

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA**

**Samuel Soares Queiroz**

**ANÁLISE E PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE DE UM  
MÓDULO DE POTÊNCIA COM CONVERSORES EM CASCATA  
APLICADO A TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO**

Santa Maria, RS, Brasil  
2016

**Samuel Soares Queiroz**

**ANÁLISE E PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE DE UM MÓDULO DE  
POTÊNCIA COM CONVERSORES EM CASCATA APLICADO A  
TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia: Eletrônica de Potência, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Cassiano Rech

Santa Maria, RS, Brasil  
2016

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Soares Queiroz, Samuel

Análise e Projeto do Sistema de Controle de um Módulo de Potência com Conversores em Cascata Aplicado a Transformadores de Estado Sólido / Samuel Soares Queiroz.- 2016.

224 p.; 30 cm

Orientador: Cassiano Rech

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2016

1. Eletrônica de Potência 2. Sistema de Controle 3. Estabilidade de Conversores em Cascata 4. Conversor Dual-Active Bridge I. Rech, Cassiano II. Título.

---

©2016

Todos os direitos autorais reservados a Samuel Soares Queiroz. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante citação da fonte.

Endereço: Rua Dom Sebastião Leme, n. 888, apto 1102, Benfica, Fortaleza, CE. CEP: 60050-160.

Fone: (85) 98767-7986; E-mail: samuelsqueiroz100@gmail.com

**Samuel Soares Queiroz**

**ANÁLISE E PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE DE UM MÓDULO DE  
POTÊNCIA COM CONVERSORES EM CASCATA APLICADO A  
TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia: Eletrônica de Potência, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

**Aprovado em 29 de julho de 2016:**



---

**Cassiano Rech, Dr. (UFSM)**  
(Presidente/Orientador)



---

**Demercil de Souza Oliveira Junior, Dr. (UFC)**



---

**José Eduardo Baggio, Dr. (UFSM)**

Santa Maria, RS  
2016

Dedico este trabalho à minha noiva Livia,  
aos meus pais Otacílio e Regina,  
e ao meu irmão Daniel.

## AGRADECIMENTOS

A Deus por todas as graças e bênçãos. Agradeço pelo dom da vida, saúde, paz e sabedoria. Esta é apenas a primeira parte de um grande sonho e objetivo. Irei continuar a lutar para alcançar tudo àquilo que desejo.

Agradeço especialmente à minha família. Ao meu pai Otacílio, à minha mãe Regina e ao meu irmão Daniel. Obrigado por todo apoio, confiança e amor.

Agradeço também à minha amiga, companheira e futura esposa Livia Melo Cavalcanti. Primeiramente, peço desculpa pela minha ausência durante o período do mestrado. Você esteve sempre ao meu lado e me apoiou nos momentos que precisei. Dedico este trabalho especialmente ao você. Juntos iremos construir nosso futuro. Obrigado por tudo. Te amo.

Ao meu orientador, professor Cassiano Rech. A sua orientação foi fundamental para a realização deste trabalho. Sempre esteve presente e aberto às discussões e possibilitando expor minhas ideias e ponto de vista. Agradeço também pela paciência, conversas e confiança depositada em meu trabalho. Admiro bastante o seu comprometimento, dedicação e profissionalismo. Muito obrigado pela oportunidade.

Quero agradecer também aos demais professores do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Além disso, agradeço aos membros da banca pelas ideias propostas e correções sugeridas.

A todos os colegas do GEPOC, agradeço pelas trocas de experiências e ensinamentos e também pela recepção e companheirismo. Um agradecimento especial aos colegas Tadeu Vargas, Julian Giacomini e Everson Mattos por toda ajuda e disponibilidade na montagem do protótipo. Ao colega Gabriel Saccol pelo auxílio na elaboração das placas. Enfim, agradeço a todos os colegas do grupo que contribuíram para a realização deste trabalho.

Por fim agradeço aos meus grandes amigos e amigas Regis, Fernanda, Romero, Janaina, Bispo, Luiza, Neto, Hugo, Taina, PP e Gabriel. De uma forma diferente, todos me ajudaram nesta longa caminhada.

If you can dream it, you can do it.

(Walt Disney)

## RESUMO

### ANÁLISE E PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE DE UM MÓDULO DE POTÊNCIA COM CONVERSORES EM CASCATA APLICADO A TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO

AUTOR: Samuel Soares Queiroz

ORIENTADOR: Cassiano Rech

Esta dissertação de mestrado apresenta o estudo de um módulo de potência com conversores em cascata aplicado a transformadores de estado sólido. O módulo de potência é integrado por um estágio CA-CC de entrada, constituído pela topologia full-bridge, um estágio intermediário CC-CC isolado, formado pelo conversor dual-active bridge (DAB) e um estágio CC-CA de saída composto pela topologia full-bridge. O estudo central desenvolvido baseia-se na investigação das interações dinâmicas de impedâncias nos pontos de acoplamento dos conversores e da estabilidade do módulo de potência, a partir das impedâncias de entrada e saída de cada estágio. O critério das impedâncias de Middlebrook é utilizado como base para determinação da margem de interação entre os acoplamentos retificador/DAB e DAB/inversor e definição dos parâmetros de potência e controle críticos para as características das impedâncias de cada estágio. O critério da estabilidade de Nyquist é aplicado para o estudo da margem de estabilidade dos acoplamentos. Devido à operação do inversor, há um significativo segundo harmônico de corrente que gera ondulações de tensão em 120 Hz no barramento CC que interliga os conversores de potência. Neste sentido, esta dissertação de mestrado contribui apresentando uma análise teórica dos efeitos das ondulações de tensão na operação e desempenho do circuito de potência e sistema de controle do conversor DAB. São explorados os métodos de controle PI e PI-notch no sistema de controle do DAB, destacando que a inclusão do filtro notch apresenta melhores resultados por possibilitar a atenuação dos efeitos negativos introduzidos pelas ondulações de tensão em 120 Hz. Junto a isso, uma metodologia de estudo e projeto do PI é proposta visando alcançar melhores resultados com este método de controle, do ponto de vista de estabilidade e rendimento. Resultados experimentais e de simulação do sistema são incluídos de modo a comprovar a análise desenvolvida.

Palavras chaves: Conversores em cascata, conversor dual-active bridge, sistema de controle.

## ABSTRACT

### CONTROL SYSTEM ANALYSIS AND DESIGN FOR A POWER MODULE WITH CASCADED CONVERTERS APPLIED TO SOLID STATE TRANSFORMERS

AUTHOR: Samuel Soares Queiroz

ADVISOR: Cassiano Rech

This master thesis presents the analysis of a power module with cascaded converters applied to solid state transformers. The power module is built by an AC-DC input stage, constituted by full-bridge topology, an DC-DC intermediate isolated stage, formed by the dual active bridge converter (DAB), and an DC-AC output stage composed of full-bridge topology. The central study developed is based on the investigation of the dynamic interactions impedances in the connection points of the converters and power module stability. The criterion of Middlebrook is applied as the basis for determining the margin of interaction of the coupling between rectifier/DAB and DAB/inverter and definition of critical parameters of power and control for the characteristics of the impedance of each stage. The criterion of Nyquist is applied to study the stability margin of the couplings. Due to the inverter operation, there is a significant second harmonic current that generates voltage ripple at 120 Hz in the DC bus that interconnects the power converters. In this sense, this master thesis contributes by presenting a theoretical analysis of the effects of voltage ripples in the operation and performance of the power circuit and control system of the DAB converter. The methods of PI control and PI-notch in DAB control system are explored, highlighting that the inclusion of notch filter performs better by enabling the mitigation of the negative effects introduced by the voltage ripple at 120 Hz. Moreover, a methodology study and PI of the project is proposed to achieve better results with this method of control, from the point of view of stability and performance. Experimental and simulation results of the system are included to demonstrate the developed analysis.

Keywords: Cascaded converters, dual-active bridge converter, control system.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Módulo do SST com três estágios de conversão de energia.....	24
Figura 2 – Conexões entre os módulos na estrutura do SST. ....	25
Figura 3 – Hexaedro de comparação entre as características do SST e do transformador de linha.....	27
Figura 4 – Estrutura do conversor alimentador fornecendo energia ao conversor no ponto de carga com a dinâmica de uma carga de potência constante. ....	28
Figura 5 - Estrutura completa do SST com três estágios de processamento energia. ....	28
Figura 6 - Estrutura topológica de um único módulo de potência do SST. ....	29
Figura 7 – (a) Estágios em cascata, (b) Comportamento da tensão e corrente de entrada do estágio de carga. ....	34
Figura 8 - Comportamento corrente-tensão para carga de potência constante e carga de impedância constante. ....	35
Figura 9 - Modelo linear para uma CPL. ....	36
Figura 10 - Topologia do conversor buck considerando a ESR do indutor de filtro. ....	37
Figura 11 – Resposta em frequência do conversor buck para diferentes condições de amortecimento.....	39
Figura 12 - Subsistemas em cascata.....	41
Figura 13 - Limites dos critérios de estabilidade. ....	42
Figura 14 – Respostas em frequência das impedâncias de entrada e saída dos subsistemas cascadeados.....	43
Figura 15 – Circuito elétrico do retificador full-bridge. ....	46
Figura 16 – Diagrama de blocos da estratégia de controle do estágio CA-CC.....	47
Figura 17 - Circuito elétrico do conversor DAB.....	49
Figura 18 – Esquemático de comparação para a geração dos pulsos de comandos com base na modulação <i>phase-shift</i> .....	49
Figura 19 – Diagrama de blocos do sistema de controle do estágio CC-CC.....	50
Figura 20 – Circuito elétrico do inversor full-bridge.....	51
Figura 21 – Diagrama de blocos do circuito de controle aplicado ao estágio CC-CA. ....	52
Figura 22 – Planos $s$ , $z$ e $w$ . ....	56
Figura 23 – Diagrama de blocos do sistema de controle digital do retificador full-bridge. ....	57
Figura 24 – Diagrama de blocos simplificado da malha de controle de corrente do retificador full-bridge no domínio $w$ .....	58
Figura 25 – (a) Resposta em frequência da função de transferência de laço aberto compensada da malha de corrente do retificador full-bridge; (b) Resposta em frequência da função de transferência em malha fechada da malha de corrente do retificador full-bridge.....	60
Figura 26 – Diagrama de blocos simplificado da malha de controle de tensão do retificador full-bridge no domínio $w$ .....	60
Figura 27 – (a) Resposta em frequência da função de transferência de laço aberto compensada da malha de tensão do retificador full-bridge; (b) Diagrama de Nyquist para as condições de plena carga e vazio.....	62

Figura 28 – Corrente de entrada e corrente de referência de entrada do retificador full-bridge.	63
Figura 29 – Tensão de saída e corrente de entrada do retificador full-bridge para o degrau de: (a) 100% → 50%; (b) 50% → 0%.	63
Figura 30 - Diagrama de blocos do sistema de controle digital do inversor full-bridge.	64
Figura 31 – Diagrama de blocos simplificado da malha de controle de tensão do inversor full-bridge no domínio $w$ .	64
Figura 32 – (a) Resposta em frequência da função de transferência de laço aberto compensada da malha de tensão do inversor full-bridge; (b) Resposta em frequência da função de transferência em malha fechada da malha de tensão do inversor full-bridge.	66
Figura 33 Estabilidade do inversor full-bridge: (a) diagrama de Nyquist para as condições de plena carga e a vazio; (b) localização dos polos e zeros em malha fechada.	66
Figura 34 – Tensão de saída e corrente de saída do inversor full-bridge para condição de degrau de: (a) 100% → 50%; (b) 50% → 0%.	67
Figura 35 - Diagrama de blocos simplificado do circuito de controle do conversor DAB.	70
Figura 36 – Curva de transferência de potência do conversor DAB.	71
Figura 37 – Comportamento do ângulo de defasagem com a parcela alternada em 120 Hz.	72
Figura 38 - Comportamento do valor máximo da corrente através dos componentes do conversor DAB.	74
Figura 39 – Resposta em frequência de $G_{\alpha,V120}(s)$ para diferentes valores de ângulo de defasagem.	77
Figura 40 – Resposta em frequência de $G_{\alpha,V120}(s)$ para diferentes valores de frequência de cruzamento do controlador $C_{v,dab}(s)$ .	78
Figura 41 - Gráfico de $f_{c,v,dab}$ (Hz) por $\Delta\alpha_{dab,120}$ (graus).	80
Figura 42 - Resposta em frequência de $G_{\alpha,V120}(s)$ para diferentes valores de ângulo de defasagem e o controlador PI-notch.	82
Figura 43 - Gráfico de $G_{dB,120}$ (dB) por $\Delta\alpha_{dab,120}$ (graus) : (a) Controlador PI; (b) Controlador PI-notch.	83
Figura 44 – Diagrama de blocos do sistema de controle digital do conversor DAB.	84
Figura 45 – Diagrama de blocos simplificado da malha de controle de tensão do conversor DAB no domínio $w$ .	84
Figura 46 – Resposta em frequência da função de transferência de laço aberto compensada da malha de tensão do conversor DAB para o controlador PI: (a) $\alpha_{dab} = 20^\circ$ ; (b) $\alpha_{dab} = 30^\circ$ .	86
Figura 47 - (a) Resposta em frequência de $G_{\alpha,V120}(s)$ para $\alpha_{dab}$ igual a $20^\circ$ e $30^\circ$ e suas respectivas especificações de controle; (b) quantificação da amplitude $\Delta\alpha_{dab,120}$ com base no ganho $G_{dB,120}$ .	86
Figura 48 - Diagrama de Nyquist para as condições de plena carga e a vazio: (a) $\alpha_{dab} = 20^\circ$ ; (b) $\alpha_{dab} = 30^\circ$ .	87
Figura 49 - Resposta em frequência da função de transferência de laço aberto compensada da malha de tensão do conversor DAB para o controlador PI-notch: (a) $\alpha_{dab} = 20^\circ$ ; (b) $\alpha_{dab} = 30^\circ$ .	88
Figura 50 - Diagrama de Nyquist para as condições de plena carga e a vazio: (a) $\alpha_{dab} = 20^\circ$ ; (b) $\alpha_{dab} = 30^\circ$ .	89

Figura 51 – Resultados de simulação do conversor DAB para o controlador PI e $\alpha_{dab} = 20^\circ$ : (a) Tensão de saída $V_{o\_dab}$ e ângulo de defasagem $\alpha_{dab}$ ; (b) corrente através da indutância de transferência de potência $i_{L_{dab}}$ e tensões da porta primária e secundária. ....	90
Figura 52 - Resultados de simulação do conversor DAB para $\alpha_{dab} = 30^\circ$ (a) Tensão de saída $V_{o\_dab}$ e ângulo de defasagem $\alpha_{dab}$ ; (b) corrente através da indutância de transferência de potência $i_{L_{dab}}$ e tensões da porta primária e secundária.....	91
Figura 53 – Resultados de simulação do conversor DAB acoplado aos estágios retificador e inversor com controlador PI: (a) Tensão de saída $V_{o\_dab}$ e ângulo de defasagem gerado para $\alpha_{dab} = 20^\circ$ ; (b) tensão de saída $V_{o\_dab}$ e ângulo de defasagem gerado $\alpha_{dab} = 30^\circ$ .....	92
Figura 54 - Resultados de simulação do conversor DAB acoplado aos estágios retificador e inversor com controlador PI: (a) Corrente através da indutância de transferência de potência para $\alpha_{dab} = 20^\circ$ ; (b) corrente através da indutância de transferência de potência para $\alpha_{dab} = 30^\circ$ . ....	93
Figura 55 – Resultados de simulação do conversor DAB acoplado aos estágios retificador e inversor com controlador PI-notch para: (a) $\alpha_{dab} = 20^\circ$ ; (b) $\alpha_{dab} = 30^\circ$ .....	94
Figura 56 – Diagrama de blocos completo do retificador full-bridge.....	95
Figura 57 – Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{o\_ret}(s)$ variando a amplitude da tensão $V_{o\_ret}$ . ....	98
Figura 58 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{o\_ret}(s)$ variando a amplitude da tensão $V_{in\_ca}$ .....	99
Figura 59 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{o\_ret}(s)$ variando o fluxo de potência. ....	100
Figura 60 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{o\_ret}(s)$ variando o valor da capacitância $C_{bus\_prim}$ . ....	101
Figura 61 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{o\_ret}(s)$ variando o valor da indutância $L_{ret}$ . ....	101
Figura 62 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{o\_ret}(s)$ variando a frequência de cruzamento do controlador da malha de corrente do retificador $f_{c\_j\_ret}$ .....	102
Figura 63 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{o\_ret}(s)$ variando a frequência de cruzamento do controlador da malha de tensão do retificador $f_{c\_v\_ret}$ . ....	102
Figura 64 - Diagrama de blocos completo do inversor full-bridge.....	103
Figura 65 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{in\_inv}(s)$ variando a amplitude da tensão $V_{in\_inv}$ . ....	106
Figura 66 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{in\_inv}(s)$ variando a amplitude da tensão $V_{o\_inv}$ . ....	106
Figura 67 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{in\_inv}(s)$ variando o valor da indutância $L_{f\_j}$ .....	107
Figura 68 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{in\_inv}(s)$ variando o fluxo de potência. ....	107
Figura 69 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{in\_inv}(s)$ variando o valor da capacitância $C_{f\_j}$ . ....	108
Figura 70 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{in\_inv}(s)$ variando a frequência de cruzamento do controlador da malha de tensão do inversor $f_{c\_v\_inv}$ . ....	109

Figura 71 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{in\_inv}(s)$ variando a margem de fase do controlador da malha de tensão do inversor. ....	110
Figura 72 – Diagrama de blocos completo conversor DAB. ....	111
Figura 73 – Equivalência da magnitude de $Z_{in\_dab}(s)$ . ....	113
Figura 74 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{in\_dab}(s)$ variando a amplitude da tensão $V_{in\_dab}$ . ....	114
Figura 75 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{in\_dab}(s)$ variando o fluxo de potência. ....	115
Figura 76 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{in\_dab}(s)$ variando o valor da capacitância $C_{bus\_sec}$ . ....	116
Figura 77 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{in\_dab}(s)$ variando a frequência de cruzamento do controlador da malha de tensão do DAB $f_{c\_v\_dab}$ . ....	116
Figura 78 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{in\_dab}(s)$ variando a margem de fase do controlador da malha de tensão do DAB. ....	117
Figura 79 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{o\_dab}(s)$ variando a amplitude da tensão $V_{o\_dab}$ . ....	118
Figura 80 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{o\_dab}(s)$ variando o fluxo de potência. ....	119
Figura 81 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{o\_dab}(s)$ variando o valor da capacitância $C_{bus\_sec}$ . ....	119
Figura 82 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{o\_dab}(s)$ variando a frequência de cruzamento do controlador da malha de tensão do DAB $f_{c\_v\_dab}$ . ....	120
Figura 83 - Magnitudes das respostas em frequência de $Z_{o\_dab}(s)$ variando a margem de fase do controlador da malha de tensão do DAB. ....	120
Figura 84 – Representação em diagrama de blocos do módulo de potência completo. ....	123
Figura 85 – Critério das impedâncias de Middlebrook relativo ao acoplamento retificador/DAB – Condição de análise 1. ....	124
Figura 86 - Critério das impedâncias de Middlebrook relativo ao acoplamento retificador/DAB – Condição de análise 2. ....	124
Figura 87 - Critério das impedâncias de Middlebrook relativo ao acoplamento retificador/DAB – Condição de análise 3. ....	125
Figura 88 - Critério das impedâncias de Middlebrook relativo ao acoplamento retificador/DAB – Condição de análise 4. ....	125
Figura 89 – Circuito equivalente simplificado das impedâncias associadas ao barramento de tensão primário. ....	126
Figura 90 – Diagrama de blocos do circuito equivalente simplificado das impedâncias do barramento primário. ....	127
Figura 91 – Diagrama de Nyquist da função $T_{bus\_prim}(s)$ para variações no valor de $C_{bus\_prim}$ . ....	128
Figura 92 - Diagrama de Nyquist da função $T_{bus\_prim}(s)$ para variações no valor de $f_{c\_v\_ret}$ . ....	128
Figura 93 - Critério das impedâncias de Middlebrook relativo ao acoplamento DAB/inversor – Condição de análise 1. ....	129
Figura 94 - Critério das impedâncias de Middlebrook relativo ao acoplamento DAB/inversor – Condição de análise 2. ....	130

Figura 95 - Critério das impedâncias de Middlebrook relativo ao acoplamento DAB/inversor – Condição de análise 3. ....	130
Figura 96 - Critério das impedâncias de Middlebrook relativo ao acoplamento DAB/inversor – Condição de análise 4. ....	131
Figura 97 - Circuito equivalente simplificado das impedâncias associadas ao barramento de tensão secundário. ....	131
Figura 98 - Diagrama de blocos do circuito equivalente simplificado das impedâncias do barramento secundário. ....	132
Figura 99 - Diagrama de Nyquist da função $T_{bus\_sec}(s)$ para variações no valor de $C_{bus\_sec}$ . ...	133
Figura 100 - Diagrama de Nyquist da função $T_{bus\_sec}(s)$ para variações no valor de $f_{c\_v\_dab}$ . ...	133
Figura 101 - Magnitude da resposta em frequência de $Z_{o\_dab}(s)$ considerando o controlador PI e PI-notch com $f_{c\_v\_dab}$ igual a 50 Hz. ....	135
Figura 102 - Magnitude da resposta em frequência de $Z_{o\_dab}(s)$ considerando o controlador PI e PI-notch com $f_{c\_v\_dab}$ igual a 10 Hz. ....	135
Figura 103 – Resultados de simulação em regime permanente do módulo de potência: (a) Tensão de saída do retificador $V_{o\_ret}$ ; (b) corrente de entrada através da indutância $L_{ret}$ . ....	137
Figura 104 - Resultados de simulação em regime permanente do módulo de potência: (a) Tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ ; (b) ângulo de defasagem $\alpha_{dab}$ . ....	138
Figura 105 – Resultado de simulação em regime permanente do módulo de potência: corrente através da indutância $L_{dab}$ para $\alpha_{dab} = 20^\circ$ e controlador PI. ....	138
Figura 106 - Resultados de simulação em regime permanente do módulo de potência: (a) Tensão de saída do inversor $V_{o\_inv}$ ; (b) corrente de saída do inversor $i_{o\_inv}$ . ....	139
Figura 107 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência: (a) Tensão de saída do retificador $V_{o\_ret}$ ; (b) corrente de entrada através da indutância $L_{ret}$ . ....	139
Figura 108 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência: (a) Tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ ; (b) ângulo de defasagem $\alpha_{dab}$ . ...	140
Figura 109 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência: (a) Tensão de saída do inversor $V_{o\_inv}$ ; (b) corrente de saída do inversor $i_{o\_inv}$ . ....	140
Figura 110 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência (PI-notch): (a) Tensão de saída do retificador $V_{o\_ret}$ ; (b) corrente de entrada através da indutância $L_{ret}$ . ....	141
Figura 111 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência (PI-notch): (a) Tensão de saída do inversor $V_{o\_inv}$ ; (b) corrente de saída do inversor $i_{o\_inv}$ . ....	141
Figura 112 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência (PI-notch): (a) Tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ ; (b) ângulo de defasagem $\alpha_{dab}$ . ....	142
Figura 113 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência (PI-notch): Corrente através da indutância $L_{dab}$ para $\alpha_{dab} = 20^\circ$ e controlador PI-notch. ....	142

