de cargas CC a partir de fontes renováveis, 2013.

COUGO, Bernardo. **Design and Optimization of InterCell Transformers for Parallel MultiCell Converters**. Out. 2010. Tese (Doutorado) – Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT. Disponível em: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00578130>. Acesso em: 27 ago. 2021.

CUSTÓDIO, Adjeferson. **Microrredes c.c.: distribuição de potência e modelo estático com base no controle por droop e MPPT**. 2018. Tese (Doutorado) – UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA, Uberlândia.

DE DONCKER, R.W.A.A.; 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, n. 1, p. 63–73, jan. 1991. ISSN 1939-9367. DOI: 10.1109/28.67533.

DENG, F. *et al.* Decoupling Control Strategy for Input-Series Output-Parallel Systems Based on Dual Active Bridge dc-dc Converters. *In*: 2018 9th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). [S.l.: s.n.], jun. 2018. P. 1–8. DOI: 10.1109/PEDG.2018.8447620.

DINCER, Ibrahim; HOGERWAARD, Janette; ZAMFIRESCU, Calin. **Clean Rail Transportation Options**. [S.l.]: Springer International Publishing, 2016. (Green Energy and Technology). ISBN 978-3-319-21725-3. DOI: 10.1007/978-3-319-21726-0. Disponível em: <https://www.springer.com/gp/book/9783319217253>. Acesso em: 19 ago. 2021.

DOSTAL, I.; ADAMEC, V. Transport and its Role in the Society. **Transactions on Transport Sciences**, v. 4, n. 2, 2011. ISSN 1802-971X. Disponível em: <https://trid.trb.org/view/1120887>. Acesso em: 19 ago. 2021.

DROBNIC, Klemen *et al.* An Output Ripple-Free Fast Charger for Electric Vehicles Based on Grid-Tied Modular Three-Phase Interleaved Converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 55, n. 6, p. 6102–6114, nov. 2019. Conference Name: IEEE Transactions on Industry Applications. ISSN 1939-9367. DOI: 10.1109/TIA.2019.2934082.

DU, Yu; LUKIC, Srdjan *et al.* Review of high power isolated bi-directional DC-DC converters for PHEV/EV DC charging infrastructure. *In*: 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. [S.l.: s.n.], set. 2011. P. 553–560. ISSN: 2329-3748. DOI: 10.1109/ECCE.2011.6063818.

DU, Yu; ZHOU, Xiaohu *et al.* Review of non-isolated bi-directional DC-DC converters for plug-in hybrid electric vehicle charge station application at municipal parking decks. *In*: 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). [S.l.: s.n.], fev. 2010. P. 1145–1151. ISSN: 1048-2334. DOI: 10.1109/APEC.2010.5433359.

FINAMOR, Gustavo A. *et al.* Solar photovoltaic static conversion system applied to a smart microgrid. *In*: 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). [S.l.: s.n.], abr. 2017. P. 1–6. ISSN: 2329-5767. DOI: 10.1109/PEDG.2017.7972513.

FREIJEDO, Francisco D. *et al.* Real-Time implementation of a SPLL for FACTS. *In*: IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics. [S.l.: s.n.], nov. 2006. P. 2390–2395. ISSN: 1553-572X. DOI: 10.1109/IECON.2006.347484.

FREY, Sheilah. **Railway electrification systems & engineering**. Delhi: White Word Publications, 2012. OCLC: 763160521. ISBN 978-81-323-4395-0 978-1-283-50541-3. Disponível em: <http://site.ebrary.com/id/10501851>. Acesso em: 19 ago. 2021.

GARG, A.; PERREAULT, D.J.; VERGHESE, G.C. Feedback control of paralleled symmetric systems, with applications to nonlinear dynamics of paralleled power converters. *In*: 1999 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). [S.l.: s.n.], mai. 1999. 192–197 vol.5. DOI: 10.1109/ISCAS.1999.777543.