Figura 114 - Resultados de simulação em regime permanente do módulo de potência para $\alpha_{dab} = 30^\circ$ : (a) Tensão de saída do retificador $V_{o\_ret}$ ; (b) corrente de entrada através da indutância $L_{ret}$ .	143
Figura 115 - Resultados de simulação em regime permanente do módulo de potência para $\alpha_{dab} = 30^\circ$ : (a) Tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ ; (b) ângulo de defasagem $\alpha_{dab}$ .	144
Figura 116 - Resultados de simulação em regime permanente do módulo de potência: Corrente através da indutância $L_{dab}$ para $\alpha_{dab} = 30^\circ$ e controlador PI.	144
Figura 117 - Resultados de simulação em regime permanente do módulo de potência para $\alpha_{dab} = 30^\circ$ : (b) Corrente de saída do inversor, $I_{o\_inv}$ .	144
Figura 118 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência para $\alpha_{dab} = 30^\circ$ : (a) Tensão de saída do retificador $V_{o\_ret}$ ; (b) corrente de entrada através da indutância $L_{ret}$ .	145
Figura 119 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência para $\alpha_{dab} = 30^\circ$ : (a) Tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ ; (b) ângulo de defasagem $\alpha_{dab}$ .	146
Figura 120 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência para $\alpha_{dab} = 30^\circ$ : (a) Tensão de saída do inversor $V_{o\_inv}$ ; (b) corrente de saída do inversor $i_{o\_inv}$ .	146
Figura 121 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência para $\alpha_{dab} = 30^\circ$ (PI-norch): (a) Tensão de saída do retificador $V_{o\_ret}$ ; (b) corrente de entrada através da indutância $L_{ret}$ .	147
Figura 122 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência para $\alpha_{dab} = 30^\circ$ (PI-norch): (a) Tensão de saída do inversor $V_{o\_inv}$ ; (b) corrente de saída do inversor $i_{o\_inv}$ .	147
Figura 123 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência para $\alpha_{dab} = 30^\circ$ (PI-norch): (a) Tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ ; (b) ângulo de defasagem $\alpha_{dab}$ .	148
Figura 124 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência (PI-notch): Corrente através da indutância $L_{dab}$ para $\alpha_{dab} = 30^\circ$ e controlador PI-notch.	148
Figura 125 – Condição de magnitudes para o limiar de estabilidade do acoplamento entre DAB e inversor.	152
Figura 126 – Contorno de Nyquist para o limiar de estabilidade do acoplamento entre DAB e inversor.	152
Figura 127 – Regiões de estabilidade e instabilidade do acoplamento entre DAB e inversor.	154
Figura 128 – Regiões de estabilidade e instabilidade do acoplamento entre DAB e inversor: (a) Variação de potência; (b) variação da tensão do barramento.	155
Figura 129 – Gráfico de $G_{dB\_120}$ (dB) por $\Delta\alpha_{dab\_120}$ (graus) para $C_{bus\_sec} = 280 \mu F$ .	157
Figura 130 – Resultados de simulação com $\alpha_{dab} = 40^\circ$ : (a) para $G_{PI,1}(s)$ , (b) para $G_{PI,2}(s)$ .	159
Figura 131 - Resultados de simulação com $\alpha_{dab} = 30^\circ$ : (a) para $G_{PI,3}(s)$ , (b) para $G_{PI,4}(s)$ .	160
Figura 132 - Resultados de simulação com $\alpha_{dab} = 20^\circ$ : (a) $\Delta\alpha_{dab\_120} = 10^\circ$ , (b) $\Delta\alpha_{dab\_120} = 20^\circ$ .	160

Figura 133 – (a) Gráfico de $\alpha_{dab}$ (graus) por $f_{c\_v\_dab}$ (Hz) para diferentes valores de $\Delta\alpha_{dab\_120}$ ;	
(b) gráfico de $\alpha_{dab}$ (graus) por $K_p$ para diferentes valores de $\Delta\alpha_{dab\_120}$ .....	161
Figura 134 - Gráfico de $G_{dB\_120}$ (dB) por $\Delta\alpha_{dab\_120}$ (graus) para diferentes valores de $C_{bus\_sec}$ .	
.....	162
Figura 135 - (a) Gráfico de $\alpha_{dab}$ (graus) por $f_{c\_v\_dab}$ (Hz) para diferentes valores de $C_{bus\_sec}$ ; (b)	
gráfico de $\alpha_{dab}$ (graus) por $K_p$ para diferentes valores de $C_{bus\_sec}$ .....	163
Figura 136 - Critério das impedâncias de Middlebrook relativo ao acoplamento DAB/inversor	
para as condições de $C_{bus\_sec}$ igual a 110 $\mu$ F e 280 $\mu$ F. ....	163
Figura 137 – Esquemático do circuito elétrico do protótipo construído e implementado. ....	168
Figura 138 – Resultados experimentais do inversor full-bridge em regime permanente para	
condição de plena carga (Ch1: tensão de saída do inversor $V_{o\_inv}$ (250 V/div); Ch2: tensão de	
entrada do inversor $V_{in\_inv}$ (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor $i_{o\_inv}$ (5 A/div)).	169
Figura 139 - Resultados experimentais do inversor full-bridge em regime permanente para	
condição a vazio (Ch1: tensão de saída do inversor $V_{o\_inv}$ (250 V/div); Ch2: tensão de entrada	
do inversor $V_{in\_inv}$ (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor $i_{o\_inv}$ (5 A/div)).	170
Figura 140 - Resultados experimentais da resposta dinâmica do inversor full-bridge (Ch1:	
tensão de saída do inversor $V_{o\_inv}$ (250 V/div); Ch2: tensão de entrada do inversor $V_{in\_inv}$ (250	
V/div); Ch3: corrente de saída do inversor $i_{o\_inv}$ (5 A/div)).	170
Figura 141 - Resultados experimentais do conversor DAB em regime permanente para	
condição de plena carga e $\alpha_{dab} = 20^\circ$ (Ch1: tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ (50 V/div); Ch2:	
tensão da porta primária do DAB $V_{prim\_dab}$ (500 V/div); Ch3: tensão da porta secundária do	
DAB $V_{sec\_dab}$ (500 V/div);Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência	
(2,5 A/div)).	172
Figura 142 – Ângulo de defasagem gerado e imposto ao conversor DAB para a condição de	
operação a plena carga e $\alpha_{dab} = 20^\circ$ .....	172
Figura 143 - Resultados experimentais do conversor DAB em regime permanente para	
condição a vazio e $\alpha_{dab} = 20^\circ$ (Ch1: tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ (50 V/div); Ch2: tensão da	
porta primária do DAB $V_{prim\_dab}$ (500 V/div); Ch3: tensão da porta secundária do DAB $V_{sec\_dab}$	
(500 V/div);Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (2,5 A/div)).	173
Figura 144 - Resultados experimentais da resposta dinâmica do conversor DAB para $\alpha_{dab} =$	
$20^\circ$ (Ch1: tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ (50 V/div); Ch2: tensão da porta primária do DAB	
$V_{prim\_dab}$ (500 V/div); Ch3: tensão da porta secundária do DAB $V_{sec\_dab}$ (500 V/div);Ch4:	
corrente através da indutância de transferência de potência (2,5 A/div)).	174
Figura 145 - Resultados experimentais do conversor DAB em regime permanente para	
condição de plena carga e $\alpha_{dab} = 30^\circ$ (Ch1: tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ (50 V/div); Ch2:	
tensão da porta primária do DAB $V_{prim\_dab}$ (500 V/div); Ch3: tensão da porta secundária do	
DAB $V_{sec\_dab}$ (500 V/div);Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência	
(2,5 A/div)).	175
Figura 146 - Ângulo de defasagem gerado e imposto ao conversor DAB para a condição de	
operação a plena carga e $\alpha_{dab} = 30^\circ$ .....	175
Figura 147 - Resultados experimentais do conversor DAB em regime permanente para	
condição a vazio e $\alpha_{dab} = 30^\circ$ (Ch1: tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ (50 V/div); Ch2: tensão da	
porta primária do DAB $V_{prim\_dab}$ (500 V/div); Ch3: tensão da porta secundária do DAB $V_{sec\_dab}$	
(500 V/div);Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (2,5 A/div)).	176

Figura 148 - Resultados experimentais da resposta dinâmica do conversor DAB para $\alpha_{dab} = 30^\circ$ (Ch1: tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ (50 V/div); Ch2: tensão da porta primária do DAB $V_{prim\_dab}$ (500 V/div); Ch3: tensão da porta secundária do DAB $V_{sec\_dab}$ (500 V/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (2,5 A/div)).	177
Figura 149 - Resultados experimentais do sistema em cascata em regime permanente para condição de plena carga, controlador PI e $\alpha_{dab} = 20^\circ$ (Ch1: tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ (50 V/div); Ch2: tensão de saída do inversor $V_{o\_inv}$ (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor $i_{o\_inv}$ (5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).	178
Figura 150 – Ângulo de defasagem gerado e imposto ao conversor DAB para carga nominal, controlador PI e $\alpha_{dab} = 20^\circ$ .	179
Figura 151 - Resultados experimentais do sistema em cascata em regime permanente para condição a vazio, controlador PI e $\alpha_{dab} = 20^\circ$ (Ch1: tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ (50 V/div); Ch2: tensão de saída do inversor $V_{o\_inv}$ (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor $i_{o\_inv}$ (5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).	180
Figura 152 - Resultados experimentais da resposta dinâmica do sistema em cascata para controlador PI e $\alpha_{dab} = 20^\circ$ (Ch1: tensão de saída do inversor $V_{o\_inv}$ (250 V/div); Ch2: tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ (50 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor $i_{o\_inv}$ (2,5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).	180
Figura 153 - Resultados experimentais do sistema em cascata em regime permanente para condição de plena carga, controlador PI-notch e $\alpha_{dab} = 20^\circ$ (Ch1: tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ (50 V/div); Ch2: tensão de saída do inversor $V_{o\_inv}$ (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor $i_{o\_inv}$ (5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).	181
Figura 154 - Ângulo de defasagem gerado e imposto ao conversor DAB para carga nominal, controlador PI e PI-notch e $\alpha_{dab} = 20^\circ$ .	182
Figura 155 - Resultados experimentais do sistema em cascata em regime permanente para condição a vazio, controlador PI-notch e $\alpha_{dab} = 20^\circ$ (Ch1: tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ (50 V/div); Ch2: tensão de saída do inversor $V_{o\_inv}$ (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor $i_{o\_inv}$ (5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).	182
Figura 156 - Resultados experimentais da resposta dinâmica do sistema em cascata para controlador PI-notch e $\alpha_{dab} = 20^\circ$ (Ch1: tensão de saída do inversor $V_{o\_inv}$ (250 V/div); Ch2: tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ (50 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor $i_{o\_inv}$ (2,5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).	183
Figura 157 - Resultados experimentais do sistema em cascata em regime permanente para condição de plena carga, controlador PI e $\alpha_{dab} = 30^\circ$ (Ch1: tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ (50 V/div); Ch2: tensão de saída do inversor $V_{o\_inv}$ (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor $i_{o\_inv}$ (5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).	184
Figura 158 - Ângulo de defasagem gerado e imposto ao conversor DAB para carga nominal, controlador PI e $\alpha_{dab} = 30^\circ$ .	184
Figura 159 - Resultados experimentais do sistema em cascata em regime permanente para condição a vazio, controlador PI e $\alpha_{dab} = 30^\circ$ (Ch1: tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ (50 V/div);	

Ch2: tensão de saída do inversor $V_{o\_inv}$ (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor $i_{o\_inv}$ (5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).....	185
Figura 160 - Resultados experimentais da resposta dinâmica do sistema em cascata para controlador PI e $\alpha_{dab} = 20^\circ$ (Ch1: tensão de saída do inversor $V_{o\_inv}$ (250 V/div); Ch2: tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ (50 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor $i_{o\_inv}$ (2,5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).	186
Figura 161 - Resultados experimentais do sistema em cascata em regime permanente para condição de plena carga, controlador PI-notch e $\alpha_{dab} = 30^\circ$ (Ch1: tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ (50 V/div); Ch2: tensão de saída do inversor $V_{o\_inv}$ (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor $i_{o\_inv}$ (5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).	187
Figura 162 - Ângulo de defasagem gerado e imposto ao conversor DAB para carga nominal, controlador PI e PI-notch e $\alpha_{dab} = 30^\circ$	187
Figura 163 - Resultados experimentais do sistema em cascata em regime permanente para condição a vazio, controlador PI-notch e $\alpha_{dab} = 30^\circ$ (Ch1: tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ (50 V/div); Ch2: tensão de saída do inversor $V_{o\_inv}$ (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor $i_{o\_inv}$ (5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).	188
Figura 164 - Resultados experimentais da resposta dinâmica do sistema em cascata para controlador PI-notch e $\alpha_{dab} = 30^\circ$ (Ch1: tensão de saída do inversor $V_{o\_inv}$ (250 V/div); Ch2: tensão de saída do DAB $V_{o\_dab}$ (50 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor $i_{o\_inv}$ (2,5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).	188
Figura 165 – Harmônicos da tensão de saída (ordem ímpar e par)	189
Figura 166 – Curva de rendimento experimental em função da potência ativa: (a) $\alpha_{dab} = 20^\circ$ ; (b) $\alpha_{dab} = 30^\circ$	190
Figura 167 – Circuito equivalente do conversor DAB para o modelo por valores médios.	204
Figura 168 - Circuito equivalente do inversor full-bridge.	212
Figura 169 – Equivalência das funções de transferência $G_{iL,d\_ret}(s)$ e $G_{iL,d\_eq}(s)$ .	218
Figura 170 – Protótipo desenvolvido em laboratório.	219
Figura 171 – Ilustração da placa de driver.	221

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações de projeto do estágio CA-CC.....	48
Tabela 2 – Especificações de projeto do estágio CC-CC.....	50
Tabela 3 – Especificações de projeto do estágio CC-CA.....	53
Tabela 4 – Especificações de projeto para a simulação do módulo de potência. ....	136
Tabela 5 – Parâmetros de potência do sistema implementado. ....	168
Tabela 6 – Parâmetros de projeto do transformador isolador de alta frequência. ....	208
Tabela 7 – Parâmetros físicos dos transformadores construídos.....	209
Tabela 8 - Parâmetros físicos das indutâncias auxiliares utilizadas no conversor DAB.....	210
Tabela 9 – Especificações do IGBT HGTG11N120CND.....	211
Tabela 10 - Parâmetros físicos da indutância do filtro LC de saída do inversor.....	216

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Abreviatura/Sigla	Significado
AWG	American Wire Gauge
CIL	Carga de Impedância Constante (Constant Impedance Load)
CPL	Carga de Potência Constante (Constant Power Load)
CCL	Carga de Corrente Constante (Constant Current Load)
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
CCM	Modo de Condução Contínua (Continuous Conduction Mode)
DSP	Digital Signal Processor
DAB	Dupla Ponte Ativo (Dual-Active Bridge)
GMPM	Gain Margin Phase Margin
MF	Margem de Fase
MG	Margem de Ganho
PRODIST	Procedimentos de Distribuição
PI	Proporcional-Integral
ZOH	Zero-Order Hold

## LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Significado	Unidade
$\Delta I_{Lret}$	Ondulação de corrente na entrada do retificador full-bridge	A
$\Delta I_{Lfi}$	Ondulação de corrente na saída do inversor full-bridge	A
$\Delta \alpha_{dab}$	Ondulação do ângulo de defasagem	°
$\Delta \alpha_{dab, 120}$	Amplitude do ângulo de defasagem	°
$\eta_{dab}$	Rendimento teórico do conversor DAB	-
$\eta_{inv}$	Rendimento teórico do inversor full-bridge	-
$\eta_{ret}$	Rendimento teórico do retificador full-bridge	-
$\alpha_{dab}$	Ângulo de defasagem do conversor DAB	°
$C_{bus, prim}$	Capacitor do barramento CC primário	F
$C_{bus, sec}$	Capacitor do barramento CC secundário	F
$C_{f, b}$	Capacitor de filtro do conversor buck	F
$C_{f, i}$	Capacitor do filtro LC de saída do inversor full-bridge	F
$D_b$	Razão cíclica do interruptor do conversor buck	-
$d_{ret}$	Sinal modulante do retificador full-bridge	-
$d_{inv}$	Sinal modulante do inversor full-bridge	-
$f_{c, dab}$	Frequência de chaveamento do conversor DAB	Hz
$f_{c, inv}$	Frequência de chaveamento do inversor full-bridge	Hz
$f_{c, ret}$	Frequência de chaveamento do retificador full-bridge	Hz
$f_{c, v, dab}$	Frequência de cruzamento da malha de tensão do DAB	Hz
$f_{c, v, ret}$	Frequência de cruzamento da malha de tensão do retificador	Hz
$f_r$	Frequência da rede	Hz
$G_{dB, 120}$	Ganho na frequência de 120 Hz	dB
$L_{dab}$	Indutor de transferência do conversor DAB	H
$L_{f, b}$	Indutor de filtro do conversor buck	H
$L_{f, i}$	Indutor do filtro LC de saída do inversor full-bridge	H
$L_{ret}$	Indutor de filtro de entrada do retificador full-bridge	H
$I_{CPL}$	Fonte de corrente do modelo linear da CPL	A
$i_{in, ca}$	Corrente de entrada do retificador full-bridge	A
$\hat{i}_{in, ca}$	Corrente de referência do retificador full-bridge	A
$i_{in, dab}$	Corrente de entrada do conversor DAB	A
$\hat{i}_{in, inv}$	Corrente de entrada do inversor full-bridge	A
$I_{Lf, i}$	Corrente através do indutor do filtro LC	A
$i_{o, dab}$	Corrente de saída do conversor DAB	A
$i_{o, inv}$	Corrente de saída do inversor full-bridge	A
$i_{o, ret}$	Corrente de saída do retificador full-bridge	A
$n_{Tr}$	Relação de transformação do transformador do conversor DAB	-
$M_{dab}$	Ganho de tensão do conversor DAB	-
$M_i$	Índice de modulação do inversor full-bridge	-
$M_{notch}$	Atenuação do filtro notch	dB
$M_r$	Índice de modulação do retificador full-bridge	-
$P_{o, dab}$	Potência ativa nominal de saída do conversor DAB	W
$P_{o, inv}$	Potência ativa nominal de saída do inversor full-bridge	W
$P_{o, ret}$	Potência ativa nominal de saída do retificador full-bridge	W
$R_{CPL}$	Resistência negativa do modelo linear da CPL	$\Omega$
$R_d$	Resistência de amortecimento do filtro LC	$\Omega$

$R_{o\ dab}$	Resistência de saída do conversor DAB	$\Omega$
$R_{o\ i}$	Resistência de saída do inversor full-bridge	$\Omega$
$R_{o\ ret}$	Resistência de saída do retificador full-bridge	$\Omega$
$r_{L_f\ b}$	Resistência série equivalente do indutor de filtro $L_{f\ b}$	$\Omega$
$r_{L_f\ i}$	Resistência série equivalente do indutor de filtro $L_{f\ i}$	$\Omega$
$T_{a\ dab}$	Período de amostragem do conversor DAB	s
$T_{a\ inv}$	Período de amostragem do inversor full-bridge	s
$T_{a\ ret}$	Período de amostragem do retificador full-bridge	s
$T_{s\ dab}$	Período de chaveamento do conversor DAB	s
$T_{s\ inv}$	Período de chaveamento do inversor full-bridge	s
$T_{s\ ret}$	Período de chaveamento do retificador full-bridge	s
$V_{ca\ HV}$	Tensão alternada do lado de alta tensão	V
$V_{ca\ LV}$	Tensão alternada do lado de baixa tensão	V
$V_{cc\ HV}$	Tensão contínua do lado de alta tensão	V
$V_{cc\ LV}$	Tensão contínua do lado de baixa tensão	V
$V_{CPL}$	Ponto de operação de tensão para linearização do modelo CPL	V
$V_{in\ b}$	Tensão de entrada do conversor buck	V
$V_{in\ ca}$	Tensão de entrada do retificador full-bridge	V
$V_{in\ dab}$	Tensão de entrada do conversor DAB	V
$V_{in\ inv}$	Tensão de entrada do inversor full-bridge	V
$V_{in\ rms}$	Tensão eficaz de entrada do retificador full-bridge	V
$V_{o\ 120}$	Ondulação de tensão na saída do conversor DAB	V
$V_{o\ b}$	Tensão de saída do conversor buck	V
$V_{o\ dab}$	Tensão de saída do conversor DAB	V
$V_{o\ dab}$	Tensão de referência do conversor DAB	V
$V_{o\ inv}$	Tensão de saída do inversor full-bridge	V
$V_{o\ inv}$	Tensão de referência do inversor full-bridge	V
$V_{o\ 120\ pico}$	Amplitude do ondulação de tensão na saída do conversor DAB	V
$V_{o\ ret}$	Tensão CC de saída do retificador full-bridge	V
$V_{o\ ret}$	Tensão CC de referência do retificador full-bridge	V
$V_{o\ rms}$	Tensão eficaz de saída do inversor full-bridge	V
$Z_{o\ al}$	Impedância de saída do subsistema alimentador	-
$Z_{in\ cl}$	Impedância de entrada do subsistema de carga	-

## SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO .....	22
1.1 TRANSFORMADOR DE LINHA TRADICIONAL.....	22
1.2 TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO .....	23
1.2.1 Vantagens e barreiras tecnológicas do transformador de estado sólido.....	25
1.3 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA E OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO .....	26
1.4 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO.....	30
2 INTERAÇÃO DINÂMICA ENTRE CONVERSORES EM CASCATA .....	32
2.1 INTRODUÇÃO .....	32
2.2 MODELAGEM DE CARGAS .....	32
2.2 CARGAS DE POTÊNCIA CONSTANTE .....	33
2.3 ANÁLISE DE ESTABILIDADE DE CONVERSORES EM CASCATA .....	40
2.4 SOLUÇÕES DE MELHORIA DE ESTABILIDADE E DESEMPENHO.....	44
2.5 DESCRIÇÃO DO SISTEMA EM ESTUDO .....	45
2.5.1 Estágio CA-CC de Entrada.....	45
2.5.2 Estágio CC-CC Intermediário .....	48
2.5.3 Estágio CC-CA de Saída.....	51
2.6 CONCLUSÃO PARCIAIS .....	53
3 ANÁLISE DO SISTEMA EM ESTUDO .....	55
3.1 INTRODUÇÃO .....	55
3.2 PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE DO RETIFICADOR FULL-BRIDGE E DO INVERSOR FULL-BRIDGE .....	55
3.2.1 Controladores das malhas de corrente e tensão do retificador full-bridge.....	57
3.2.2 Resultados de simulação do retificador full-bridge.....	61
3.2.3 Controlador da malha de tensão do inversor full-bridge.....	63
3.2.4 Resultados de simulação do inversor full-bridge.....	66
3.3 PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE DO CONVERSOR DAB .....	67
3.3.1 Influência da componente alternada em 120 Hz na operação e desempenho dos circuitos de potência e controle do conversor DAB .....	68
3.3.2 Definição dos parâmetros dominantes da ondulação $\Delta\alpha_{dab}$ .....	75
3.3.3 Quantificação da amplitude $\Delta\alpha_{dab_{120}}$ .....	78
3.3.4 Solução para atenuação dos impactos da componente alternada em 120 Hz no conversor DAB.....	81
3.3.5 Controlador da malha de tensão do conversor DAB .....	84

3.3.6 Resultados de simulação do conversor DAB .....	89
3.4 ANÁLISE DA IMPEDÂNCIA DE SAÍDA DO RETIFICADOR FULL-BRIDGE.....	95
3.5 ANÁLISE DA IMPEDÂNCIA DE ENTRADA DO INVERSOR FULL-BRIDGE ...	103
3.6 ANÁLISES DAS IMPEDÂNCIAS DO CONVERSOR DAB.....	110
3.6.1 Impedância de entrada em malha fechada do conversor DAB .....	111
3.6.2 Análise da impedância de saída em malha fechada do conversor DAB .....	117
3.7 ANÁLISE DE ESTABILIDADE DOS CONVERSORES EM CASCATA .....	121
3.7.1 Análise de estabilidade do barramento primário: retificador full-bridge e DAB .....	123
3.7.2 Análise de estabilidade do barramento secundário: DAB e inversor full-bridge .....	128
3.7.3 Influência da componente alternada em 120 Hz na estabilidade dos conversores em cascata.....	133
3.7.4 Resultados de simulação do sistema completo .....	136
3.8 DIRETRIZES DE PROJETO.....	148
3.8.1 Tensão do barramento CC e potência nominal .....	149
3.8.2 Capacitância dos barramentos de tensão CC .....	149
3.8.3 Critérios de estabilidade para conversores em cascata.....	150
3.8.4 Influência da componente alternada em 120 Hz no projeto controlador PI do estágio CC-CC.....	155
3.9 CONCLUSÕES PARCIAIS .....	165
4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	167
4.1 INTRODUÇÃO.....	167
4.1.1 Resultados Experimentais do Inversor .....	169
4.1.2 Resultados Experimentais do conversor DAB .....	171
4.1.3 Resultados Experimentais do Sistema DAB em cascata ao Inversor .....	177
4.1.4 Análise do rendimento do módulo de potência .....	189
4.2 CONCLUSÕES PARCIAIS .....	190
5 CONCLUSÕES FINAIS.....	192
5.1 PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS.....	196
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	198
APÊNDICE A – MODELAGEM E DO PROJETO DOS CONVERSORES.....	204
A.1 Modelagem do conversor dual-active bridge.....	204
A.2 Projeto do conversor dual-active bridge.....	207

A.3 Modelagem do inversor full-bridge.....	212
A.4 Projeto do inversor full-bridge.....	216
A.5 Modelagem e Projeto do Retificador Full-Bridge.....	217
<b>APÊNDICE B – DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO IMPLEMENTADO.....</b>	<b>219</b>
B.1 Placa de processamento de sinal .....	219
B.2 Conversor DAB e inversor full-bridge.....	220
B.3 Medições .....	220
B.4 Placas dos elementos magnéticos.....	220
B.5 Drivers dos interruptores.....	220

## 1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem como objetivo principal apresentar uma contextualização em torno do tema desta dissertação de mestrado. Inicialmente, uma visão geral sobre o transformador de linha tradicional é apresentada, onde características básicas, vantagens e desvantagens são ressaltadas. Em seguida, é dado foco ao transformador de estado sólido, enfatizando suas características gerais, vantagens, desvantagens e desafios tecnológicos. Por fim, é destacada a abordagem principal desta dissertação, a qual se baseia no estudo do sistema de controle de um módulo de potência aplicado à arquitetura de um transformador de estado sólido. O sistema a ser estudado é apresentado, junto à definição do problema, objetivos e contribuições.

### 1.1 TRANSFORMADOR DE LINHA TRADICIONAL

O transformador de linha tradicional é utilizado desde as primeiras menções aos sistemas de corrente alternada (CA), tendo como funções centrais a adequação dos níveis de tensão e a isolação galvânica. A sua estrutura base e métodos de fabricação não mudaram muito nas últimas décadas. As melhorias nos processos de fabricação e a criação de materiais magnéticos com alta densidade magnética e baixas perdas por histereses contribuíram para o aumento da eficiência deste equipamento (VAN DER MERWE; DU T.MOUTON, 2009). A sua elevada confiabilidade, associada ao baixo custo de operação, colaborou para a difusão dos transformadores de linha nos sistemas elétricos de potência e de conversão de energia do mundo todo. Apesar da sua utilização global, o transformador de linha possui uma série de características indesejadas. As mais relevantes são citadas a seguir (VAN DER MERWE; DU T.MOUTON, 2009):

- A tensão de saída é uma representação direta da tensão de entrada, possibilitando a transmissão de fenômenos indesejados, tais como variações de frequência, afundamentos e elevações de tensão;
- Como as tensões, as correntes de entrada e saída são reflexos uma da outra. Desta maneira, harmônicos presentes na corrente de carga manifestam-se na entrada, podendo propagar-se para a rede elétrica de alimentação e aumentar as perdas no enrolamento primário;

- Baixo rendimento quanto operam na condição a vazio ou de baixa carga. Normalmente, o transformador em sistemas elétricos opera na condição de 30% de carga, resultando em baixa eficiência;
- Baixa capacidade de regulação de tensão. Usualmente, a capacidade de regulação de tensão é inversamente proporcional à densidade de potência;
- O fator de potência do sistema é totalmente dependente da natureza da carga a ser alimentada;
- Ausência de sistema de proteção contra qualquer tipo de falha ou distúrbio.

Além destas desvantagens, responsáveis pela degradação da qualidade da energia, há os inconvenientes de peso e volume elevados devido à operação em baixas frequências (50/60 Hz), que dificultam manuseio e manutenção, e de caráter ambiental, já que normalmente se utiliza óleo no interior dos transformadores como dielétrico e para resfriamento, sendo este material nocivo quando exposto ao meio ambiente.

A principal desvantagem do transformador de linha se encontra na baixa qualidade da energia. As suas características físicas permitem a propagação de diversos distúrbios entre a rede elétrica e a carga. Isso impulsionou o desenvolvimento de novas tecnologias e equipamentos munidos de funcionalidades capazes de corrigir os problemas associados à qualidade da energia. Em 1980, Brooks apresentou o conceito de transformador de estado sólido como uma alternativa aos transformadores de linha (BROOKS, 1980). Apesar da ausência de tecnologia para demonstrações práticas deste novo dispositivo, as suas vantagens em relação aos transformadores de linha eram evidentes. Com os avanços e melhorias em diversas áreas da eletrônica de potência, o conceito de transformador de estado sólido se tornou uma realidade (VAN DER MERWE; DU T.MOUTON, 2009).

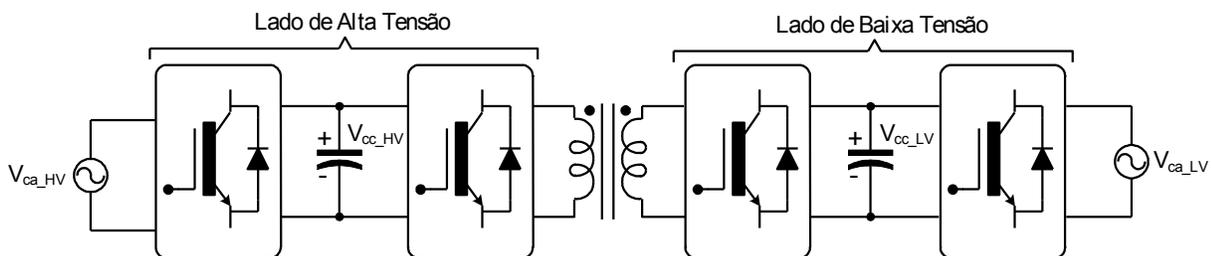
## 1.2 TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO

A necessidade de novas tecnologias com melhores características e desempenho para ser uma alternativa aos transformadores de linha levou ao surgimento do transformador de estado sólido (SST, do inglês **Solid-State Transformer**), também chamado de transformador eletrônico de potência ou transformador inteligente universal. Com a natural evolução na área da eletrônica de potência, no campo de semicondutores de potência e nos estudos de topologias de conversores multiníveis, nos últimos anos, o SST se tornou uma tecnologia viável, tendo diversos estudos direcionados à sua análise (BIFARETTI et al., 2011; LAI et al., 2005; RONAN et al., 2002; SHE; HUANG; BURGOS, 2013).

O SST é um dispositivo estático apto a transferir energia elétrica de uma porta a outra por meio de um ou mais transformador de alta frequência. A estrutura básica do SST é constituída por três seções principais: um estágio de entrada destinado à geração de uma tensão alternada em alta frequência a partir da tensão alternada da rede elétrica, um estágio munido com o transformador de alta frequência para isolamento galvânica e um conversor de saída para gerar a tensão alternada de saída na frequência da rede elétrica (VAN DER MERWE; DU T.MOUTON, 2009).

Na literatura, a configuração topológica mais estudada e realizável para o SST é a modular com três estágios de conversão de energia (BHATTACHARYA et al., 2010; BRANDO; DANNIER; PIZZO, 2010; HATUA et al., 2011; MADHUSOODHANAN et al., 2014). Apesar da maior complexidade, a elevada capacidade de controle desta configuração a torna extremamente atrativa e aplicável. Compensação de reativos, correção do fator de potência, redução da distorção harmônica, capacidade de integração direta com fontes alternativas de energia, fluxo bidirecional de energia e rejeição a distúrbios na tensão de saída são algumas das características potencialmente alcançáveis em configurações de três estágios. Além disso, há mais topologias disponíveis a serem adotadas para cada estágio, oferecendo, assim, amplo espaço para otimizar o desempenho do sistema em termos de eficiência, volume e peso (SHE et al., 2012). A Figura 1 ilustra a configuração com três estágios de conversão de energia, compondo um módulo do SST. Ainda nesta figura,  $V_{ca\_HV}$  se refere à tensão alternada do lado de alta tensão,  $V_{ca\_LV}$  à tensão alternada do lado de baixa tensão,  $V_{cc\_HV}$  à tensão contínua do lado de alta tensão e  $V_{cc\_LV}$  à tensão contínua do lado de baixa tensão.

Figura 1 – Módulo do SST com três estágios de conversão de energia.

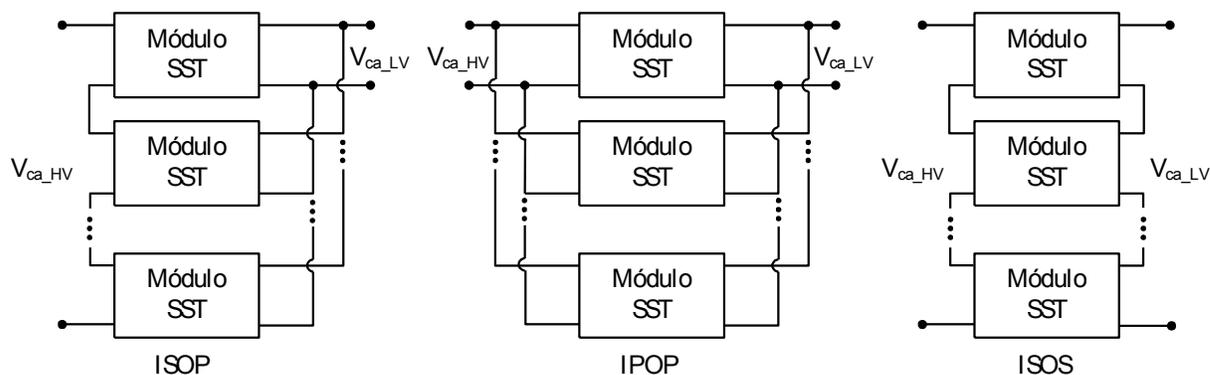


Fonte: Elaborada pelo autor.

Em aplicações de alta tensão e alta potência, pode haver a necessidade da conexão em série ou paralelo de diversos módulos. Isso se deve às limitações elétricas dos dispositivos semicondutores e magnéticos (SHE et al., 2012). Quanto à configuração da conexão entre

módulos, She (2012) classificou as estruturas de acordo com a ligação dos terminais de alta e baixa tensão: ISOP (Input Series Output Parallel) é caracterizada pelas entradas em série e as saídas em paralelo, IPOP (Input Parallel Output Parallel) é definida pelas entradas e saídas em paralelo e ISOS (Input Series Output Series) pelas entradas e saídas em série. Na Figura 2 são apresentadas as formas de conexão dos módulos.

Figura 2 – Conexões entre os módulos na estrutura do SST.



Fonte: Adaptado de (SHE et al., 2012).

### 1.2.1 Vantagens e barreiras tecnológicas do transformador de estado sólido

O SST possui diversas funcionalidades e características que o tornam extremamente atrativo. As principais são abordadas e discutidas a seguir (KIRSTEN, 2014; VAN DER MERWE; DU T.MOUTON, 2009):

- Capacidade de correção do fator de potência (FP) e reduzida taxa de distorção harmônica: por meio do estágio retificador de entrada é possível realizar o controle da corrente de entrada drenada pelo sistema, garantindo, assim, elevado fator de potência e baixa distorção harmônica, mesmo na condição de operação com cargas não lineares e de baixo fator de potência;
- Elevada capacidade de regulação de tensão: o estágio inversor de saída é apto a garantir uma tensão alternada de saída regulada e sem distorções;
- Proteção contra falhas e distúrbios: a elevada capacidade de controle do SST garante que o sistema continue em operação com bom desempenho mesmo na ocorrência de falhas e distúrbios, tais como curto-circuito e afundamentos de tensão;
- Modularidade: a utilização de conversores modulares na estrutura reduz custos de fabricação, facilita o desenvolvimento e aplicação prática, pela produção em série, e

aumenta a confiabilidade do sistema em relação a sistemas com um único módulo, uma vez que caso ocorra falha em um módulo, o SST pode continuar a operar;

- Elevada densidade de potência: a redução do volume e peso dos elementos magnéticos e passivos devido à elevada frequência de operação possibilita o processamento energia com elevada densidade de potência.

Apesar das várias vantagens do SST, algumas barreiras tecnológicas dificultam e até impossibilitam a sua total aceitação, difusão e aplicação prática. As mais relevantes são descritas a seguir.

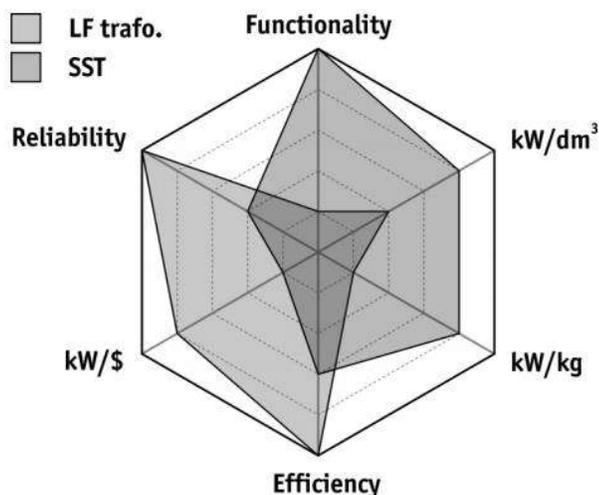
- Custo: o transformador de linha, empregando tecnologia já consolidada, tem custo de fabricação e implementação inferiores aos do SST. O elevado custo de circuitos de controle e semicondutores de potência surge como a principal barreira ao desenvolvimento e aplicação prática do SST;
- Rendimento: o valor de rendimento do SST ainda é um ponto bastante incerto, isso porque depende de diversos fatores, tais como: rendimentos individuais de cada conversor da estrutura, frequência de operação, potência nominal processada e tecnologia dos semicondutores de potência. A literatura mostra que o rendimento típico da arquitetura de um SST varia de 90% a 98%, enquanto que em transformadores de linha é superior a 97%;
- Complexidade e confiabilidade: a complexidade da estrutura do SST leva a uma natural redução da confiabilidade, uma vez que é mais propícia a ocorrência de falhas.

Visando resumir estes dois tópicos e realizar uma análise comparativa entre o SST e o transformador de linha, é apresentado o hexaedro da Figura 3, onde são pontuadas nos vértices as características mais importantes (KOLAR; ORTIZ, 2012). O transformador de linha é superior em termos de confiabilidade, rendimento e custo. Já o SST tem melhores características em funcionalidades e densidade de potência.

### 1.3 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA E OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO

O conceito do SST propõe sistemas com um elevado grau de complexidade, se comparado ao atual paradigma do sistema elétrico. O desenvolvimento e inserção do SST no sistema elétrico trará, certamente, uma série de melhorias na confiabilidade e desempenho do sistema, porém, junto a isto, desafios tecnológicos irão surgir. Como este é o caminho natural a ser tomado pelo sistema elétrico é importante destacar que ainda existem alguns problemas

Figura 3 – Hexaedro de comparação entre as características do SST e do transformador de linha.



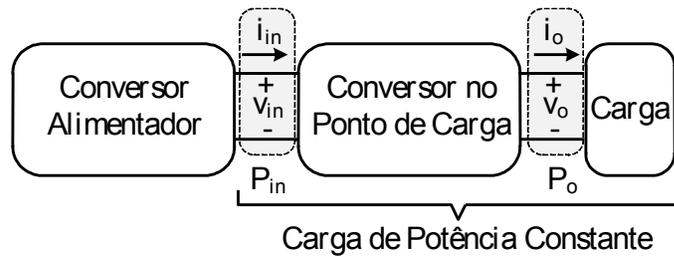
Fonte: (KOLAR; ORTIZ, 2012).

relacionados à operação de sistemas com múltiplos estágios de conversão de energia que necessitam de uma análise mais criteriosa.

A porta de entrada de conversores eletrônicos, quando realimentados, comporta-se como uma carga de potência constante (CPL, do inglês **Constant Power Load**). Cargas de potência constante possuem a característica de impedância negativa. Isso significa que, em cargas de potência constante, o valor instantâneo da impedância é positivo, mas o incremento de impedância é sempre negativo. De fato, a corrente através de uma carga de potência constante diminui ou aumenta quando a tensão em seus terminais aumenta ou diminui, respectivamente. Esta dinâmica tende a desestabilizar o sistema e é denominada na literatura de instabilidade de impedância negativa. Fornecer energia a uma carga de potência constante pode impactar na estabilidade e desempenho do sistema devido a interações dinâmicas entre os estágios (EMADI et al., 2006; EMADI; EHSANI, 2001; RIVETTA; WILLIAMSON; EMADI, 2005).

O SST possui a arquitetura fundamentada no acoplamento de múltiplos estágios de conversão de energia, caracterizando o cascadeamento de conversores eletrônicos. Isso resulta que um dado conversor alimentador enxerga um outro subsequente como carga, conforme ilustrado na Figura 4. Os terminais de entrada do conversor do ponto de carga apresenta a dinâmica de uma carga com potência constante. Dessa forma, o conversor alimentador

Figura 4 – Estrutura do conversor alimentador fornecendo energia ao conversor no ponto de carga com a dinâmica de uma carga de potência constante.

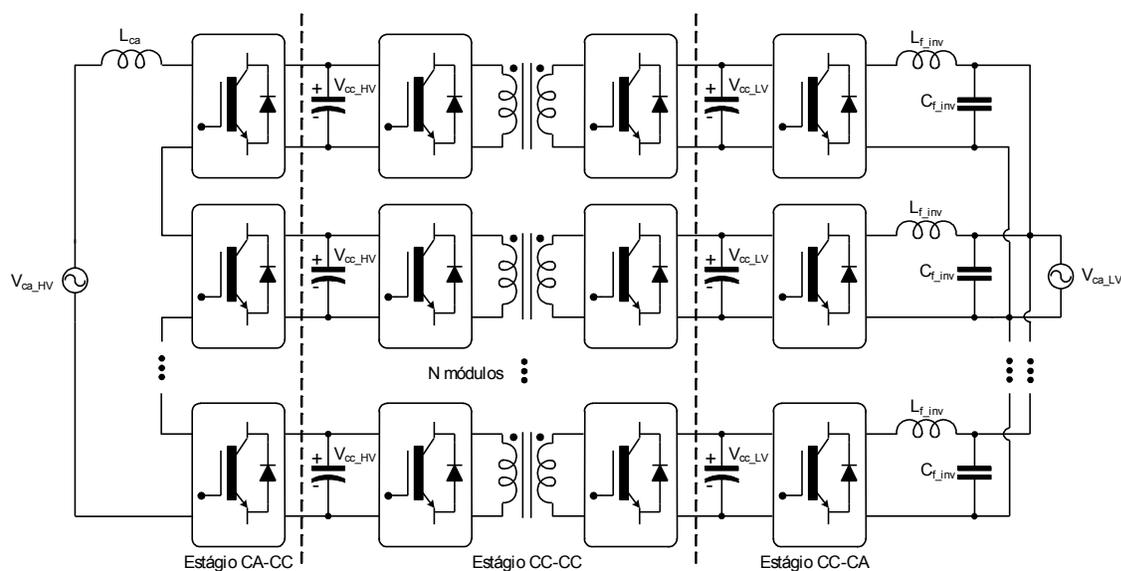


Fonte: Adaptada de (TAHIM, 2015).

alimenta uma carga com a dinâmica de impedância negativa. Interações entre os estágios podem surgir, ocasionando problemas de estabilidade.

A estrutura explorada neste trabalho é apresentada na Figura 5. A sua configuração modular com três estágios de conversão de energia é composta por  $N$  módulos conectados em série na entrada (estrutura multinível) e em paralelo na saída (conexão ISOP). Esta configuração é propícia à aplicação de inúmeros módulos, o que reduz consideravelmente os níveis de tensão e corrente dos semicondutores, e permite a fácil expansão do sistema pela adição de novos módulos (ZHAO, 2010). Cada módulo é constituído por um conversor CA-CC no estágio de alta tensão, um conversor CC-CC isolado no estágio intermediário e um conversor CC-CA no estágio de baixa tensão. Topologias típicas de cada módulo para esta

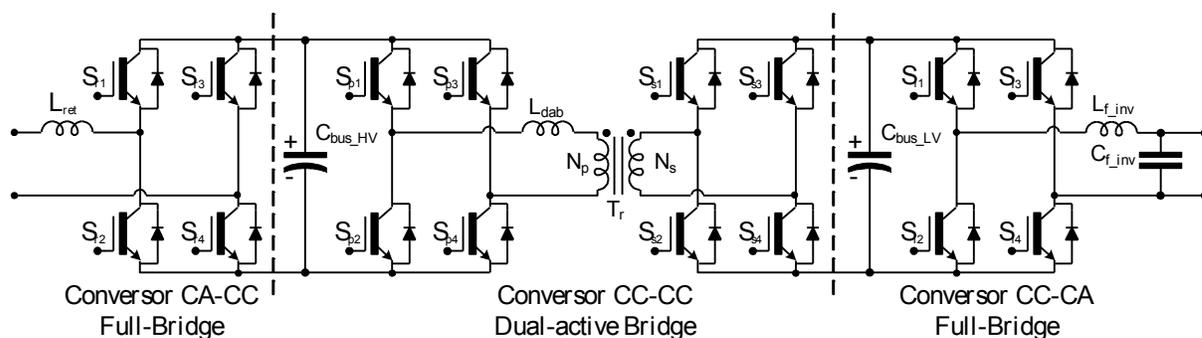
Figura 5 - Estrutura completa do SST com três estágios de processamento energia.



Fonte: Elaborada pelo autor.

configuração são ilustradas na Figura 6. Para os estágios CA-CC e CC-CA são selecionadas as topologias full-bridge monofásicas e para o estágio CC-CC o conversor em ponte ativa duplo (DAB, do inglês dual-active bridge) (ZHAO, 2010). Estas topologias permitem alcançar todas as funcionalidades de controle de uma estrutura de três estágios e, em razão à simetria da arquitetura, que o fluxo potência seja bidirecional.

Figura 6 - Estrutura topológica de um único módulo de potência do SST.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Assim, esta dissertação de mestrado propõe estudar as interações dinâmicas entre os conversores eletrônicos de um único módulo de potência com três estágios de conversão de energia, conforme a Figura 6, considerando a condição unidirecional do fluxo de potência (sentido direto definido do lado alta tensão para baixa tensão). Os principais objetivos deste trabalho são:

- Estudo das CPLs, enfatizando sua característica de impedância negativa e comportamento não linear;
- Elucidação do efeito destabilizante das CPLs em sistemas com conversores em cascata;
- Elucidação dos conceitos de impedância para análise das interações dinâmicas entre conversores em cascata;
- Revisão bibliográfica dos métodos de análise de estabilidade para sistemas com conversores em cascata;
- Análise de estabilidade dos conversores que compõem o módulo do SST por meio do estudo das impedâncias e aplicação dos critérios das impedâncias de Middlebrook e da estabilidade de Nyquist;

- Determinação da influência dos parâmetros do circuito de potência e controle no desempenho e na estabilidade do sistema. São analisadas como as tensões de entrada e saída, potência processada, estratégia de controle aplicada, controlador adotado, frequência de cruzamento e margem de fase interferem nas respostas das impedâncias de entrada e saída de cada conversor e nas interações dinâmicas entre os diferentes estágios.
- Criação de uma metodologia para direcionar o projeto e análise do módulo do SST e garantir sua operação em uma região de estabilidade.

O estudo busca determinar as variáveis críticas para alcançar uma região de operação segura, dando ênfase às interações dinâmicas entre os estágios e a estabilidade relativa do sistema, a partir do conceito das impedâncias e utilização dos critérios de análise de interações de Middlebrook e de estabilidade de Nyquist.