HIRAKAWA, M. *et al.* High power density DC/DC converter using the close-coupled inductors. *In*: 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. [S.l.: s.n.], set. 2009. P. 1760–1767. ISSN: 2329-3748. DOI: 10.1109/ECCE.2009.5316389.

IEA. **Energy Efficiency Indicators 2019**. Paris, 2019. Disponível em: <https://www.iea.org/reports/energy-efficiency-indicators-2019>. Acesso em: 29 jan. 2020.

INTERNATIONAL RAILWAY ASSOCIATION (UIC), CER. **Rail transport and environment**. Paris: [s.n.], 2015. ISBN 978-2-7461-2400-4.

JAAFAR, Amine *et al.* Sizing and Energy Management of a Hybrid Locomotive Based on Flywheel and Accumulators. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 58, n. 8, p. 3947–3958, out. 2009. Conference Name: IEEE Transactions on Vehicular Technology. ISSN 1939-9359. DOI: 10.1109/TVT.2009.2027328.

JIN, Zheming *et al.* Hierarchical Control Design for a Shipboard Power System With DC Distribution and Energy Storage Aboard Future More-Electric Ships. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 14, n. 2, p. 703–714, fev. 2018. Conference Name: IEEE Transactions on Industrial Informatics. ISSN 1941-0050. DOI: 10.1109/TII.2017.2772343.

JUNG, Marco. Optimized design of DC-DC converter LC output filter for EV battery charging applications in terms of defined battery current and voltage ripple as well as overall system efficiency. *In*: p. 1–8. DOI: 10.1109/EPE.2016.7695419.

KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 33, n. 1, p. 58–63, jan. 1997. Conference Name: IEEE Transactions on Industry Applications. ISSN 1939-9367. DOI: 10.1109/28.567077.

KAZUMA, S. *et al.* Bi-directional high conversion rate DC-DC converter with input-series and output-parallel system based on dual active bridge. *In*: 2018 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI). [S.l.: s.n.], fev. 2018. P. 1–8. DOI: 10.1109/PECI.2018.8334971.

KIRSTEN, André Luís. **Metodologia de projeto do conversor dab aplicado a transformadores de estado sólido**. Ago. 2014. Tese – Universidade Federal de Santa Maria. Disponível em: <http://repositorio.ufsm.br/handle/1/3685>. Acesso em: 26 mar. 2020.

KOTRA, Srikanth; MISHRA, Mahesh Kumar. A Supervisory Power Management System for a Hybrid Microgrid With HESS. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 5, p. 3640–3649, mai. 2017. Conference Name: IEEE Transactions on Industrial Electronics. ISSN 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2017.2652345.

KUPERMAN, A. *et al.* Battery Charger for Electric Vehicle Traction Battery Switch Station. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 12, p. 5391–5399, dez. 2013. Conference Name: IEEE Transactions on Industrial Electronics. ISSN 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2012.2233695.

LAHYANI, Amine *et al.* Battery/Supercapacitors Combination in Uninterruptible Power Supply (UPS). **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 4, p. 1509–1522,

abr. 2013. Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics. ISSN 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2210736.

LANG, Aline Eloyse. As ferrovias no Brasil e avaliação econômica de projetos : uma aplicação em projetos ferroviários. Português, 2007. Disponível em: <https://repositorio.unb.br/handle/10482/2388>. Acesso em: 13 fev. 2020.

LEE, Jun-Young; KIM, Ho-Sung; JUNG, Jee-Hoon. Enhanced Dual-Active-Bridge DC-DC Converter for Balancing Bipolar Voltage Level of DC Distribution System. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, PP, p. 1–1, dez. 2019. DOI: 10.1109/TIE.2019.2959503.

LETROUVE, T. *et al.* Different Hybridization Rate of a Diesel-Electric Locomotive. *In*: 2014 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC). [S.l.: s.n.], out. 2014. P. 1–6. ISSN: 1938-8756. DOI: 10.1109/VPPC.2014.7007048.

LIU, J. *et al.* Voltage Balance Control Based on Dual Active Bridge DC/DC Converters in a Power Electronic Traction Transformer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 2, p. 1696–1714, fev. 2018. ISSN 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2679489.

MARTINELLI, L. Geradores de vapor. **UNIJUI, Panambi RS**, 2003.

MAYET, Clément *et al.* Influence of an Energy Storage System on the Energy Consumption of a Diesel-Electric Locomotive. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 63, n. 3, p. 1032–1040, mar. 2014. Conference Name: IEEE Transactions on Vehicular Technology. ISSN 1939-9359. DOI: 10.1109/TVT.2013.2284634.

MEINERT, M. *et al.* Energy storage technologies and hybrid architectures for specific diesel-driven rail duty cycles: Design and system integration aspects. **Applied Energy**, v. 157, jun. 2015. DOI: 10.1016/j.apenergy.2015.05.015.

MORAES, Caio Guilherme da Silva. **Análise e Concepção de um Sistema Híbrido de Armazenamento de Energia para Aplicação em Locomotivas Diesel-Elétricas**. Fev. 2020. Tese (Doutorado) – UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA, Florianópolis.

ORTMANN, Marcio S. **Retificadores multiníveis PWM unidirecionais de alto fator de potência com célula de comutação de múltiplos estados**. en. [S.l.: s.n.], 2012. Disponível em: <https://www.semanticscholar.org/paper/Retificadores-multin%C3%ADveis-PWM-unidirecionais-de-de-Ortmann/ac9832c90dcdd7688d34e036fab1fad1f9ee67d9>. Acesso em: 27 ago. 2021.



PAIRE, Damien *et al.* A Real-Time Sharing Reference Voltage for Hybrid Generation Power System. *In: 2010 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], out. 2010. P. 1–8. ISSN: 0197-2618. DOI: 10.1109/IAS.2010.5615382.

PARK, In Gyu; KIM, Seon Ik. Modeling and analysis of multi-interphase transformers for connecting power converters in parallel. *In: PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*. [S.l.: s.n.], jun. 1997. 1164–1170 vol.2. ISSN: 0275-9306. DOI: 10.1109/PESC.1997.616895.

POWER assistance for diesel-electric locomotives with supercapacitive energy storage | IEEE Conference Publication | IEEE Xplore. [S.l.: s.n.]. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1355830>. Acesso em: 19 ago. 2021.

PRABHAKARAN, P.; GOYAL, Y.; AGARWAL, V. Novel Nonlinear Droop Control Techniques to Overcome the Load Sharing and Voltage Regulation Issues in DC Microgrid. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 5, p. 4477–4487, mai. 2018. Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics. ISSN 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2723045.

RONANKI, Deepak; WILLIAMSON, Sheldon S. Modular Multilevel Converters for Transportation Electrification: Challenges and Opportunities. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 4, n. 2, p. 399–407, jun. 2018. Conference Name: IEEE Transactions on Transportation Electrification. ISSN 2332-7782. DOI: 10.1109/TTE.2018.2792330.

RUAN, X. *et al.* Control Strategy for Input-Series–Output-Parallel Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 4, p. 1174–1185, abr. 2009. ISSN 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2008.2007980.

SANTOS, Walbermark Marques dos. **Estudo e implementação do conversor TAB (Triple Active Bridge) aplicado a sistemas renováveis solares fotovoltaicos**. en. [S.l.: s.n.], 2011. Library Catalog: [www.semanticscholar.org](http://www.semanticscholar.org). Disponível em: [https://www.semanticscholar.org/paper/Estudo-e-implementa%C3%A7%C3%A3o-do-conversor-TAB-\(Triple-a-Santos/23a581ef86bd19d4f6cc0e55972c6c8381fdc999](https://www.semanticscholar.org/paper/Estudo-e-implementa%C3%A7%C3%A3o-do-conversor-TAB-(Triple-a-Santos/23a581ef86bd19d4f6cc0e55972c6c8381fdc999). Acesso em: 8 mai. 2020.