Uma das grandes desvantagens deste tipo de arquitetura, além da possibilidade da indesejada ocorrência de interações entre os conversores, é a presença de uma componente alternada centrada no dobro da frequência fundamental da rede elétrica oriunda da parcela pulsante da potência de entrada do estágio retificador ou de saída do estágio inversor. Sob tais circunstâncias, esta dissertação de mestrado também busca contribuir apresentando um estudo que foca analisar os impactos da componente alternada em baixa frequência na estabilidade e desempenho do sistema e no projeto e operação dos conversores. Conforme será detalhando nos capítulos à frente, a componente alternada no dobro da frequência da rede elétrica atua, sobretudo, no conversor DAB, gerando eventos indesejados e limitações de projeto. A solução para atenuar estes impactos no DAB é discutida.

#### 1.4 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação está organizada em cinco capítulos, incluindo introdução e conclusão. Os Apêndices apresentam informações para total compreensão e complemento dos diferentes assuntos e tópicos voltados ao estudo da estrutura. O Capítulo 2 é focado no estudo da interação dinâmica de conversores eletrônicos operando em cascata. As cargas de potência constante são estudadas detalhadamente, onde são abordadas a sua característica de impedância negativa e seu efeito desestabilizante. Também é apresentada uma revisão bibliográfica dos principais critérios de análise de estabilidade aplicados a sistemas com múltiplos estágios em cascata, onde os conceitos de impedância para análise de estabilidade são relatados e explicados. Em seguida, as soluções já propostas na literatura para melhoria da

estabilidade de sistemas em cascata são brevemente pontuadas. Por fim, os principais aspectos relacionados à estrutura do circuito elétrico de potência e do sistema de controle de cada estágio do módulo de potência sob estudo são apresentados.

No Capítulo 3 é feita, inicialmente, a descrição das estratégias de controle adotadas a cada estágio de potência, assim como o projeto dos controladores das diversas malhas de controle a partir dos modelos de pequenos sinais dos respectivos conversores. Uma breve análise de estabilidade dos controladores, analisando as especificações de desempenho obtidas, é apresentada. De modo a comprovar a eficácia e o bom desempenho dos controladores projetados, os sistemas de controle são testados através de simulação computacional. Além disso, é apresentado um estudo detalhado relacionado à componente alternada no dobro da frequência da rede elétrica presente e circulante no módulo de potência. Os aspectos mais importantes de comprovação da atuação da componente em baixa frequência na operação do sistema de controle do conversor DAB são discutidos. Em seguida, é realizado o estudo de impedância de cada conversor isoladamente, ressaltando os pontos mais importantes acerca do comportamento das impedâncias de entrada e saída em malha fechada. Aliando a isto, o estudo da estabilidade da estrutura é apresentado. O critério de Middlebrook é utilizado para a avaliação das interações do acoplamento entre os conversores e o critério de Nyquist para a estimativa da estabilidade dos barramentos capacitivos que interligam os estágios de potência. Ao final, as diretrizes voltadas a metodologia de projeto são discutidas.

Os resultados experimentais do protótipo implementado em laboratório são detalhados no Capítulo 4. Ao final, algumas considerações finais são apresentadas objetivando destacar as contribuições alcançadas e os possíveis trabalhos futuros. O Apêndice A apresenta a metodologia utilizada para a modelagem e projeto dos conversores do módulo de potência, sendo identificados os pontos mais importantes. No Apêndice B são descritos os principais pontos acerca do protótipo montado em laboratório, sendo destacado o circuito de controle digital e os demais componentes dos circuitos de potência dos conversores.

## 2 INTERAÇÃO DINÂMICA ENTRE CONVERSORES EM CASCATA

### 2.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo aborda a motivação principal desta dissertação de mestrado, que é a interação dinâmica entre conversores cascadeados e a estabilidade de sistemas com múltiplos estágios de conversão de energia. Inicialmente, destaca-se a modelagem de cargas, de acordo com o comportamento corrente-tensão, enfatizando, em seguida, as cargas de potência constante (CPL, do inglês **Constant Power Loads**) e sua característica de impedância incremental negativa. Também é apresentada uma breve revisão bibliográfica focada nos critérios de estabilidade já propostos na literatura para a análise da estabilidade de conversores em cascata. As soluções para melhoria da estabilidade de sistemas em cascata também são revisadas brevemente. Por fim, o sistema em estudo é destacado, onde são apresentadas suas especificações e funções de transferência empregadas na análise.

### 2.2 MODELAGEM DE CARGAS

A modelagem de cargas é um ponto fundamental para a análise da estabilidade e desempenho de conversores, assim como para o projeto de controladores para conversores realimentados. A maioria das cargas pode ser adequadamente modelada considerando uma característica resistiva, de potência constante ou corrente constante. As três possíveis classificações, de acordo com (IEEE STD 399-1997, 1998) são descritas a seguir:

- Carga de impedância constante (CIL, do inglês **Constant Impedance Load**) - drena uma corrente que é diretamente proporcional à tensão nos terminais da carga, ou seja, a corrente de carga diminui em uma proporção igual a que a tensão nos terminais da carga diminui. Alguns dispositivos elétricos que podem ser incluídos nesta categoria são aquecedores, relés, alguns motores e lâmpadas incandescentes;
- Carga de potência constante (CPL, do inglês **Constant Power Load**) - drena uma corrente que é inversamente proporcional à tensão nos terminais da carga, ou seja, a corrente de carga diminui em uma proporção igual a que a tensão nos terminais da carga aumenta. Inversores, conversores estáticos CC-CC e diferentes motores se enquadram nesta categoria;

- Carga de corrente constante (CCL, do inglês **Constant Current Load**) - drena basicamente a mesma corrente para uma extensa faixa de tensão de entrada. Fontes de potência CC e alguns motores são dispositivos que se encaixam nesta categoria.

Se a carga possui um comportamento de corrente-tensão desconhecido é usual classificá-la como uma carga de potência constante. Isso porque esta categoria é a mais conservativa e tende a amplificar os efeitos de instabilidade provenientes do cascadeamento de diferentes estágios de potência (geralmente o pior caso).

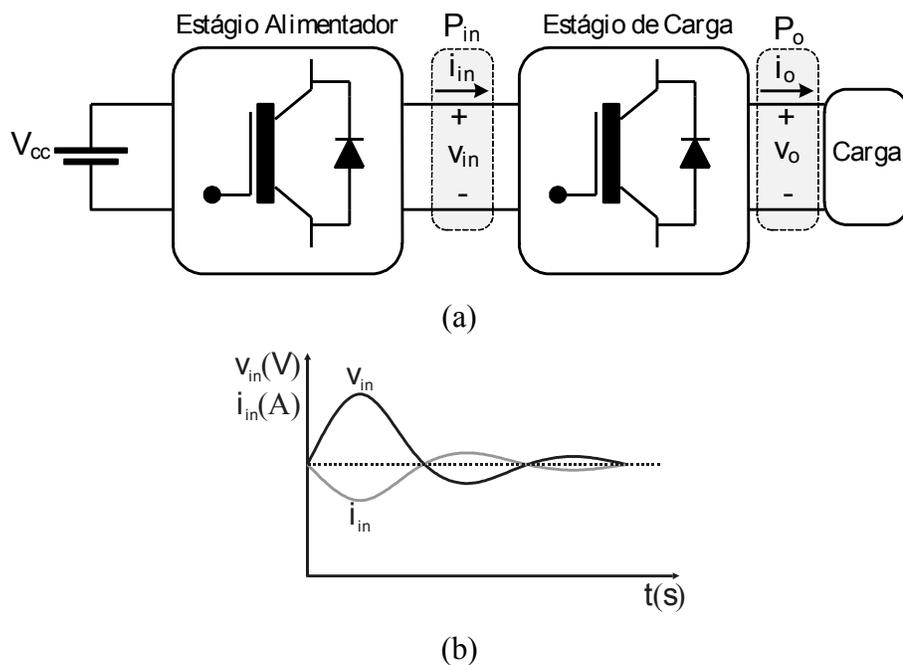
As cargas de potência constante estão presentes em sistemas que possuem estágios de potência em cascata, pois os terminais de entrada de conversores eletrônicos quando realimentados comportam-se como uma carga de potência constante na faixa de frequência limitada pela banda passante do circuito de controle. As cargas de potência constante apresentam a característica de impedância incremental negativa. Dessa forma, a corrente de entrada diminui ou aumenta, enquanto que a tensão de entrada aumenta ou diminui, respectivamente. Este comportamento é próprio de impedância incremental negativa e surge como a razão da interação e instabilidade de conversores em cascata. Devido a isto, a seção seguinte é destinada especificamente à análise deste tipo de carga, mostrando suas características e influência em um sistema elétrico.

## 2.2 CARGAS DE POTÊNCIA CONSTANTE

Comumente, os conversores eletrônicos são projetados para operar alimentando cargas de impedância constante, como uma carga puramente resistiva, por exemplo, cuja relação corrente-tensão é linear. Para este caso uma variação positiva de tensão acarreta uma variação também positiva de corrente, sendo assim grandezas diretamente proporcionais. Entretanto, em sistemas de processamento de energia de múltiplos estágios, como os transformadores de estado sólido, formados por diversos conversores em cascata, a carga a ser alimentada pode ser diferente. Neste tipo de aplicação, os conversores, dentre as diversas funções, são destinados à regulação dos níveis de tensão de saída requeridos por cada estágio. O conversor do estágio de carga, destinado à alimentação da carga de saída, possui um circuito de controle realimentado com um controlador minuciosamente projetado e sintonizado dentro de uma banda passante específica para garantir a tensão de saída controlada frente a variações na tensão de entrada. Na ocorrência de um aumento na tensão de entrada, o circuito de controle atua buscando ajustar a razão cíclica de comando dos interruptores do conversor com o propósito de manter a tensão de saída regulada de acordo com uma dada referência. A

corrente de entrada do conversor varia de maneira inversa à oscilação da tensão de entrada, ou seja, diminui. Para o caso de uma variação negativa de tensão de entrada, a corrente de entrada tende a aumentar. Isso ocorre porque a potência de entrada é mantida constante, assim como a potência de saída, uma vez que não ocorreu variação de carga. Este comportamento é característico de uma impedância negativa. Dessa forma, os terminais de entrada do conversor realimentado comportam-se como uma impedância negativa para a extensão de frequência que compreende a banda passante do controlador, pois o circuito de controle realimentado atua reduzindo ou aumentando a corrente de entrada de acordo com a variação da tensão. Assim, o conversor do estágio alimentador opera alimentando uma CPL com característica de impedância negativa. A Figura 7 ilustra a condição descrita, destacando os formatos da tensão e corrente de entrada do estágio de carga.

Figura 7 – (a) Estágios em cascata, (b) Comportamento da tensão e corrente de entrada do estágio de carga.

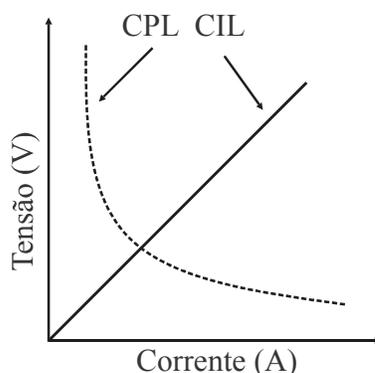


Fonte: Elaborada pelo autor.

Em cargas de potência constante, apesar da impedância de entrada instantânea, relação corrente-tensão de entrada, ser positiva ( $V_{in}(t)/I_{in}(t) > 0$ ), a impedância de entrada incremental é sempre negativa ( $\Delta V_{in}(t)/\Delta I_{in}(t) < 0$ ). A Figura 8 descreve o comportamento da relação corrente-tensão de cargas de potência constante e cargas de impedância constante. A não linearidade no caso das cargas de potência constante é evidente e surge como o principal

ponto de discrepância entre CPL e CIL. O comportamento não linear é próprio de cargas com característica de impedância incremental negativa. A CPL e sua característica de impedância incremental negativa tende a reduzir o amortecimento do sistema e a causar uma resposta oscilatória inaceitável, o que pode desestabilizar o sistema e afetar sua performance e desempenho. Por conseguir explicar problemas de instabilidade em sistemas que apresentam conversores cascateados, o conversor como CPL, ou seja, atuando como carga de outro que o enxerga como uma impedância negativa, recebeu bastante destaque e vem sendo muito estudado nos últimos anos (EMADI et al., 2006; EMADI; EHSANI, 2000, 2001; GRIGORE et al., 1998; RAHIMI; EMADI, 2009a; RIVETTA; WILLIAMSON, 2003, 2004; RIVETTA; WILLIAMSON; EMADI, 2005; TAHIM et al., 2011).

Figura 8 - Comportamento corrente-tensão para carga de potência constante e carga de impedância constante.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A equação (1) define o modelo ideal de uma CPL, sendo dado por uma fonte de corrente proporcional ao inverso da tensão e diretamente proporcional a potência da carga.

$$i(v) = \frac{P}{v} \quad (1)$$

Por este modelo ser não linear é adequado linearizá-lo em torno de um determinado ponto de operação de tensão,  $V_{CPL}$ , para simplificar a análise. O resultado do processo de linearização é equivalente à equação da reta tangencial ao ponto de operação, dado por:

$$i(v) = \frac{v}{- \frac{V_{CPL}^2}{P}} + 2 \frac{P}{V_{CPL}} \quad (2)$$

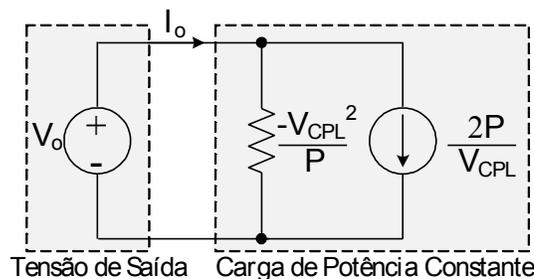
A equação linearizada em torno de um dado ponto de operação mostra que o novo modelo obtido é constituído por uma fonte de corrente constante,  $I_{CPL}$ , em paralelo a uma resistência negativa,  $R_{CPL}$ , definidas, respectivamente, como (RAHIMI; EMADI, 2009a; TAHIM, 2015):

$$I_{CPL} = 2 \frac{P}{V_{CPL}} \quad (3)$$

$$R_{CPL} = -\frac{V_{CPL}^2}{P} \quad (4)$$

A Figura 9 ilustra o circuito simplificado do modelo linear da CPL. A fonte de corrente  $I_{CPL}$  não possui nenhuma componente de pequenos sinais, isto é, apresenta apenas componente contínua, o que define que  $I_{CPL}$  não tem nenhuma influência na estabilidade do sistema. Logo, em uma análise de pequenos sinais, a CPL pode ser modelada apenas por uma resistência negativa, variável determinante para o estudo da estabilidade do sistema.

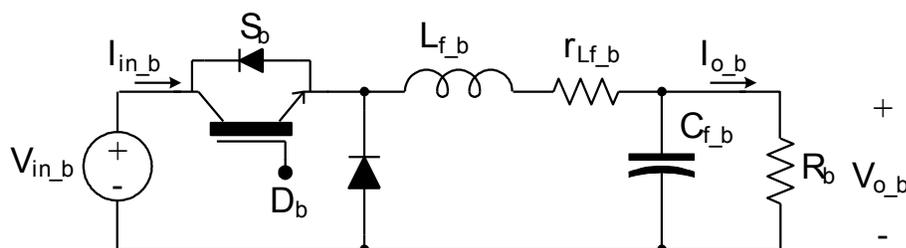
Figura 9 - Modelo linear para uma CPL.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Visando demonstrar os efeitos de instabilidade introduzidos pela CPL, o caso prático do conversor CC-CC abaixador de tensão, denominado na literatura como conversor buck, é analisado. A topologia clássica do conversor buck é apresentada na Figura 10, onde  $r_{L_f_b}$  representa a resistência série equivalente (ESR, do inglês **E**quivalent **S**eries **R**esistance) do indutor de filtro  $L_{f_b}$ . Assume-se que o conversor está operando com modulação por largura de pulso (PWM, do inglês **P**ulse **W**idth **M**odulation), no modo de condução contínua (CCM, do inglês **C**ontinuous **C**onduction **M**ode) e em malha aberta, sendo  $D_b$  a razão cíclica de operação do interruptor. Todas as demais não-idealidades do circuito, como a resistência série equivalente do capacitor de filtro e resistência de condução dos semicondutores, são

Figura 10 - Topologia do conversor buck considerando a ESR do indutor de filtro.



Fonte: Elaborada pelo autor.

desprezadas. Usando a técnica do modelo médio por variáveis de estado (MIDDLEBROOK; CUK, 1976), é encontrada a função de transferência em malha aberta que relaciona as tensões de saída e entrada,  $V_o(s)/V_{in}(s)$ .

$$G_b(s) = V_o(s)/V_{in}(s) = \frac{D_b}{L_{f,b}C_{f,b}} \frac{1}{s^2 + s \left( \frac{r_{Lf,b}}{L_{f,b}} + \frac{1}{R_b C_{f,b}} \right) + \left( \frac{r_{Lf,b}}{L_{f,b}C_{f,b}R_b} + \frac{1}{L_{f,b}C_{f,b}} \right)} \quad (5)$$

Onde  $R_b$  representa a carga resistiva de saída do conversor buck. Os polos da função de transferência são obtidos a partir da resolução da equação característica de segunda ordem, sendo dadas por:

$$p_{1,2} = \frac{-\left( \frac{r_{Lf,b}}{L_{f,b}} + \frac{1}{R_b C_{f,b}} \right) \pm \sqrt{\left( \frac{r_{Lf,b}}{L_{f,b}} + \frac{1}{R_b C_{f,b}} \right)^2 - 4 \left( \frac{r_{Lf,b}}{L_{f,b}C_{f,b}R_b} + \frac{1}{L_{f,b}C_{f,b}} \right)}}{2} \quad (6)$$

Para o conversor ser estável a parte real dos polos deve ser negativa, o que implica que devem estar no semi-plano esquerdo do plano  $s$ . Isto origina a seguinte desigualdade:

$$-\left( \frac{r_{Lf,b}}{L_{f,b}} + \frac{1}{R_b C_{f,b}} \right) < 0 \quad (7)$$

Para  $R_b > 0$ , a condição definida em (7) é sempre verdadeira, uma vez que os valores de indutância, resistência série do indutor e capacitância são sempre positivos. Porém, as cargas de potência constante têm a característica de resistência negativa em baixas frequências, o que pode levar ao conversor operar com uma resistência de saída negativa. Para a condição  $R_b < 0$  e  $|R_b| < r_{Lf,b}$  o sistema possui dois polos, sendo que um pode apresentar

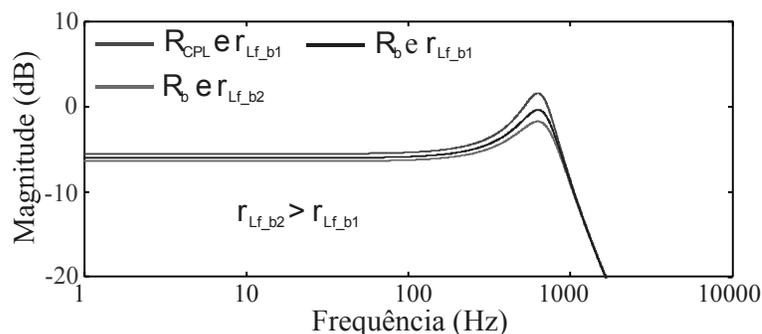
parte real positiva e situar-se no semi-plano direito do plano  $s$ . Consequentemente, o sistema seria instável. No caso mais comum em que  $|R_b| > r_{Lf_b}$ , o sistema será estável quanto a parte real dos polos for negativa (RAHIMI; EMADI, 2009a). Dada esta condição, a seguinte desigualdade deve sempre ser válida:

$$\frac{L_{f_b}}{|R_b|} < r_{Lf_b} C_{f_b} \quad (8)$$

Para uma dada potência de operação  $R_b$  é constante e não há controle sobre o seu valor. Os demais parâmetros  $L_{f_b}$ ,  $r_{Lf_b}$  e  $C_{f_b}$  devem ser ajustados para garantir a condição em (8). É interessante, do ponto de vista de estabilidade, elevados valores de capacitância e resistência série equivalente e baixo valor de indutância. Os valores de indutância e capacitância do filtro LC são calculados para satisfazer determinados requisitos de projeto, como ondulações de corrente e tensão, respectivamente, impossibilitando ajustes grosseiros nos seus valores. Assim,  $r_{Lf_b}$  é o parâmetro mais flexível a possíveis ajustes. De acordo com a desigualdade em (8), é importante aumentar  $r_{Lf_b}$ . Entretanto, seu valor deve permanecer inferior ao  $|R_b|$ . A adição de uma resistência série à  $r_{Lf_b}$  surge como a solução mais viável para tal objetivo.

Do ponto de vista de amortecimento, a carga de potência constante tende a influenciar no amortecimento do sistema (RAHIMI; EMADI, 2009b). A resistência de carga e a resistência associada ao indutor de filtro (assim como a resistência associada ao capacitor de filtro) impactam diretamente no amortecimento do sistema. Quanto menor a resistência  $R_b$ , mais amortecido é o sistema. Aliado a isto, quanto maior a resistência  $r_{Lf_b}$ , mais amortecido é o sistema. O aumento da CPL (diminuição de  $R_b$ ) reduz o amortecimento do conversor. Por outro lado, o aumento da resistência  $r_{Lf_b}$  torna o sistema mais amortecido e atenua o valor de magnitude do pico da resposta em frequência (RAHIMI; EMADI, 2009b). A Figura 11 apresenta a magnitude da resposta em frequência do conversor buck para diferentes condições amortecimento. Destaca-se a condição de baixo amortecimento quando o sistema opera com a CPL,  $R_{CPL}$ , e com um valor fixo de  $r_{Lf_b}$ . Além disso, para os casos em que o sistema alimenta  $R_b$ , o aumento de  $r_{Lf_b}$  reduz o pico de magnitude da resposta em frequência e conduz a uma situação mais amortecida.

Figura 11 – Resposta em frequência do conversor buck para diferentes condições de amortecimento.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A solução física voltada ao aumento da resistência  $r_{L_f_b}$  é um modo efetivo de compensar os efeitos indesejados introduzidos pela CPL, uma vez que impacta diretamente na condição da estabilidade, posição dos polos da equação característica de acordo com a desigualdade em (8), e no amortecimento do sistema. Apesar disso, esta solução passiva é pouco utilizada, pois afeta principalmente o rendimento do conversor por elevar as perdas. Devido a isso, comumente são aplicadas soluções ativas e não dissipativas para o aumento do amortecimento do sistema e atenuação dos efeitos da CPL. Tais soluções são baseadas em alterações nas malhas de controle buscando simular resistência e aumentar  $r_{L_f_b}$  (RAHIMI; EMADI, 2009a).

Métodos clássicos de controle baseados em controladores lineares são comumente aplicados a conversores eletrônicos buscando a sua estabilização em torno de um ponto de operação compensando o polo no semi-plano direito. O modelo dinâmico de pequenos sinais, obtidos a partir de técnicas de linearização em torno de um ponto quiescente de operação, é utilizado para o projeto de controladores e análise de estabilidade de conversores alimentando cargas com características de resistência negativa (GRIGORE et al., 1998). Devido a não linearidade da CPL, estratégias lineares de controle garantem apenas a estabilidade do sistema para pequenas perturbações em torno do ponto de equilíbrio. Na ocorrência de grandes perturbações, ocasionando mudanças significativas do ponto de operação, o circuito de controle normalmente não é apto para garantir a estabilidade do conversor. Isto é, o conversor, que em malha aberta ainda possui um polo situado no semi-plano direito, mesmo operando em malha fechada, pode se tornar instável para um determinado ponto de operação. Dessa forma, há a necessidade de investigar o conversor em malha fechada considerando diferentes pontos de operação.

A análise apresentada expõe as características e efeitos da CPL na resposta de um conversor. Também, demonstrou-se como os parâmetros do circuito de potência podem influenciar na estabilidade do conversor e a importância de se ter soluções de amortecimento passivo ou ativo em sistemas que alimentam cargas com característica de resistência negativa. Finalizada esta introdução teórica é importante destacar os métodos de análise de estabilidade.