SAVOI, Lucas. **Controle de Conversores em Microrredes Autônomas com Sistemas de Armazenamento Distribuídos**. 2017. Tese (Doutorado) – UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS, Campinas.

SOEIRO, T.; FRIEDLI, T.; KOLAR, J. W. Three-phase high power factor mains interface concepts for Electric Vehicle battery charging systems. *In: 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], fev. 2012. P. 2603–2610. ISSN: 1048-2334. DOI: 10.1109/APEC.2012.6166190.

- SOLANO, Suarez. **Sistema de supervisão e controle de geração solar fotovoltaica para aplicação em microrredes inteligentes**. 2015. Tese (Doutorado) – UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA, Florianópolis.
- SPIRYAGIN, Maksym *et al.* **Design and Simulation of Rail Vehicles**. Illustrated edição. Boca Raton: CRC Press, 2014. ISBN 978-1-4665-7566-0.
- SUN, Chuan; LI, Xiaodong. Instantaneous Current Balance Modulation for Fast Transient Response in a Dual-Active-Bridge Converter. *In: 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*. [S.l.: s.n.], nov. 2018. P. 1–6. DOI: 10.1109/PEAC.2018.8590504.
- SUN, Kai; ZHANG, Li *et al.* A Distributed Control Strategy Based on DC Bus Signaling for Modular Photovoltaic Generation Systems With Battery Energy Storage. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 10, p. 3032–3045, out. 2011. Conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics. ISSN 1941-0107. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2127488.
- UTZ, Sebastian; PFORR, Johannes. Current-balancing controller requirements of automotive multi-phase converters with coupled inductors. *In: 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], set. 2012. P. 372–379. ISSN: 2329-3748. DOI: 10.1109/ECCE.2012.6342798.
- WANG, Wenwei Victor *et al.* A Novel Integrated Boost Modular Multilevel Converter for High Power Wireless EV Charging. *In: 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], set. 2018. P. 81–88. ISSN: 2329-3748. DOI: 10.1109/ECCE.2018.8557404.
- WONG, Pit-Leong *et al.* Performance improvements of interleaving VRMs with coupling inductors. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 16, p. 499–507, ago. 2001. DOI: 10.1109/63.931059.
- XU, Kai; FU, Chao *et al.* Voltage and current balance control for the ISOP converter-based power electronic transformer. *In: 2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. [S.l.: s.n.], out. 2015. P. 378–382. DOI: 10.1109/ICEMS.2015.7385062.
- XU, Lie; CHEN, Dong. Control and Operation of a DC Microgrid With Variable Generation and Energy Storage. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 26, n. 4, p. 2513–2522, out. 2011. Conference Name: IEEE Transactions on Power Delivery. ISSN 1937-4208. DOI: 10.1109/TPWRD.2011.2158456.
- XU, Qianwen; HU, Xiaolei *et al.* A Decentralized Dynamic Power Sharing Strategy for Hybrid Energy Storage System in Autonomous DC Microgrid. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 7, p. 5930–5941, jul. 2017. Conference Name: IEEE

Transactions on Industrial Electronics. ISSN 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2016.2608880.

XU, Qianwen; XIAO, Jianfang *et al.* A Decentralized Power Management Strategy for Hybrid Energy Storage System With Autonomous Bus Voltage Restoration and State-of-Charge Recovery. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 9, p. 7098–7108, set. 2017. Conference Name: IEEE Transactions on Industrial Electronics. ISSN 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2017.2686303.

ZUMEL, P. *et al.* Modular Dual-Active Bridge Converter Architecture. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 52, n. 3, p. 2444–2455, mai. 2016. ISSN 0093-9994. DOI: 10.1109/TIA.2016.2527723.

ZUMEL, Pablo *et al.* Magnetic integration for interleaved converters. *In*: 1143–1149 vol.2. DOI: 10.1109/APEC.2003.1179360.