### 2.3 ANÁLISE DE ESTABILIDADE DE CONVERSORES EM CASCATA

Ao interconectar conversores munidos de circuitos de controle realimentados, não há qualquer garantia que o sistema será estável e apresentará um desempenho satisfatório, apesar de os subsistemas serem estáveis individualmente. Interações entre os subsistemas podem ocorrer, resultando em uma situação de instabilidade ou de degradação de desempenho. Estas interações ocorrem porque a entrada de um conversor realimentado drena uma potência constante independente da condição da sua tensão de entrada, tendo a dinâmica similar de uma CPL. A CPL apresenta a característica de impedância negativa que gera efeitos desestabilizantes no sistema. Portanto, além de analisar a estabilidade individual de cada subsistema, há a necessidade de estudar a estabilidade total do sistema após o acoplamento.

Inicialmente, a análise de estabilidade de sistemas em cascata foi desenvolvida por Middlebrook e Cuk (1976), originando o critério da impedância de Middlebrook e Cuk. A proposta introdutória era analisar como um filtro de entrada afetava as características dinâmicas de um conversor operando em malha fechada. O objetivo não era apenas garantir a estabilidade do sistema, mas também assegurar que as características dinâmicas do conversor não fossem afetadas pela adição de um filtro de entrada (MIDDLEBROOK; CUK, 1976).

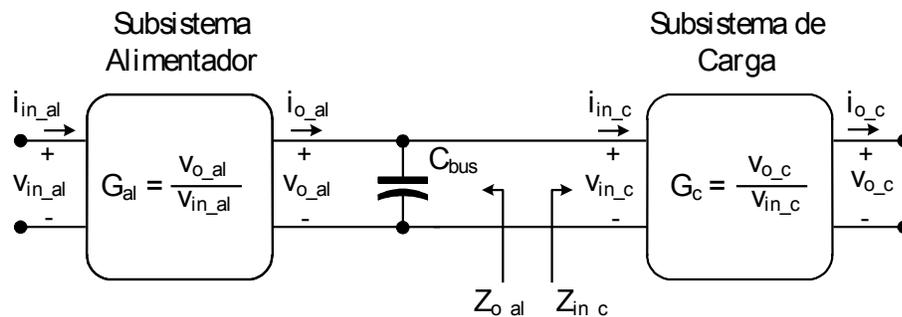
O método de Middlebrook e Cuk (1976) é baseado na divisão do sistema em dois subsistemas: subsistema alimentador e subsistema de carga. Pressupondo que os subsistemas são estáveis individualmente, a estabilidade do sistema total é determinada a partir da impedância de saída do subsistema alimentador e de entrada do subsistema de carga, respectivamente,  $Z_{o\_al}$  e  $Z_{in\_c}$ . O critério da impedância de Middlebrook e Cuk (1976) investiga a extensão da interferência de um subsistema em relação ao outro através da função de transferência de saída-entrada total do sistema  $G_{V_{o\_c}, V_{in\_a}}$ , que depende das funções de transferência de saída-entrada individuais e de  $Z_{o\_al}$  e  $Z_{in\_c}$ , conforme:

$$G_{V_{o_c}, V_{in\_al}} = G_{al} G_c \frac{Z_{in\_c}}{Z_{in\_c} + Z_{o\_al}} = G_{al} G_c \frac{1}{1 + \frac{Z_{o\_al}}{Z_{in\_c}}} \quad (9)$$

onde  $G_{al}$  e  $G_c$  são as funções de transferência de saída-entrada individuais do subsistema alimentador e de carga, respectivamente, como mostrado na Figura 12. Visto que  $G_{al}$  e  $G_c$  são estáveis, a interação e, conseqüentemente, a estabilidade dos subsistemas operando em cascata é definida através da razão das impedâncias,  $Z_{o\_al}/Z_{in\_c}$ . A condição necessária e suficiente para estabelecer a estabilidade do sistema é obtida pela aplicação do critério de Nyquist à razão das impedâncias, isto é, o contorno de Nyquist da razão das impedâncias não deve envolver o ponto crítico  $(-1,0)$  (CHO; CHOI, 1991; LEWIS et al., 1989).

Middlebrook e Cuk (1976) desenvolveram o critério da impedância para subsistemas cascadeados fundamentado na teoria de Nyquist. A condição suficiente para a estabilidade do sistema total é que  $Z_{in\_c}$  seja maior do que  $Z_{o\_al}$  em todo o espectro de frequência. Isso implica que a razão das impedâncias é sempre inferior a um. Com isso, a margem de fase é infinita e o contorno de Nyquist está sempre contido no interior do círculo de raio unitário, portanto o ponto  $(-1,0)$  jamais pode ser envolvido.

Figura 12 - Subsistemas em cascata.



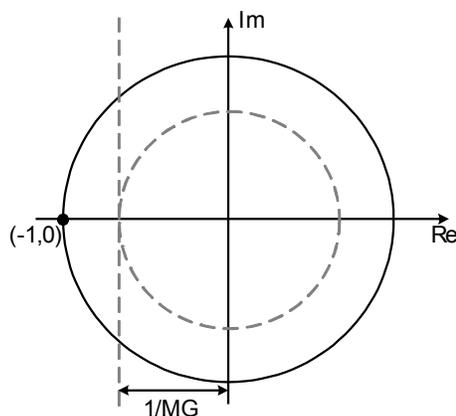
Fonte: Elaborada pelo autor.

O critério de Middlebrook e Cuk (1976) utiliza a margem de ganho (MG) para realizar o projeto dos subsistemas. Conhecendo  $|Z_{in\_c}|$ , é possível projetar o subsistema alimentador a partir da especificação da MG, tal como:

$$\left| \frac{Z_{o\_al}}{Z_{in\_c}} \right| = \frac{1}{MG} \quad (10)$$

O critério de Middlebrook e Cuk (1976) também estabeleceu o conceito de região proibida, sendo esta representada por um círculo de raio determinado pela MG, como ilustrado na Figura 13. O contorno de Nyquist da razão das impedâncias deve obrigatoriamente estar contido no interior deste círculo delimitado pela MG. Como a MG assume valores superiores a unidade, o círculo é preservado sempre no interior do círculo de raio unitário, de modo que a exigência  $|Z_{in_c}| > |Z_{o_al}|$  seja sempre atendida (RICCOBONO; SANTI, 2014). A condição imposta pelo critério de Middlebrook e Cuk (1976) assegura a total separação das impedâncias, não havendo qualquer intersecção de magnitudes, porém os subsistemas em cascata ainda interagem, não estando completamente desacoplados. A interpretação do critério de Middlebrook e Cuk (1976) possibilita determinar se as interações entre os estágios interligados afetarão a estabilidade do sistema.

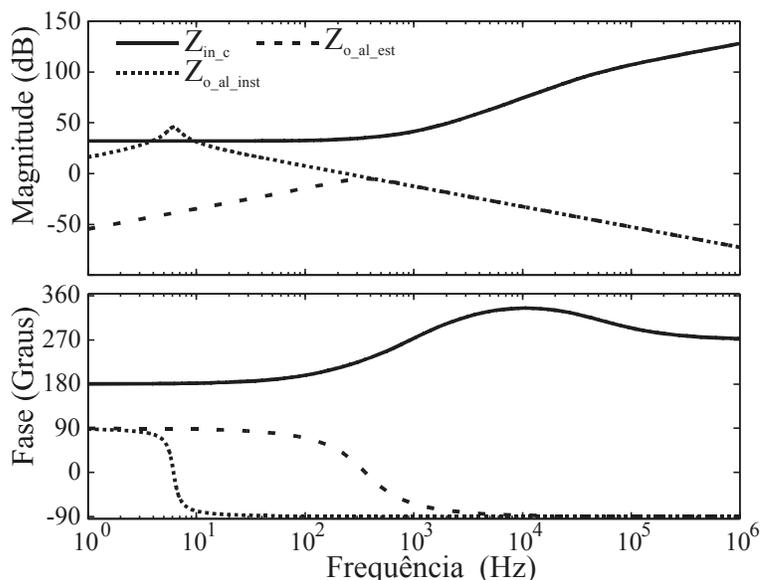
Figura 13 - Limites dos critérios de estabilidade.



Fonte: Adaptado de (RICCOBONO; SANTI, 2014).

Na Figura 14 é apresentada a resposta em frequência da impedância de saída  $Z_{o_al}$  de um conversor tipicamente alimentador (característica passiva de uma impedância LC) e da impedância de entrada  $Z_{in_c}$  de um conversor no estágio de carga. Observa-se que em baixa frequência a impedância de entrada apresenta a característica similar a de uma resistência negativa, onde há magnitude plana e fase de  $180^\circ$ . Como apresentado em Rahimi e Emadi (2009b), na faixa de frequência limitada pela banda passante do circuito de controle, a impedância de entrada de um conversor realimentado é fielmente representada pela resistência negativa quando o sistema realimentado possui ganho suficientemente elevado na faixa de frequência bem abaixo da banda passante. O valor da resistência negativa é obtido a partir dos

Figura 14 – Respostas em frequência das impedâncias de entrada e saída dos subsistemas cascadeados.



Fonte: Elaborada pelo autor.

valores da tensão do barramento  $V_{bus}$  e da potência de entrada demandada  $P$  pelo subsistema de carga, sendo calculada por:

$$R_{Neg} = -\frac{V_{bus}^2}{P} \quad (11)$$

Na Figura 14 é destacada uma condição de instabilidade, segundo o critério de Middlebrook e Cuk (1976), já que há interação entre os subsistemas (intersecção de magnitudes de  $Z_{o\_al}$  e  $Z_{in\_c}$ ). Com base na teoria do critério de Middlebrook e Cuk (1976) é possível projetar dois subsistemas cascadeados busca alcançar uma condição de estabilidade e que não há qualquer interação. Convém destacar que a condição imposta pelo critério de Middlebrook e Cuk (1976) para o projeto de subsistemas em cascata é apenas suficiente para garantir a estabilidade do sistema, porém não é necessária. Isso quer dizer que para o caso onde há intersecção de magnitudes, o sistema ainda pode ser estável.

O principal problema do critério de Middlebrook e Cuk (1976) é que apenas a magnitude das impedâncias é levada em consideração e analisada, apesar de simplificar a sua aplicação. A imposição relacionada à margem de fase infinita, resultando que o contorno de Nyquist da razão das impedâncias não pode exceder o círculo de raio unitário, torna tal

critério bastante conservador. Isso levou a proposição de diversos critérios baseados no mesmo princípio de impedâncias, porém fixando condições menos restritivas.

Wildrick et al. (1995) estabeleceu um novo conceito de região proibida para  $Z_{o\_al}/Z_{in}$ , a partir de uma margem de fase (MF) de  $60^\circ$  e margem de ganho de 6 dB. Este critério, denominada de GMPM (Gain Margin Phase Margin), suaviza o princípio conservador do critério de Middlebrook e Cuk (1976), uma vez que é permitido que o contorno de Nyquist extrapole o círculo de raio unitário, desde que às exigências de MF e MG sejam atendidas (WILDRICK et al., 1995).

Feng et al. (1999) buscou expandir a análise de estabilidade para sistema mais complexos, onde se tem múltiplas cargas, propondo o critério do argumento oposto (FENG et al., 1999). Este possibilita a análise de sistemas com múltiplas cargas, sendo a impedância de entrada total a combinação em paralelo de todas as impedâncias de entrada individuais. O conceito de região proibida passou a ser estabelecido de acordo com a MG de interesse e a razão das potências de cada carga,  $P_{in\_cN}$ , e do sistema total,  $P_o$ , definida como:

$$\operatorname{Re}\left(\frac{Z_{o\_al}}{Z_{in\_cN}}\right) \leq -\frac{1}{MG} \cdot \frac{P_{in\_cN}}{P_o} \quad (12)$$

Desde então, alguns outros critérios foram proposto na literatura, buscando sempre condições não tão restritivas e conservadoras e baseado no princípio das impedâncias (LIU et al., 2003; SUDHOFF et al., 2000). Um aspecto comum a todos estes critérios é o fato de as condições de região proibida e relação entre impedâncias serem apenas suficientes, e não necessárias, para a estabilidade. Isso quer dizer que mesmo violadas, o sistema ainda pode ser estável. Dessa forma, para estimar a estabilidade relativa ou definir até que ponto o sistema completo é estável é necessário sempre analisar a representação gráfica do contorno de Nyquist da razão das impedâncias.

## 2.4 SOLUÇÕES DE MELHORIA DE ESTABILIDADE E DESEMPENHO

As soluções para estabilização de sistemas com conversores em cascata são de dois tipos: passivas e ativas. As soluções passivas baseiam-se na adição de componentes passivos (resistores, indutores e capacitores) para modificar o comportamento e a relação das impedâncias do subsistema alimentador e de carga (CESPEDES; XING; SUN, 2011). Resistores e circuitos RC e RL são capazes de aumentar o amortecimento do sistema e reduzir

o pico de impedância de saída do conversor alimentador, garantindo que  $|Z_{o\_al}|$  seja menor que  $|Z_{in\_c}|$  para todo o espectro de frequência (JUSOH, 2004).

A adição de componentes passivos leva ao aumento natural das perdas, fato que interfere no rendimento do sistema. Além disso, pode prejudicar o desempenho do circuito de controle, já que os componentes adicionais causarão modificações na estrutura topológica da arquitetura e o modelo matemático inicialmente utilizado pode se tornar inválido.

As soluções ativas consistem em modificações na estratégia de controle do subsistema alimentador (RAHIMI; EMADI, 2009a; WANG; VILATHGAMUWA; CHOI, 2005) e do subsistema de carga (LIU; FORSYTH; CROSS, 2007; LIU; FOURNIER; FORSYTH, 2008), visando alterar as impedâncias de entrada e saída dos subsistemas para evitar intersecção de magnitudes. Outra opção ativa é a adição de um **buffer** de potência entre os subsistemas. Um **buffer** de potência é um dispositivo capaz de atenuar os eventos desestabilizantes através da modificação da impedância da carga apresentada ao subsistema alimentador durante transitórios, enquanto que a energia local armazenada é utilizada para suprir a potência demanda pela carga (WEAVER; KREIN, 2009).

## 2.5 DESCRIÇÃO DO SISTEMA EM ESTUDO

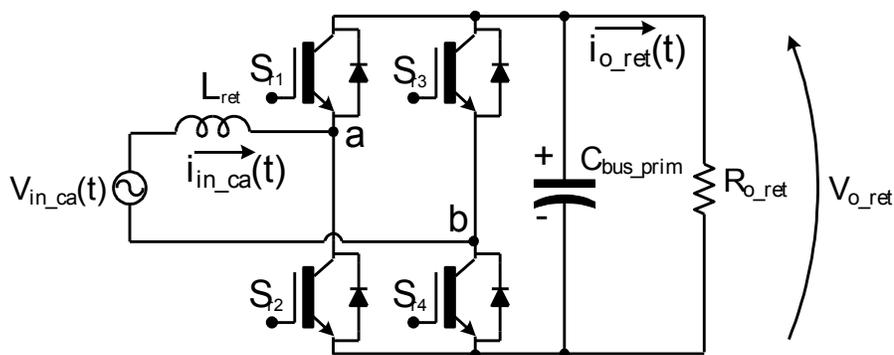
O sistema sob estudo foi apresentado no Capítulo 1, sendo destacado na Figura 6. As topologias adotadas a cada estágio de conversão de energia são detalhadas a seguir, assim como os objetivos de controle. Com isso, os sistemas de controle e as funções de transferência mais importantes também são abordadas.

### 2.5.1 Estágio CA-CC de Entrada

O estágio CA-CC ou retificador de entrada do sistema em estudo é destinado à conversão da tensão alternada de entrada,  $V_{in\_ca}(t)$ , em tensão contínua  $V_{o\_ret}$ . O circuito elétrico deste estágio é composto pelo conversor **full-bridge** com um indutor de entrada,  $L_{ret}$ , e um capacitor de saída,  $C_{bus\_prim}$ , conforme a Figura 15. A resistência de saída  $R_{o\_ret}$  é adicionada para indicar a transferência de potência ao estágio CC-CC. O indutor  $L_{ret}$  é utilizado para reduzir a ondulação da corrente de entrada gerada pela operação de chaveamento dos interruptores. O capacitor  $C_{bus\_prim}$  é aplicado para atenuar a ondulação de tensão em baixa frequência na saída do retificador, gerada pela componente pulsada da potência de entrada e por distúrbios de carga. Para geração dos pulsos de comando dos

interruptores é empregada a modulação PWM senoidal **phase-shift** ou unipolar (MENEZES, 2007). Neste tipo de modulação, os pulsos de comando são obtidos a partir da comparação do sinal modulante (ação de controle  $d_{ret}(t)$ ) com duas portadoras triangulares defasadas em  $180^\circ$ , com amplitudes entre 0 e 1 e período  $T_{s\_ret}$ . Esta estratégia de modulação gera uma tensão de três níveis  $V_{ab}(t)$  entre os terminais de entrada do conversor.

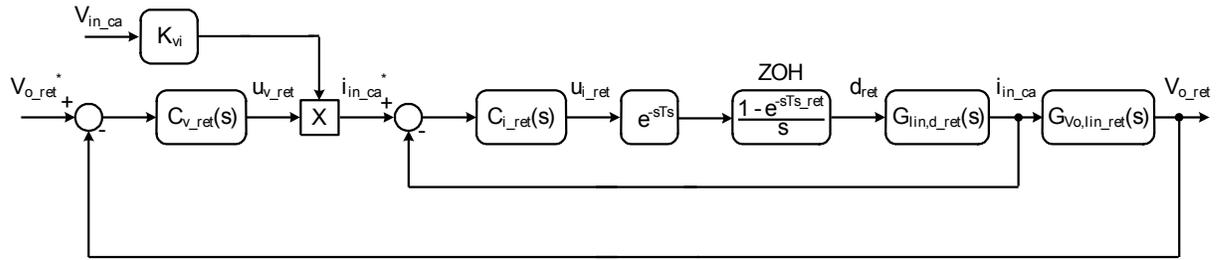
Figura 15 – Circuito elétrico do retificador full-bridge.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A estratégia de controle adotada para este estágio apresenta duas malhas de controle realimentadas: uma malha interna rápida para controle da corrente de entrada e uma malha externa lenta para regulação de tensão de saída. O controlador de corrente  $C_{i\_ret}(s)$  da malha de controle interna atua na razão cíclica dos interruptores e no controle da corrente de entrada  $i_{in\_ca}(t)$ , forçando-a a rastrear uma dada referência senoidal  $i_{in\_ca}^*(t)$ . Já o controlador de tensão  $C_{v\_ret}(s)$ , que possui uma dinâmica consideravelmente mais lenta se comparada a de  $C_{i\_ret}(s)$ , atua na amplitude da referência de corrente e na regulação da tensão de saída  $V_{o\_ret}$ , baseado na referência constante  $V_{o\_ret}^*$ . Na Figura 16 é apresentado o diagrama de blocos da estratégia de controle do estágio CA-CC, onde  $G_{i_{in,d\_ret}}(s)$  e  $G_{V_{o},i_{in\_ret}}(s)$  são as funções de transferência relativas ao controle da corrente de entrada e regulação da tensão contínua de saída. Devido à implementação digital com microprocessador, há o atraso de um período de amostragem na atualização da ação de controle. A dinâmica deste atraso, denominado de atraso de transporte, é modelada através do termo  $e^{-sT_{a\_ret}}$ , sendo  $T_{a\_ret}$  o período de amostragem. Por sua vez, o modulador PWM é representado pelo retentor de ordem zero (ZOH, do inglês **Z**ero-**O**rd**e**r-**H**old), pois representa uma boa aproximação para a faixa de frequência bem abaixo da frequência de chaveamento (BUSO, S.; MATTAVELLI, 2006).

Figura 16 – Diagrama de blocos da estratégia de controle do estágio CA-CC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A referência de corrente é resultado da multiplicação da ação de controle da malha de tensão e de uma amostra da tensão alternada de entrada, que define o formato senoidal de  $i_{in\_ca}^*(t)$ . Esta estratégia é utilizada para garantir que  $i_{in\_ca}(t)$  esteja em fase com a tensão de entrada  $V_{in\_ca}(t)$  e que o fator de potência seja unitário.  $K_{vi}$  é definido como um ganho dado pelo inverso da tensão de pico de entrada, de modo que este termo da multiplicação tenha influência apenas no formato da referência de corrente.

As funções de transferência mais importantes para análise do retificador full-bridge são apresentadas a seguir. Detalhes sobre a modelagem e o projeto dos elementos do circuito de potência do conversor são apresentados no Apêndice A.

$$G_{V_{o,d\_ret}}(s) = \frac{V_{o\_ret}}{(1-D_{ret})} \frac{(L_{ret}s - R_{o\_ret}(1-D_{ret})^2)}{s^2(C_{bus\_prim}L_{ret}R_{o\_ret}) + sL_{ret} + (1-D_{ret})^2R_{o\_ret}} \quad (13)$$

$$G_{I_{L,d\_ret}}(s) = \frac{V_{o\_ret} \left( s + \frac{2}{C_{bus\_prim}R_{o\_ret}} \right)}{s^2(C_{bus\_prim}L_{ret}R_{o\_ret}) + sL_{ret} + (1-D_{ret})^2R_{o\_ret}} \quad (14)$$

$$G_{V_{o,lin\_ret}}(s) = \frac{V_{in\_ca\_rms}}{V_{o\_ret}} \frac{R_{o\_ret}}{C_{bus\_prim}R_{o\_ret}s + 1} \quad (15)$$

$$G_{V_{o,lo\_ret}}(s) = \frac{R_{o\_ret}L_{ret}s}{s^2(C_{bus\_prim}L_{ret}R_{o\_ret}) + sL_{ret} + (1-D_{ret})^2R_{o\_ret}} \quad (16)$$

$$G_{I_{L,lo\_ret}}(s) = - \frac{(1-D_{ret})R_{o\_ret}}{s^2(C_{bus\_prim}L_{ret}R_{o\_ret}) + sL_{ret} + (1-D_{ret})^2R_{o\_ret}} \quad (17)$$

As especificações de projeto do retificador full-bridge e os valores projetados do indutor de filtro de entrada e do capacitor de filtro da saída são apresentadas na Tabela 1.

Tabela 1 – Especificações de projeto do estágio CA-CC.

Especificação	Valor
Tensão eficaz de entrada	$V_{in\_rms} = 220 V_{rms}$
Índice de modulação	$M_r = 0,7778$
Tensão CC nominal de saída	$V_{o\_ret} = 400 V$
Potência ativa nominal de saída	$P_{o\_ret} = 500 W$
Frequência da rede	$f_r = 60 Hz$
Frequência de chaveamento	$f_{c\_ret} = 20 kHz$
Ondulação de corrente na entrada	$\Delta I_{Lret} = 0,3 \cdot i_{in\_pico}$
Rendimento teórico	$\eta_{ret} = 100\%$
Indutor de entrada	$L_{ret} = 1,882 mH$
Capacitor de saída	$C_{bus\_prim} = 280 \mu F$

Fonte: Elaborada pelo autor.

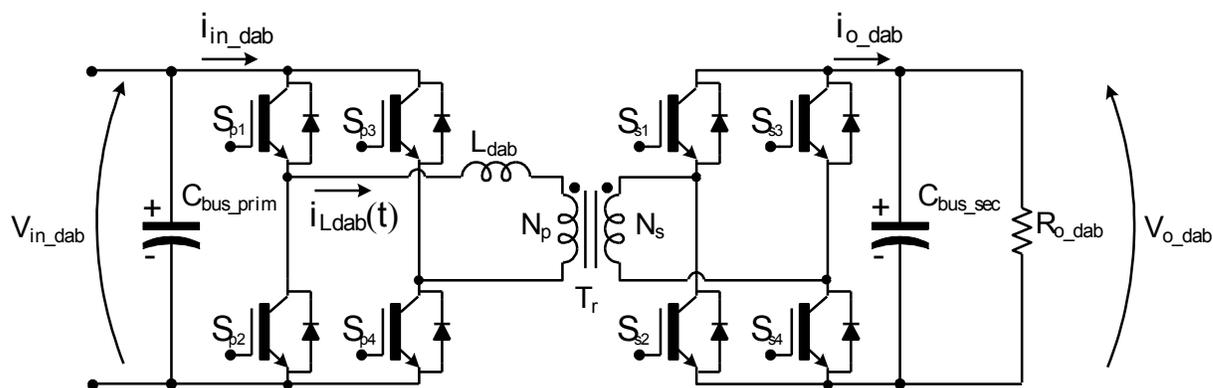
### 2.5.2 Estágio CC-CC Intermediário

O estágio CC-CC é responsável pela adequação dos níveis de tensão entre o barramento capacitivo primário,  $C_{bus\_prim}$ , e secundário,  $C_{bus\_sec}$ , por meio do transformador de alta frequência, que também garante isolamento galvânica ao sistema. O circuito elétrico do conversor CC-CC DAB adotado neste estágio é apresentado na Figura 17. A capacitância  $C_{bus\_sec}$  é usada, assim como  $C_{bus\_prim}$ , para atenuação da ondulação de tensão em baixa frequência. A indutância  $L_{dab}$  é o meio de transferência de potência entre as portas primária (conversor full-bridge de entrada) e secundária (conversor full-bridge de saída). Essa indutância é formada pelas indutâncias de dispersão do transformador e, caso necessário, por mais uma indutância auxiliar conectada em série ao lado primário ou secundário do transformador (WALBERMARK, 2011).

A estratégia de modulação **phase-shift** ou dois níveis é aplicada ao DAB (ZHAO et al., 2014). Esta modulação estabelece a razão cíclica dos interruptores das portas primária e secundária em 50% e gera uma tensão alternada com forma de onda quadrada de razão cíclica igual a 50% nos lados primário e secundário do transformador. O controle do fluxo de

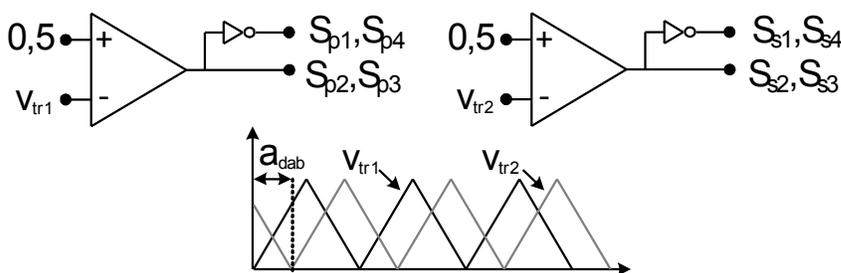
potência é realizado através do ângulo de defasagem  $\alpha_{dab}$  entre as tensões dos terminais do transformador. Os pulsos de comando são gerados por meio da operação de comparação do sinal modulante (fixo e igual a 0,5 para garantir a razão cíclica igual a 50%) com duas portadoras triangulares com amplitudes entre 0 e 1 e período  $T_{s\_dab}$ . O esquema de comparação é ilustrado na Figura 18. A primeira triangular  $v_{tr1}$  é inicializada na origem e a segunda  $v_{tr2}$  defasada em relação a primeira por um período associado ao ângulo  $\alpha_{dab}$ .

Figura 17 - Circuito elétrico do conversor DAB.



Fonte: Elaborada pelo autor.

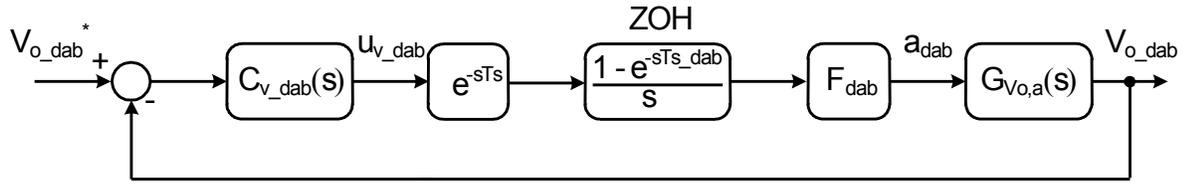
Figura 18 – Esquemático de comparação para a geração dos pulsos de comandos com base na modulação phase-shift.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O sistema de controle deste estágio é responsável apenas pela regulação da tensão do barramento capacitivo secundário, que é equivalente a tensão de saída do DAB,  $V_{o\_dab}$ . Assim, possui apenas uma única malha de tensão realimentada, como ilustrado na Figura 19. O controlador de tensão  $C_{v\_dab}(s)$  força a tensão  $V_{o\_dab}$  a rastrear a referência contínua  $V_{o\_dab}^*$ , mantendo-a regulada. O termo  $F_{dab}$  refere-se ao ganho do circuito gerador do ângulo de defasagem e  $G_{V_{o,\alpha}}(s)$  é a função de transferência que relaciona  $V_{o\_dab}$  e  $\alpha_{dab}$ .

Figura 19 – Diagrama de blocos do sistema de controle do estágio CC-CC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As equações (18) a (22) mostram algumas funções de transferência do conversor DAB. A metodologia utilizada para obtenção das funções de transferência é discutida no Apêndice A, assim como o projeto dos componentes do circuito de potência.

$$G_{lin,Vo}(s) = \frac{\alpha_{dab}}{2\pi f_{s,dab} L_{dab} n_{Tr} \pi} (\pi - \alpha_{dab}) \quad (18)$$

$$G_{Io,Vin}(s) = \frac{\alpha_{dab}}{2\pi f_{s,dab} L_{dab} n_{Tr} \pi} (\pi - \alpha_{dab}) \quad (19)$$

$$G_{Io,\alpha}(s) = \frac{V_{in,dab}}{2\pi f_{s,dab} L_{dab} n_{Tr} \pi} (\pi - 2\alpha_{dab}) \quad (20)$$

$$G_{lin,\alpha}(s) = \frac{V_{o,dab}}{2\pi f_{s,dab} L_{dab} n_{Tr} \pi} (\pi - 2\alpha_{dab}) \quad (21)$$

$$G_{Vo,\alpha}(s) = \frac{V_{in,dab} (\pi - 2\alpha_{dab})}{2\pi f_{s,dab} L_{dab} n_{Tr} \pi} \frac{R_{o,dab}}{R_{o,dab} C_{bus,sec} s + 1} \quad (22)$$

As especificações de projeto do DAB e os valores projetados da indutância de transferência de potência e dos capacitores de filtro da entrada e da saída são apresentadas na Tabela 2.

Tabela 2 – Especificações de projeto do estágio CC-CC.

Especificação	Valor
Tensão CC nominal de entrada	$V_{in,dab} = 400 \text{ V}$
Tensão CC nominal de saída	$V_{o,dab} = 400 \text{ V}$

Potência ativa nominal	$P_{o\_dab} = 500 \text{ W}$
Ganho de tensão	$M_{dab} = 1$
Relação de transformação do transformador	$n_{Tr} = 1$
Frequência de chaveamento	$f_{c\_dab} = 20 \text{ kHz}$
Rendimento teórico	$\eta_{dab} = 100\%$
Ângulo de defasagem nominal	$\alpha_{dab} = 20^\circ$
Indutor de transferência de potência	$L_{dab} = 711,1 \mu\text{H}$
Capacitor de saída	$C_{bus\_sec} = 280 \mu\text{F}$

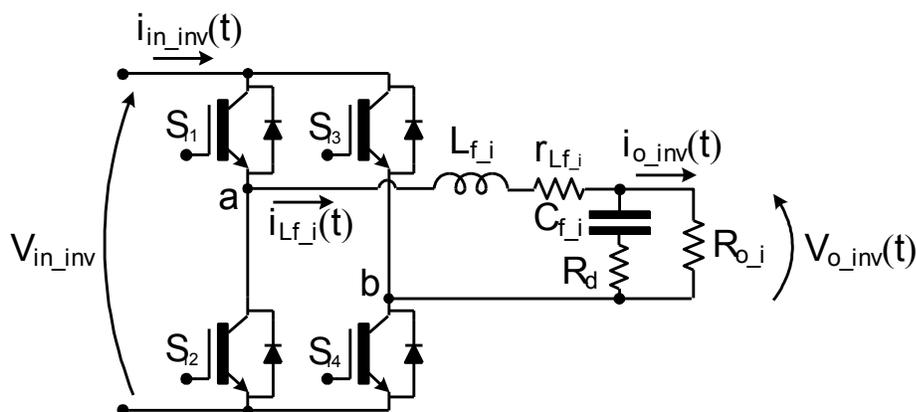
Fonte: Elaborada pelo autor.

### 2.5.3 Estágio CC-CA de Saída

O estágio CC-CA ou inversor de saída converte a tensão contínua do barramento secundário em tensão alternada. A topologia full-bridge associada a um filtro LC com amortecimento passivo compõe o circuito elétrico do estágio inversor, conforme a Figura 20. O amortecimento passivo do filtro LC, indicado por  $L_{f\_i}$  e  $C_{f\_i}$ , é realizado utilizando a resistência  $R_d$  em série à capacitância. A utilização de  $R_d$  é necessária para amortecer o pico de magnitude na frequência de ressonância do filtro e evitar uma condição de instabilidade na operação do conversor em malha fechada e em baixa carga (condição crítica devido ao baixo amortecimento do sistema) (ERICKSON, 1999).

Assim como no estágio retificador de entrada, a modulação PWM senoidal phase-shift é empregada para geração dos pulsos de comando dos interruptores. O sistema de controle

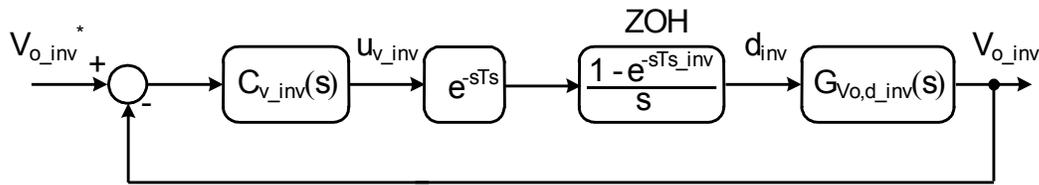
Figura 20 – Circuito elétrico do inversor full-bridge.



Fonte: Elaborada pelo autor.

utilizado é destinado apenas ao controle da tensão alternada de saída,  $V_{o\_inv}(t)$ . O esquemático em diagrama de blocos é mostrado na Figura 21, onde há uma malha única de tensão realimentada. O controlador de tensão  $C_{v\_inv}(s)$  garante que  $V_{o\_inv}(t)$  rastreie a referência senoidal  $V_{o\_inv}^*(t)$ .  $G_{Vo,d\_inv}(s)$  é a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica.

Figura 21 – Diagrama de blocos do circuito de controle aplicado ao estágio CC-CA.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As equações (23) a (27) mostram as funções de transferência do inversor full-bridge. No Apêndice A é apresentada a metodologia aplicada para obtenção das funções de transferência e o projeto dos componentes do circuito de potência.

$$G_{Vo,d\_inv}(s) = \frac{2V_{in\_inv}(C_{f\_i}R_d s + 1)}{Den_{inv}(s)} \quad (23)$$

$$G_{in,d\_inv}(s) = \frac{2V_{in\_inv}(2d_{inv} - 1)}{R_{o\_i} - r_{Lf\_i}} + \frac{2V_{in\_inv}(2d_{inv} - 1)(C_{f\_i}R_d s + C_{f\_i}R_{o\_i} s + 1)}{R_{o\_i} Den_{inv}(s)} \quad (24)$$

$$G_{Vo,Vin\_inv}(s) = \frac{(2d_{inv} + 1)(C_{f\_i}R_d s + 1)}{Den_{inv}(s)} \quad (25)$$

$$G_{in,Vin\_inv}(s) = \frac{(2d_{inv} - 1)^2 (C_{f\_i}R_d s + C_{f\_i}R_{o\_i} s + 1)}{R_{o\_i} Den_{inv}(s)} \quad (26)$$

$$Den_{inv}(s) = s^2 \left( L_{f\_i} C_{f\_i} + \frac{C_{f\_i} L_{f\_i} R_d}{R_{o\_i}} \right) + s \left( \frac{L_{f\_i}}{R_{o\_i}} + \frac{C_{f\_i} R_d r_{Lf\_i}}{R_{o\_i}} + C_{f\_i} r_{Lf\_i} + C_{f\_i} R_d \right) + \left( 1 + \frac{r_{Lf\_i}}{R_{o\_i}} \right) \quad (27)$$

As especificações e os parâmetros de projeto do inversor full-bridge e os valores dos componentes do filtro LC projetado são apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 – Especificações de projeto do estágio CC-CA.

Especificação	Valor
Tensão eficaz de saída	$V_{o\_rms} = 220 V_{rms}$
Índice de modulação	$M_i = 0,7778$
Tensão CC nominal de entrada	$V_{in\_inv} = 400 V$
Potência ativa nominal	$P_{o\_inv} = 500 W$
Frequência de chaveamento	$f_{c\_inv} = 20 kHz$
Ondulação de corrente de saída	$\Delta I_{Lfi} = 0,3 \cdot i_{o\_pico}$
Rendimento teórico	$\eta_{inv} = 100\%$
Filtro LC	$L_{f\_j} = 2,593 mH / C_{f\_j} = 1 \mu F$
Resistor de amortecimento do filtro LC	$R_d = 10 \Omega / 22 W$

Fonte: Elaborada pelo autor.

## 2.6 CONCLUSÃO PARCIAIS

Neste capítulo foram expostos os aspectos teóricos mais importantes relacionados à interação de conversores em cascata. As possíveis categorias para a classificação de cargas, CIL, CPL e CCL, foram apresentadas. A CPL e sua dinâmica desestabilizante de impedância incremental negativa, que tende a causar oscilações no sistema e desestabilizá-lo, foram descritas, assim como seu comportamento corrente-tensão não linear. O modelo linear da CPL também foi apresentado, sendo dado por uma resistência negativa para uma análise de pequenos sinais e estabilidade. A partir do modelo obtido, foi retratado como a CPL influencia na operação e estabilidade do conversor buck, mostrando como os parâmetros do circuito de potência podem impactar na estabilidade do conversor e a característica desestabilizante da CPL.

Também foi apresentada a definição de impedância de entrada e saída aplicada à análise de estabilidade de conversores em cascata, utilizada pelos critérios da estabilidade de Nyquist e de Middlebrook. As condições impostas por estes dois critérios para alcançar um sistema estável foram expostas e discutidas. Além disso, alguns outros critérios já propostos na literatura foram brevemente discutidos, assim como as soluções ativas e passivas para a melhoria da estabilidade de sistemas onde há conversores em cascata.

Por fim, o sistema sob análise foi descrito. O circuito elétrico do conversor adotado para cada estágio foi apresentado. As estratégias de modulação e os sistemas de controle aplicados

foram ilustrados e caracterizados. Ao final, as especificações de projeto dos conversores adotados foram apresentadas.

### 3 ANÁLISE DO SISTEMA EM ESTUDO

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta o projeto dos controladores dos sistemas de controle de cada estágio, assim como a definição e análise de impedâncias dos conversores. Primeiramente, são apresentados os projetos dos controladores. Em seguida, as impedâncias de entrada e saída de cada estágio são obtidas e exploradas, mostrando como os parâmetros dos circuitos de potência e controle influenciam nas suas respostas em frequência. A partir disso, os parâmetros críticos para garantir que o sistema irá operar em uma região segura e estável são definidos. Além disso, o embasamento teórico acerca da componente alternada no dobro da frequência da rede elétrica e seus impactos na operação e desempenho do circuito de potência e controle do conversor DAB são apresentados. Por fim, a extensão da interação e a estabilidade relativa dos subsistemas acoplados através dos barramentos capacitivos são estudadas por intermédio da aplicação do critério de impedância de Middlebrook e do critério de estabilidade de Nyquist.

#### 3.2 PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE DO RETIFICADOR FULL-BRIDGE E DO INVERSOR FULL-BRIDGE

Com as funções de transferência que descrevem matematicamente o comportamento do retificador full-bridge e do inversor full-bridge já definidas, são projetados os controladores dos sistemas de controle apresentados baseado no método da aproximação da resposta em frequência. Neste método o semi-plano esquerdo do plano  $s$  é remapeado no interior do círculo de raio unitário do plano  $z$  através da transformada invariante ao degrau, que inclui a dinâmica do ZOH na discretização da função de transferência, tal como (OGATA, 1995):

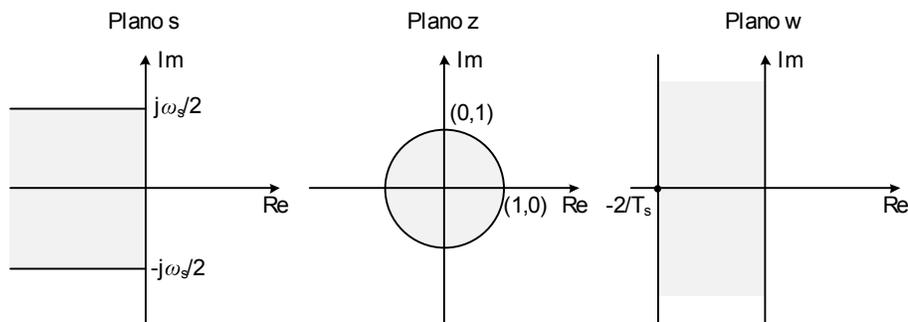
$$G_o(z) = \left( \frac{z-1}{z} \right) Z \left\{ \frac{G_o(s)}{s} \right\} \quad (28)$$

O plano  $z$  é, por sua vez, ainda remapeado aplicando a transformada bilinear ou tustin (OGATA, 1995):

$$z = \frac{1 + (T_s/2)w}{1 - (T_s/2)w} \quad (29)$$

onde  $T_s$  define o período de amostragem e  $w$  a nova variável do plano complexo. Por meio da transformada bilinear, o círculo de raio unitário do plano  $z$  é mapeado no semi-plano esquerdo, limitado em  $-2/T_s$ , do novo plano  $w$ . A Figura 22 ilustra os planos  $s$ ,  $z$  e  $w$  e os remapeamentos nos respectivos planos. A parcela imaginária no plano  $s$  varia de  $0$  a  $\omega_s/2$ , de modo que o teorema de Nyquist seja atendido (BUSO, S.; MATTAVELLI, 2006). Isso leva a variação de  $z$  de  $-1$  a  $+1$  ao longo do círculo de raio unitário e de  $w$  de  $0$  a  $+\infty$  pela extensão do eixo imaginário do plano  $w$ . A origem do plano  $z$  é mapeada no ponto  $w = -2/T_s$  do plano  $w$  (OGATA, 1995).

Figura 22 – Planos  $s$ ,  $z$  e  $w$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

A escala de frequência em  $s$  é finita e varia de  $-\omega_s/2 \leq \omega \leq +\omega_s/2$ . Já em  $w$  o intervalo é infinito, sendo definido de  $-\infty \leq v \leq +\infty$ . Isto significa que a resposta em frequência de um determinado sistema é transformada de um intervalo finito a um outro infinito, podendo haver distorções nas frequências (OGATA, 1995). A relação entre a frequência  $\omega$  do plano  $s$  e a frequência fictícia  $v$  do plano  $w$  é definida por:

$$v = \frac{2}{T_s} \tan\left(\omega \frac{T_s}{2}\right) \quad (30)$$

Para valores de frequência onde o termo  $\omega T_s$  é muito pequeno, isto é, para faixa de frequência elevada, o erro entre  $\omega$  e  $v$  é bem pequeno, sendo válida a aproximação  $\omega = v$ . Portanto, a função de transferência  $G_o(w)$  representa fielmente a função  $G_o(s)$  (OGATA, 1995).

O método da aproximação da resposta em frequência permite a fácil inclusão da dinâmica do atraso de transporte inerente em aplicações de implementação digital com

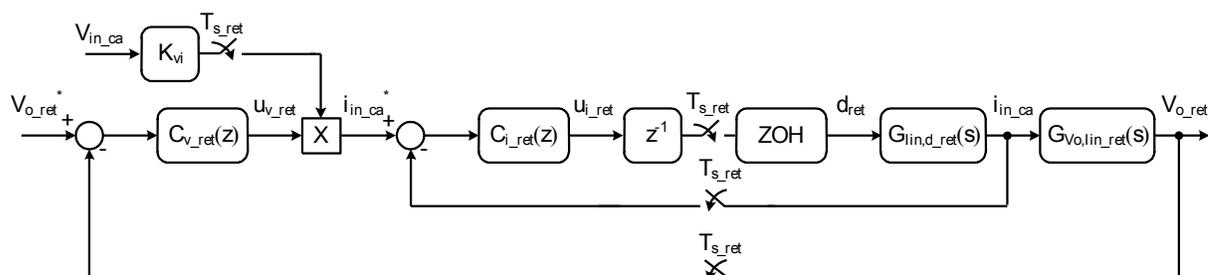
microprocessadores. Dessa forma, os seguintes passos são necessários para o projeto de controladores discretos mediante este método:

- Realizar a discretização da planta considerando a dinâmica do ZOH por meio da aproximação da resposta em frequência;
- Multiplicar a planta discretizada pelo termo  $z^{-1}$  para incluir a dinâmica do atraso de implementação de um período de amostragem na atualização da lei de controle;
- Aplicar a transformada bilinear a planta discretizada com o atraso de implementação, obtendo a função de transferência da planta em  $w$ ;
- Realizar o projeto do controlador utilizando ferramentas do domínio da frequência, como diagrama de Bode, margem de fase e margem de ganho;
- Realizar a discretização do controlador projetado em  $w$  aplicando a transformada bilinear inversa;
- Obter a equação diferencial implementável do controlador.

### 3.2.1 Controladores das malhas de corrente e tensão do retificador full-bridge

Os controladores são implementados digitalmente em um processador digital de sinal (DSP, do inglês **D**igital **S**ignal **P**rocessor). Dessa maneira, os controladores são projetados no domínio  $z$  aplicando o método de aproximação da resposta em frequência descrito acima. Na Figura 23 é ilustrado o diagrama de blocos do sistema de controle digital do retificador full-bridge. Neste diagrama o ZOH representa a dinâmica do modulador PWM, como já citado anteriormente. O atraso de transporte inerente ao microprocessador é modelado por  $z^{-1}$ . Os ganhos referentes ao modulador PWM e aos sensores de amostragem de tensão e corrente são considerados unitários. A função de transferência indicada em (14) é o modelo completo que relaciona  $i_{in\_ca}(s)$  e  $d_{ret}(s)$ . Entretanto, para o projeto do controlador é utilizado o modelo

Figura 23 – Diagrama de blocos do sistema de controle digital do retificador full-bridge.

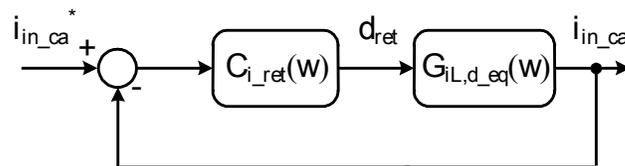


equivalente simplificado dado em (31). No apêndice A é detalhada a obtenção do modelo simplificado e sua validade para o projeto do controlador.

$$G_{iL,d_{eq}}(s) = -\frac{V_{o_{ret}}}{sL_{ret}} \quad (31)$$

Utilizando as especificações Tabela 1, a função de transferência que descreve matematicamente a planta a ser controlada é quantificada. A frequência de amostragem adotada para o projeto do controlador foi de 20 kHz. Este valor possibilita minimizar o atraso de fase introduzido pelo ZOH e pelo atraso de transporte, o que viabiliza alcançar uma banda passante considerável. Além disso, reduz a distorção de frequência causada pela transformada bilinear (BUSO, S.; MATTAVELLI, 2006). Na Figura 24 é apresentado o diagrama de blocos simplificado em  $w$  da malha de controle de corrente. Aplicando os passos descritos na seção anterior, a função de transferência  $G_{iL,d_{ret}}(w)$  é obtida. As especificações adotadas para o projeto do controlador são: frequência de cruzamento por 0 dB de 1000 Hz e margem de fase de  $60^\circ$ .

Figura 24 – Diagrama de blocos simplificado da malha de controle de corrente do retificador full-bridge no domínio  $w$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Como já mencionado, a malha de corrente processa sinal puramente senoidal definido na frequência da rede (60 Hz). Baseando-se no princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1976), o controlador  $C_{i_{ret}}(w)$  deve conter uma parcela ressonante para garantir rastreamento assintótico da referência senoidal, erro nulo em regime permanente e rejeição a distúrbios em torno de 60 Hz. Assim, é adotado o controlador ressonante associado a uma parcela Proporcional (P). A sua função de transferência pode ser dada por (XIAOQIANG; QINGLIN; WEIYANG, 2006):

$$C_{i_{ret}}(w) = K_p + K_{res} \frac{2w}{w^2 + \omega_{res}^2} \quad (32)$$

onde  $K_p$  e  $K_{res}$  são os ganhos da parcela proporcional e ressonante, respectivamente, e  $\omega_{res}$  a frequência ressonante. Este controlador adiciona ao sistema dois polos complexos conjugados sobre o eixo imaginário e dois zeros complexos conjugados. De modo a alcançar as especificações de controle fixadas, o controlador é projetado. Os dois polos complexos conjugados são sintonizados em 60 Hz, visando obter ganho elevado nesta frequência. Já os dois zeros são alocados em 70 Hz com coeficiente de amortecimento igual a 0,7 para alcançar a margem de fase de interesse. A função de transferência do controlador projetado é:

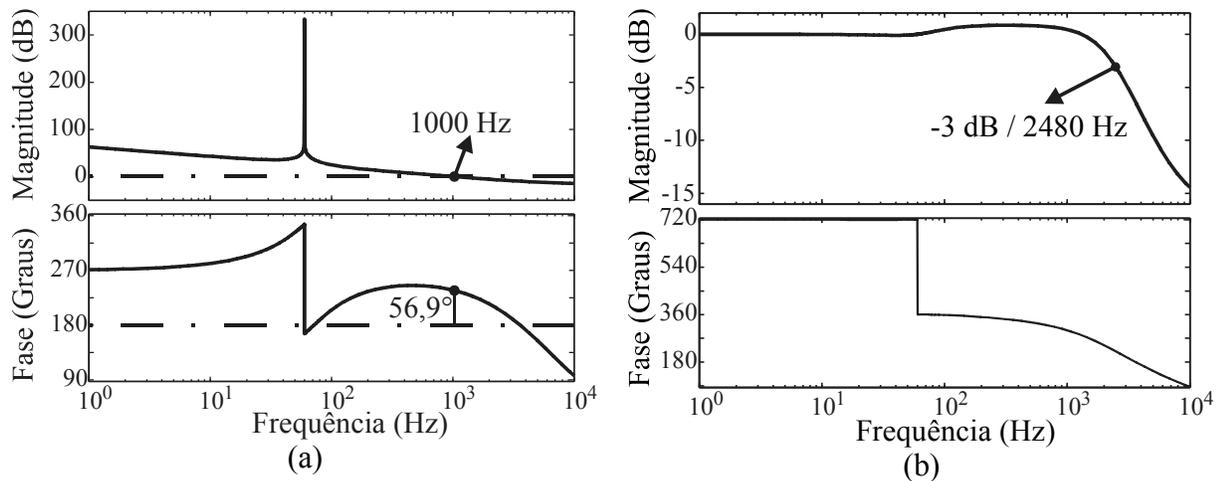
$$C_{i_{ref}}(w) = -0,03 \frac{(w^2 + 616w + 1,93 \cdot 10^5)}{(w^2 + 1,42 \cdot 10^5)} \quad (33)$$

A resposta em frequência da função de transferência de laço aberto compensada referente à malha de corrente do retificador é mostrada na Figura 25 (a), onde se confirma que as especificações impostas foram atendidas. Além disso, o critério de estabilidade relacionado às margens de ganho e de fase é satisfeito, pois a margem de ganho obtida foi de 9,79 dB. Na Figura 25 (b) é apresentada a resposta em frequência da função de transferência em malha fechada no plano  $w$  da malha de corrente com a inclusão do controlador. A banda passante foi estabelecida em torno de 2480 Hz para a frequência de cruzamento adotada. Isso garante que o sistema tenha uma resposta rápida e uma boa característica de filtragem para ruídos de comutação em alta frequência (OGATA, 1998). Aplicando a transformada bilinear inversa em (33), obtém-se a função de transferência do controlador da malha de corrente no domínio  $z$ :

$$C_{i_{ref}}(z) = -0,030463 \frac{(z^2 - 1,969z + 0,9697)}{(z^2 - 2z + 1)} \quad (34)$$

Com o controlador de corrente projetado, é realizado o projeto do controlador da malha de regulação de tensão. A malha de tensão deve apresentar uma dinâmica lenta, o que significa que os valores de frequência de cruzamento e banda passante devem ser substancialmente reduzidos. Esta dinâmica lenta garante o desacoplamento das malhas e que não haverá distorções na referência de corrente devido às oscilações em baixa frequência presentes na tensão do barramento capacitivo primário (tensão a ser regulada pela malha de tensão). À vista disso, a malha de corrente pode ser substituída pelo ganho da sua função de transferência em malha fechada  $FTMF_i(s)$  em baixas frequências. Como visto na Figura 25 (b), para baixas frequências, o ganho é unitário. Logo, conclui-se que a malha de corrente não insere qualquer ganho ou fase na dinâmica da malha de controle de tensão.

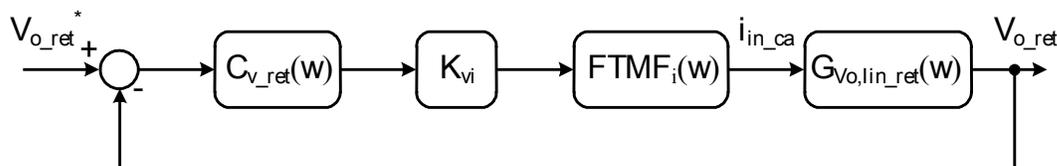
Figura 25 – (a) Resposta em frequência da função de transferência de laço aberto compensada da malha de corrente do retificador full-bridge; (b) Resposta em frequência da função de transferência em malha fechada da malha de corrente do retificador full-bridge.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 26 é apresentado o diagrama de blocos simplificado em  $w$  da malha de controle de tensão do retificador, onde  $K_{vi}$  modela o ganho inserido pelo multiplicador, sendo o seu valor dado por  $1/\sqrt{2}$ . Para o projeto do controlador é utilizada a função de transferência em (15) e as especificações da Tabela 1. A planta  $G_{V_o,lin\_ret}(w)$  foi obtida a partir da metodologia de discretização e conversão ao plano  $w$  já descrita. As especificações de controle adotadas são: frequência de cruzamento por 0 dB de 12 Hz e margem de fase de  $90^\circ$ .

Figura 26 – Diagrama de blocos simplificado da malha de controle de tensão do retificador full-bridge no domínio  $w$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Como a tensão de saída do retificador é contínua, o controlador  $C_{v\_ret}(w)$  deve conter uma parcela integral para eliminar o erro em regime permanente e rejeitar distúrbios do tipo degrau, de acordo com o princípio do modelo interno. Diante disso, o controlador projetado

em  $w$  é dado em (35), sendo  $K_p$  e  $K_i$  os ganhos da parcela proporcional e integral, respectivamente.

$$C_{v_{ret}}(w) = K_p + \frac{K_i}{w} = 0,0545 \frac{(w+13,7)}{w} \quad (35)$$

A resposta em frequência da função de transferência de laço aberto compensada referente à malha de tensão do retificador full-bridge é apresentada na Figura 27 (a). Verifica-se que as especificações de projeto foram atendidas. A margem de fase de  $90^\circ$  é obtida alocando o zero do controlador na frequência do polo da planta. Através da transformada bilinear inversa, a função de transferência do controlador no domínio  $z$  é determinada:

$$C_{v_{ret}}(z) = 0,05452 \frac{(z-0,9992)}{(z-1)} \quad (36)$$

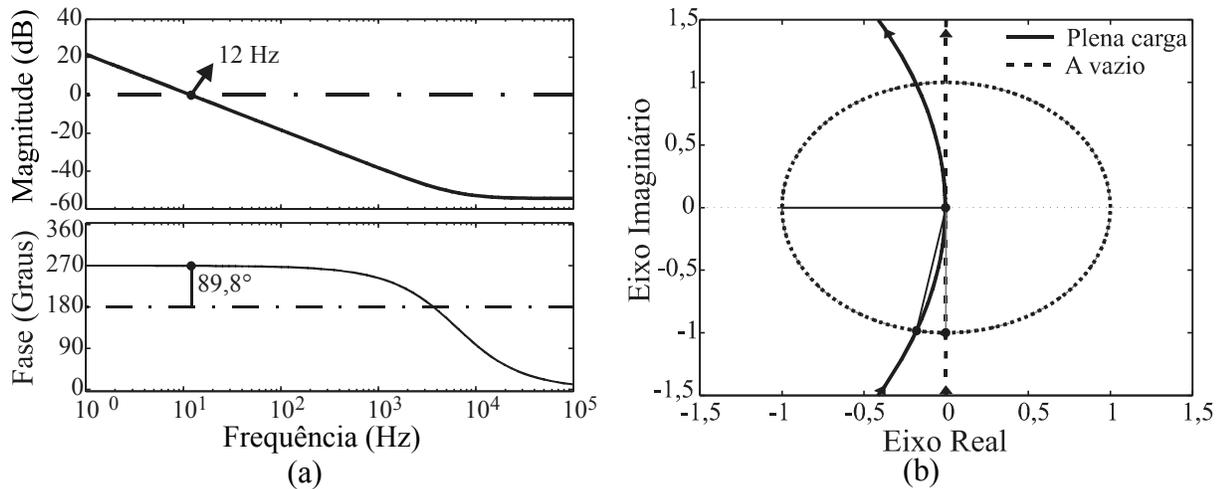
A variação da resistência de carga tende a influenciar na estabilidade da malha de controle de tensão por impactar na resposta em frequência da função de transferência de malha aberta. Dessa forma, para estudar a estabilidade da malha projetada, consideram-se as condições de plena carga e a vazio, de modo a explorar e garantir a estabilidade do sistema de controle para toda a faixa de carga. Na Figura 27 (b) é ilustrado o diagrama de Nyquist da malha aberta no plano  $w$  para os valores de resistência de carga associados à condição de potência nominal e a vazio. Para as duas condições o sistema de controle é estável, uma vez que o ponto  $(-1,0)$  não é envolvido pela curva de Nyquist.

### 3.2.2 Resultados de simulação do retificador full-bridge

O desempenho e operação do sistema de controle digital adotado e projetado para o retificador full-bridge foram testados através de simulação computacional no software PSIM<sup>®</sup>. As especificações da Tabela 1 foram novamente aplicadas.

Em um primeiro momento, foi feita a simulação somente da malha de corrente. Para isso, o capacitor do barramento de saída e a resistência de carga na saída foram substituídos por uma fonte de tensão contínua de 400 V. O comportamento transitório da corrente de entrada na ocorrência de um degrau negativo na referência configurado de  $100\% \rightarrow 50\%$  é apresentado na Figura 28. As formas de onda mostram que corrente de entrada é senoidal e rastreia perfeitamente a referência imposta.

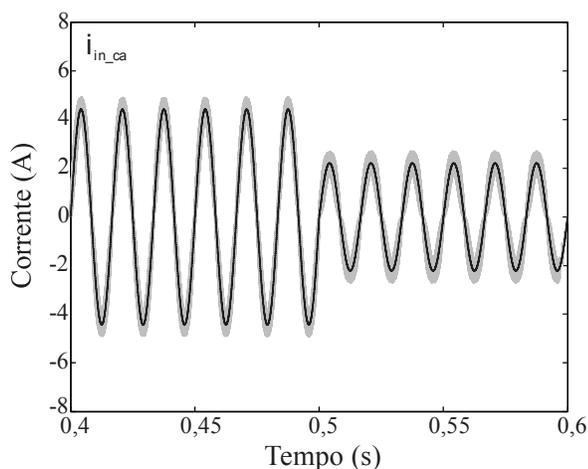
Figura 27 – (a) Resposta em frequência da função de transferência de laço aberto compensada da malha de tensão do retificador full-bridge; (b) Diagrama de Nyquist para as condições de plena carga e vazio.



Fonte: Elaborada pelo autor.

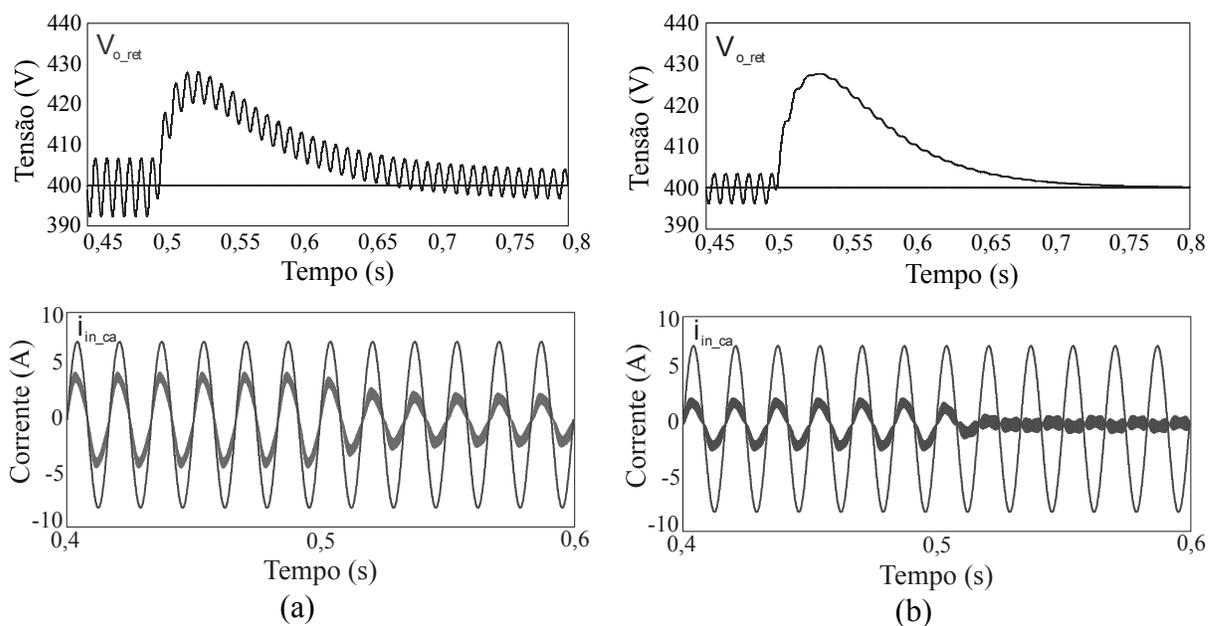
Com a malha de corrente em operação, a malha de tensão foi adicionada, assim como o capacitor do barramento de saída  $C_{bus\_prim}$  e a resistência de carga  $R_{o\_ret}$ . Os resultados de simulação da resposta dinâmica do retificador operando em malha fechada para degraus de carga de 100%  $\rightarrow$  50% e 50%  $\rightarrow$  0% são ilustrados na Figura 29. O comportamento transitório da tensão do barramento capacitivo na ocorrência do degrau de carga mostra que a dinâmica da malha de tensão é bastante lenta, sendo o tempo de acomodação da tensão substancialmente maior que o da corrente de entrada. Na forma de onda da tensão de saída é destacada também a referência de tensão contínua, onde a partir desta é verificada a sobreposição de ondulações de tensão em baixa frequência. Devido às retiradas de carga, a tensão varia de forma positiva na ocorrência dos degraus na saída, sofrendo uma elevação. Entretanto, o controlador de tensão atua compensando a variação e garante a regulação da tensão do barramento de acordo com a referência imposta. Analisando a forma de onda de corrente, observa-se o seu nível se ajustando de acordo com a carga conectada a saída do conversor. Na condição de teste a vazio, a corrente de entrada é nula. Além disso, como não há circulação de potência, as ondulações de tensão no barramento são inexistentes. Uma amostra da tensão da rede é sobreposta à forma de onda de corrente apenas para certificar que  $i_{in\_ca}(t)$  e  $V_{in\_ca}(t)$  estão em fase.

Figura 28 – Corrente de entrada e corrente de referência de entrada do retificador full-bridge.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 29 – Tensão de saída e corrente de entrada do retificador full-bridge para o degrau de: (a) 100% → 50%; (b) 50% → 0%.

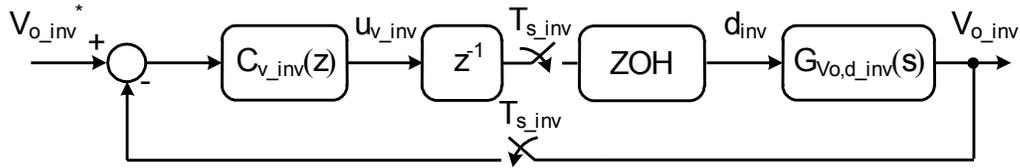


Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.2.3 Controlador da malha de tensão do inversor full-bridge

O projeto do controlador da malha de tensão do inversor full-bridge também é baseado no método de aproximação da resposta em frequência. A Figura 30 ilustra o diagrama de blocos do sistema de controle digital do inversor. A função de transferência definida por (23) e (27) relaciona  $V_{o\_inv}(s)$  e  $d_{inv}(s)$ , sendo assim utilizada para o projeto do controlador da

Figura 30 - Diagrama de blocos do sistema de controle digital do inversor full-bridge

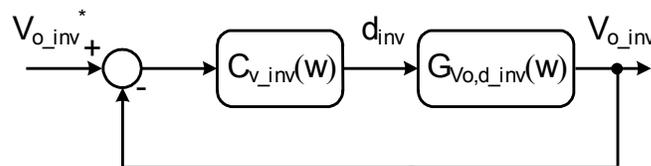


Fonte: Elaborada pelo autor.

malha de tensão. As especificações para quantificar  $G_{V_{o,d\_inv}}(s)$  são dadas na Tabela 3. A frequência de amostragem  $T_{s\_inv}$  adotada foi, mais uma vez, de 20 kHz. Os ganhos referentes ao modulador PWM e sensor de tensão são considerados unitários.

O diagrama de blocos simplificado da malha de controle de tensão do inversor no domínio  $w$  é apresentado na Figura 31. A função de transferência  $G_{V_{o,d\_inv}}(w)$  é determinada a partir das conversões entre os planos  $s$  e  $w$ . As especificações adotadas para o projeto do controlador são: frequência de cruzamento por 0 dB de 200 Hz e margem de fase de  $60^\circ$ .

Figura 31 – Diagrama de blocos simplificado da malha de controle de tensão do inversor full-bridge no domínio  $w$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

A tensão de saída a ser controlada no estágio inversor é senoidal e fixada em 60 Hz. Logo, o controlador  $C_{v\_inv}(w)$  deve conter uma parcela ressonante para o rastreamento assintótico da referência senoidal e alcançar erro nulo em regime permanente. Para o ajuste da frequência de cruzamento e buscando ganho elevado em baixas frequências para ter robustez a variações paramétricas, uma parcela Proporcional-Integral (PI) também é adicionada ao controlador. Assim, a função de transferência que define o controlador  $C_{v\_inv}(w)$  é dada por:

$$C_{v\_inv}(w) = K_p + \frac{K_i}{w} + K_{res} \frac{2w}{w^2 + \omega_{res}^2} \quad (37)$$

onde  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_{res}$  são os ganhos da parcela proporcional, integral e ressonante, respectivamente. As frequências dos polos e zeros complexos conjugados da parcela

ressonante são iguais ao do projeto do  $C_{i\_ref}(w)$ . O zero adicionado pela parcela integral é alocado em 2000 Hz, frequência que garante que a inclinação de -20 dB adicionada pelo polo na origem não seja atenuada em torno da frequência de cruzamento, possibilitando alcançar as especificações de desempenho requeridas. Dessa forma, a função de transferência do controlador projetado foi:

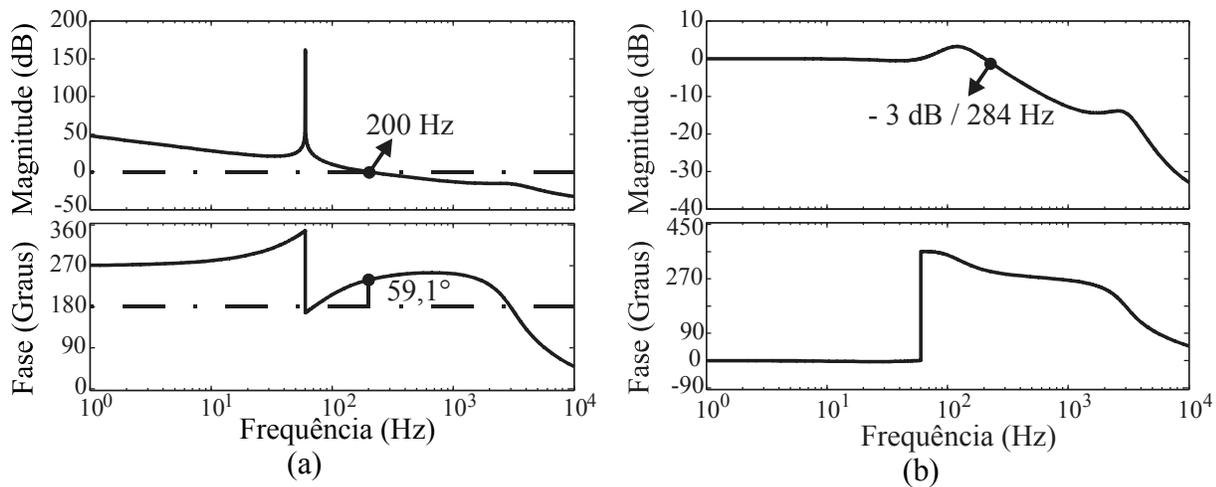
$$C_{v\_inv}(w) = 0,000113 \frac{(w+1,2610^4)}{w} \frac{(w^2 + 616w + 1,93 \cdot 10^5)}{(w^2 + 1,42 \cdot 10^5)} \quad (38)$$

A resposta em frequência da função de transferência de laço aberto compensada da malha de tensão do inversor full-bridge é ilustrada na Figura 32 (a). Verifica-se que os parâmetros de desempenho foram atendidos. Além disso, a margem de ganho ficou em torno de 15,9 dB, indicando que a malha de controle atende aos critérios de estabilidade. Na Figura 32 (b), a resposta em frequência da função de transferência em malha fechada é apresentada. A banda passante ficou em torno de 284 Hz para a frequência de cruzamento de 200 Hz. A função de transferência do controlador no domínio Z é, então, obtida:

$$C_{v\_inv}(z) = 0,000154 \frac{(z-0,535)}{(z-1)} \frac{(z^2 - 1,969z + 0,9697)}{(z^2 - 2z + 1)} \quad (39)$$

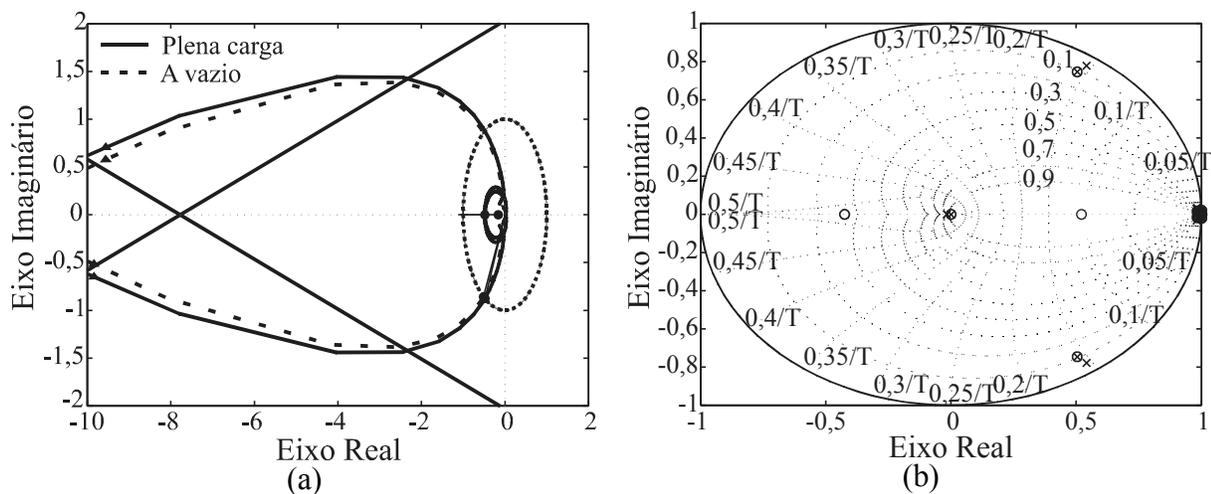
Assim como no caso do retificador, o valor da resistência de carga impacta na estabilidade do sistema de controle. A condição a vazio representa o pior caso de amortecimento da planta, configurando também o pior caso relacionado à estabilidade, pois a planta tende a apresentar um elevado pico de ganho em torno da frequência de ressonância do filtro LC, que pode impactar nas especificações de desempenho projetadas e conduzir o sistema a instabilidade. Dessa forma, a estabilidade do circuito de controle projetado é analisada para as condições de plena carga e a vazio. O contorno de Nyquist da malha aberta de tensão no plano  $w$  para condições de carga nominal e a vazio é ilustrado na Figura 33 (a). Para a condição a vazio, apesar da margem de ganho ser reduzida para 5 dB, o sistema de controle ainda permanece estável. Como esperado, o sistema de controle é estável para a condição de carga nominal. Na Figura 33 (b) é ilustrada a posição dos polos e zeros em malha fechada para a condição a vazio, já considerando o domínio Z. Esta figura é esboçada apenas para ratificar a estabilidade do circuito de controle quando o inversor está operando a vazio. O resultado obtido corrobora com a afirmação de que o sistema é estável, uma vez que todos os polos em malha fechada estão situados no interior no círculo de raio unitário.

Figura 32 – (a) Resposta em frequência da função de transferência de laço aberto compensada da malha de tensão do inversor full-bridge; (b) Resposta em frequência da função de transferência em malha fechada da malha de tensão do inversor full-bridge.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 33 Estabilidade do inversor full-bridge: (a) diagrama de Nyquist para as condições de plena carga e a vazio; (b) localização dos polos e zeros em malha fechada.



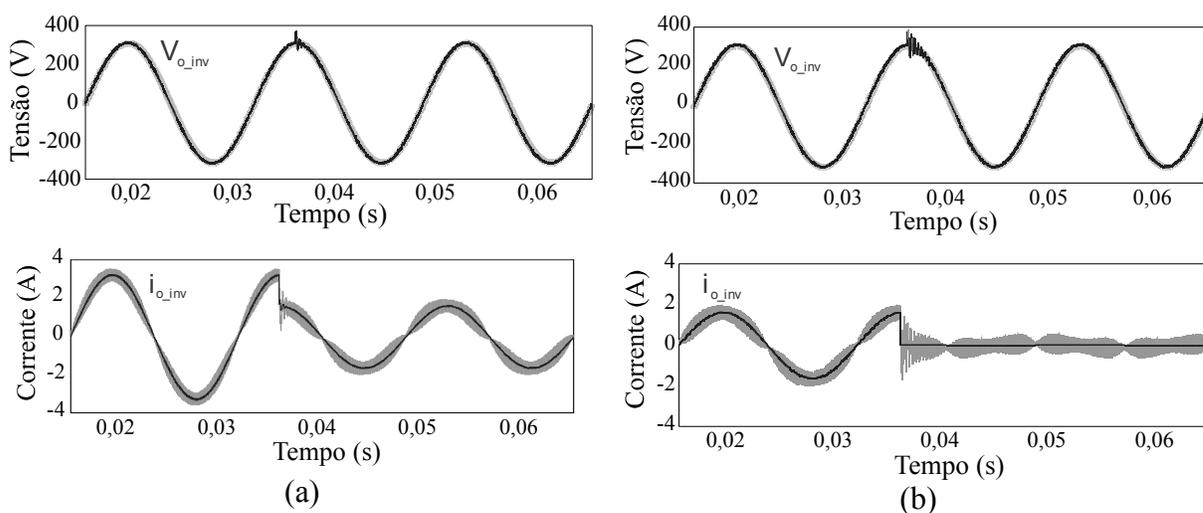
Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.2.4 Resultados de simulação do inversor full-bridge

O sistema de controle digital aplicado ao inversor full-bridge foi testado e simulado usando, mais uma vez, o software PSIM<sup>®</sup>. Todas as especificações necessárias foram dadas na Tabela 3.

A resposta dinâmica da malha de tensão foi testada com degraus de carga de 100% → 50% e de 50% → 0%, o que também possibilita investigar a operação do conversor para toda a faixa de carga. As formas de onda da tensão de saída e sua referência são mostradas na Figura 34 para as duas condições de teste. Percebe-se a atuação do circuito de controle na compensação da variação de tensão causada pela transição de carga na saída, buscando restaurar a tensão de saída e mantê-la controlada de acordo com a referência senoidal. Ainda nesta figura as formas de onda da corrente de saída e da corrente através da indutância  $L_{f_i}$  são apresentadas. Observa-se o ajuste da corrente segundo a condição de carga e a atuação do filtro LC na atenuação da ondulação de corrente de alta frequência. No instante em que a carga é completamente retirada, as correntes vão a zero e a tensão ainda mantém-se equilibrada.

Figura 34 – Tensão de saída e corrente de saída do inversor full-bridge para condição de degrau de: (a) 100% → 50%; (b) 50% → 0%.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.3 PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE DO CONVERSOR DAB

Inicialmente, nesta seção analisa-se como a componente alternada em baixa frequência na tensão do barramento secundário afeta a operação e desempenho dos circuitos de potência e controle do conversor DAB. Para, então, projetar um controlador apto a atenuar possíveis eventos indesejados.

### 3.3.1 Influência da componente alternada em 120 Hz na operação e desempenho dos circuitos de potência e controle do conversor DAB

Em uma condição ideal, as tensões e correntes de entrada e saída dos estágios retificador e inversor são senoidais em 60 Hz e as do estágio CC-CC são contínuas. Como resultado, as potências de entrada e saída do estágio CC-CC são constantes e invariantes no tempo. Por outro lado, a potência de entrada do retificador e a de saída do inversor são alternadas e seus valores instantâneos são variantes no tempo. As equações (40) e (41) definem matematicamente a situação descrita, considerando na análise a potência de saída do inversor.

$$P_{cc} = P_{o\_dab} = V_{o\_dab} i_{o\_dab} \quad (40)$$

$$P_{ca}(t) = P_{o\_inv}(t) = V_{o\_inv}(t) i_{o\_inv}(t) \quad (41)$$

A tensão e a corrente de saída do inversor são dadas, respectivamente, por:

$$V_{o\_inv}(t) = V_{o\_inv\_peak} \cos(\omega_r t) \quad (42)$$

$$i_{o\_inv}(t) = i_{o\_inv\_peak} \cos(\omega_r t - \theta) \quad (43)$$

onde  $V_{o\_inv\_peak}$  e  $i_{o\_inv\_peak}$  são os valores de pico da tensão e corrente de saída, respectivamente,  $\theta$  a defasagem entre as formas de onda de tensão e corrente e  $\omega_r$  a frequência angular da rede elétrica ( $2\pi f_r$ ). Assumindo  $\theta$  igual a zero e substituindo os termos  $V_{o\_inv}(t)$  e  $i_{o\_inv}(t)$  em (41), é obtida a equação da potência de saída:

$$P_{ca}(t) = V_{o\_inv\_peak} \cos(\omega_r t) i_{o\_inv\_peak} \cos(\omega_r t) = V_{o\_inv\_peak} i_{o\_inv\_peak} \cos^2(\omega_r t) \quad (44)$$

A fatoração de (44) conduz a equação final da potência de saída, dada por (KREIN; BALOG; MIRJAFARI, 2012):

$$P_{ca}(t) = P_{cc} + P_{cc} \cos(2\omega_r t) \quad (45)$$

A equação (45) indica que a potência de saída do inversor, tal como a potência de entrada do retificador, possui uma componente contínua, referente à potência média, e uma componente alternada, associada ao conteúdo do segundo harmônico de frequência que oscila

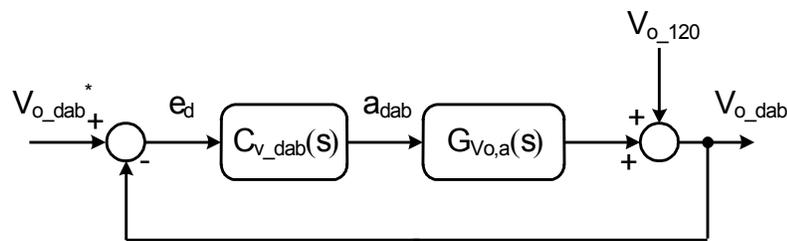
em torno da componente contínua com uma amplitude relacionada ao valor médio de potência. Como consequência, ondulações de tensão no dobro da frequência fundamental da rede elétrica surgem nos barramentos capacitivos que interligam os estágios de potência. Isto é, as tensões nos barramentos capacitivos,  $V_{o\_ret}$  e  $V_{o\_dab}$ , apresentam uma parcela alternada em torno do seu valor CC. Para absorver a parcela alternada e atenuar as ondulações de tensão é necessário que as capacitâncias dos barramentos sejam suficientemente grandes. Entretanto, isso aumenta volume, peso e custo e tende a prejudicar a confiabilidade e tempo de vida do sistema (SEGARAN; HOLMES; MCGRATH, 2011). Isso conduz a escolha de valores limitados de capacitância, resultando que as ondulações de tensão nos barramentos alcançam valores consideráveis que não podem ser descartadas na análise da estrutura.

O sistema de controle do conversor DAB é construído a partir da realimentação da variável de saída, que é a tensão do barramento secundário. Como ilustrado na Figura 35, a tensão de saída  $V_{o\_dab}$  é realimentada para a obtenção do sinal de erro da entrada do controlador, ocasionando que a parcela contínua e a alternada de  $V_{o\_dab}$  são transmitidas à malha de controle. A estratégia de modulação **phase-shift** aplicada ao DAB possibilita o controle do fluxo de potência e a regulação da tensão de saída por meio do ajuste do ângulo de defasagem entre as tensões do primário e secundário do transformador (ZHAO et al., 2014). O sinal de erro de entrada do controlador, por ser determinado a partir da realimentação de  $V_{o\_dab}$ , possui, como os demais sinais citados, uma parcela alternada no dobro da frequência da rede elétrica. Como o sinal de entrada de  $C_{v\_dab}(s)$  apresenta a parcela alternada, o sinal de saída gerado, no caso, o ângulo de defasagem  $\alpha_{dab}$ , também irá possuir uma parcela alternada no dobro da frequência da rede elétrica que oscila em torno do seu valor médio.

Normalmente, em sistemas de múltiplos estágios de potência, os conversores envolvidos são projetados individualmente. No caso do DAB, a dinâmica do inversor conectado no estágio subsequente é desprezada. Considera-se, em um primeiro instante, que o conversor DAB alimenta uma carga resistiva e processa apenas tensão contínua. Dessa forma, a ondulação de tensão na saída do DAB, gerada a partir da dinâmica do inversor, é ignorada para os projetos dos circuitos de potência e controle. Ao interligar o DAB ao sistema, efeitos inesperados associados à dinâmica adicional da componente alternada no ângulo  $\alpha_{dab}$  e em  $V_{o\_dab}$ , desprezadas a princípio, podem surgir e deteriorar a operação e desempenho dos circuitos de potência e controle do conversor. Assim, se faz necessário estudar os impactos que a componente alternada em baixa frequência pode causar na operação dos circuitos de potência e controle do conversor DAB.

Com este propósito, o diagrama de blocos do sistema de controle do DAB é simplificado, sendo ilustrado na Figura 35, onde  $e_d$  representa o sinal de erro da entrada de  $C_{v\_dab}(s)$  calculado através do sinal de referência  $V_{o\_dab}^*$  e da realimentação da tensão de saída. Quaisquer ganhos referentes ao circuito de geração do ângulo de defasagem, modulador ou sensor de tensão são considerados unitários. As ondulações de tensão no dobro da frequência da rede elétrica no sinal de tensão de saída são interpretadas e idealizadas como um distúrbio de saída na planta a ser compensando pelo controlador. Dessa forma, o sinal  $V_{o\_120}$  é inserido no diagrama de blocos do circuito de controle para representar as ondulações de tensão da parcela alternada em baixa frequência em  $V_{o\_dab}$ . A função de transferência  $G_{V_{o,a}}(s)$  já é conhecida e todos os parâmetros necessários para quantificá-la estão na Tabela 2.

Figura 35 - Diagrama de blocos simplificado do circuito de controle do conversor DAB.



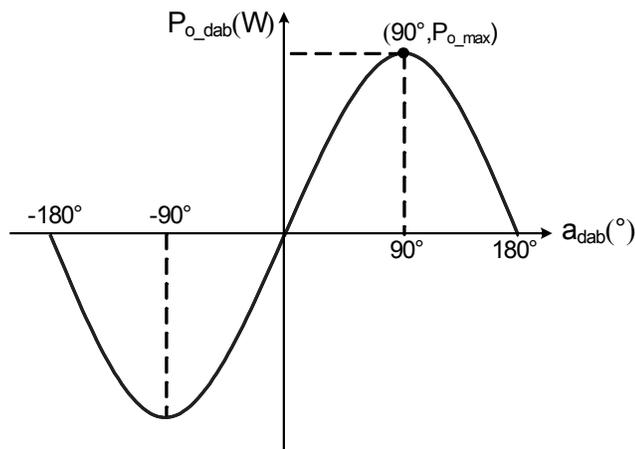
Fonte: Elaborada pelo autor.

A simetria da topologia do conversor DAB possibilita que o fluxo de potência seja bidirecional. Assim,  $\alpha_{dab}$  pode assumir qualquer valor entre  $-180^\circ$  a  $+180^\circ$ . A equação de transferência de potência do DAB está diretamente relacionada ao ângulo  $\alpha_{dab}$ , conforme (DONCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1991):

$$P_{o\_dab}(\alpha_{dab}) = \frac{V_{in\_dab} V_{o\_dab} \alpha_{dab}}{2\pi f_{s\_dab} L_{dab} n_{Tr}} \left( 1 - \frac{|\alpha_{dab}|}{\pi} \right) \quad (46)$$

onde  $n_{Tr}$  expressa a relação de transformação do transformador. O comportamento da potência do DAB em função de  $\alpha_{dab}$  é ilustrado na Figura 36. A máxima transferência de potência ocorre quando  $\alpha_{dab}$  é igual a  $\pm 90^\circ$ . O intervalo angular positivo compreendido entre  $0^\circ$  e  $+180^\circ$  indica o sentido direto do fluxo de potência (porta primária fornece energia à secundária). Já o intervalo angular entre  $0^\circ$  e  $-180^\circ$  representa o sentido inverso do fluxo de potência (porta secundária fornece energia à primária). Embora seja permitido  $\alpha_{dab}$  assumir qualquer valor entre  $-180^\circ$  a  $+180^\circ$ , tecnicamente não é aconselhável a operação do conversor

Figura 36 – Curva de transferência de potência do conversor DAB.



Fonte: Elaborada pelo autor.

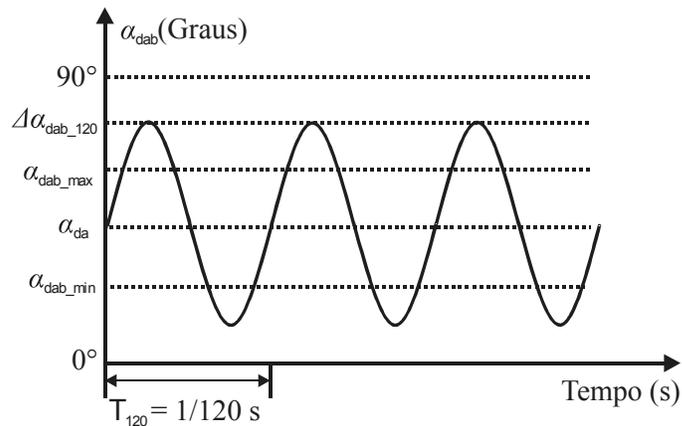
com  $-180^\circ \leq \alpha_{dab} \leq -90^\circ$  e  $+90^\circ \leq \alpha_{dab} \leq +180^\circ$  devido as relevantes amplitudes das correntes eficazes e o aumento do fluxo de potência não ativa circulantes através dos semicondutores. Recomenda-se que, na prática,  $\alpha_{dab}$  esteja compreendido entre  $\pm 15^\circ \leq \alpha_{dab} \leq \pm 45^\circ$  para minimizar o fluxo de potência não ativa entre as portas primária e secundária e garantir a máxima transferência de potência (WALBERMARK, 2011).

Como explicado anteriormente, a componente alternada no dobro da frequência da rede elétrica é transmitida ao sistema de controle, sendo processada pelo controlador. Como resultado, o ângulo de defasagem gerado pelo controlador possui em torno do seu valor médio uma determinada ondulação  $\Delta\alpha_{dab}(t)$  definida como:

$$\alpha_{dab}(t) = \alpha_{dab} + \Delta\alpha_{dab}(t) = \alpha_{dab} + \Delta\alpha_{dab_{120}} \text{sen}(2\pi 120t) \quad (47)$$

O termo  $\Delta\alpha_{dab_{120}}$  representa a amplitude do ângulo de defasagem na frequência de 120 Hz. A Figura 37 ilustra graficamente o comportamento do ângulo de defasagem com a parcela alternada em 120 Hz. Percebe-se que a ondulação  $\Delta\alpha_{dab}(t)$  pode conduzir o conversor a operar em uma região angular bastante diferente do valor nominal ou até mesmo indesejada, além dos limites mínimo e máximo da faixa angular recomendável,  $\alpha_{dab_{min}}$  e  $\alpha_{dab_{max}}$ , durante uma parcela notável do período de operação. Nessa situação, reforçando como já mencionado, é imprescindível estudar os impactos introduzidos ao conversor DAB pela parcela alternada em baixa frequência, de modo a prever até qual ponto a variação do ângulo de defasagem durante a operação do conversor e as ondulações de tensão nos barramentos podem ser prejudiciais ao seu desempenho e operação.

Figura 37 – Comportamento do ângulo de defasagem com a parcela alternada em 120 Hz.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Walbermark (2011) apresentou um estudo detalhado do conversor DAB, explorando a sua operação e análise matemática. Um ponto abordado por Walbermark (2011), que é importante para o estudo em questão, foi o comportamento do fator de potência, ou fator de utilização da estrutura, definido como a relação entre a potência ativa e não ativa, da porta primária e da potência ativa transmitida em função do ângulo de defasagem para a condição onde o ganho de tensão  $M_{dab}$  é unitário. Conforme o estudo apresentado, o fator de potência decresce gradativamente e quase que linearmente à medida que  $\alpha_{dab}$  aumenta. Além disso, foi exposto que conforme o ângulo de defasagem aumenta, a potência ativa transmitida e a potência não ativa crescem igualmente. Para a condição de  $\alpha_{dab} = 90^\circ$ , a potência não ativa atinge um valor numericamente igual ao da potência ativa e o fator de potência assume um valor próximo a 0,7. Para um valor aceitável de fator de potência o ângulo de defasagem deve permanecer em torno de  $45^\circ$ . Para valores de defasagem maiores que  $90^\circ$  há um decréscimo ainda maior de potência ativa e fator de potência e um considerável aumento de potência não ativa, justificando porque é totalmente proibitiva a operação do DAB além de  $90^\circ$  e a necessidade de impor os limites de saturação em  $-90^\circ$  e  $+90^\circ$  (WALBERMARK, 2011). Diante disto, intuitivamente, percebe-se que a parcela alternada em 120 Hz pode conduzir o conversor a operar em uma região angular que é caracterizada pelo baixo aproveitamento teórico da estrutura.

Como citado anteriormente, a componente alternada circulante é responsável por gerar ondulações de tensão nos barramentos capacitivos. As ondulações de tensão e as não idealidades do circuito elétrico, como imprecisões na relação entre as espiras do

transformador, por exemplo, fazem com que o ganho de tensão do DAB seja diferente da unidade. O ganho de tensão do conversor pode ser definido da seguinte forma:

$$M_{dab}(t) = \frac{V_{in\_dab}(t)}{n_{Tr}V_{o\_dab}(t)} = \frac{V_{in\_dab} + \Delta V_{bus} \text{sen}(2\pi 120t)}{\sqrt{\frac{L_{m,sec}}{L_{m,prim}} (V_{o\_dab} + \Delta V_{bus} \text{sen}(-2\pi 120t))}} \quad (48)$$

Os termos referentes às tensões dos barramentos primário e secundário são representados pelo valor médio nominal de tensão de entrada e saída somados a ondulação presente no barramento, representada por  $\Delta V_{bus}$ . Além disso, a relação de transformação do transformador é expressa por meio das indutâncias magnetizantes do primário e secundário, simbolizadas por  $L_{m,prim}$  e  $L_{m,sec}$ , respectivamente. A equação resultante mostra que o ganho de tensão também tem seu valor alterado devido à presença da componente alternada na operação do conversor. A variação de  $M_{dab}$  impacta na potência não ativa circulante no conversor e no seu fator de potência, como destacado em (KIRSTEN, 2014; WALBERMARK, 2011). Além disso, a variação do ganho de tensão limita a faixa de operação em comutação suave do DAB. Em Kirsten (2014) é apresentado que o valor de  $M_{dab}$  é determinante na extensão da faixa de comutação suave das portas primária e secundária.

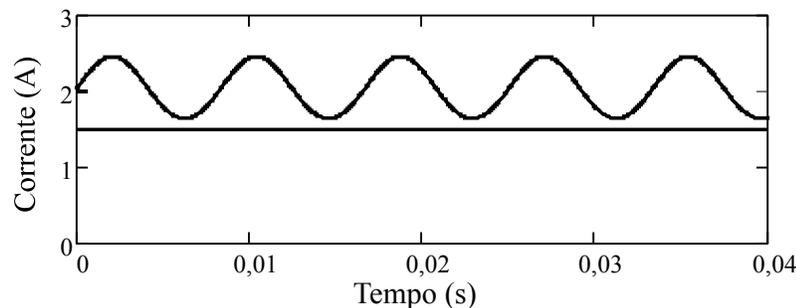
Além dos fatores destacados, a parcela alternada em 120 Hz está diretamente relacionada à amplitude do pico e ao valor eficaz da corrente circulante entre as portas primária e secundária. Para a estratégia de modulação adotada, a corrente através da indutância de transferência de potência atinge seu valor máximo em meio período, sendo quantificada por (WALBERMARK, 2011):

$$I_{d\_max}(t) = \frac{V_{in\_dab}(t)}{4\pi f_{s\_dab} L_{dab}} \left[ (1 + M_{dab}(t)) \alpha_{dab}(t) + (1 - M_{dab}(t)) (\pi - \alpha_{dab}(t)) \right] \quad (49)$$

A expressão apresentada é obtida para um período de comutação, isto é, analisando o conversor em relação à frequência de chaveamento. Porém, para o caso em estudo, a componente alternada em baixa frequência se reflete no formato da corrente circulante através dos componentes do conversor DAB. Assim, há a necessidade de analisá-la considerando a baixa frequência. A parcela em baixa frequência reflete-se nos termos referentes à tensão de entrada do DAB  $V_{in\_dab}(t)$ , ao ganho de tensão  $M_{dab}(t)$  e ao ângulo de defasagem  $\alpha_{dab}(t)$  da equação (49). Percebe-se que o valor máximo da corrente varia ao longo da operação do

conversor. Para exemplificar, as especificações de projeto da Tabela 2 são aplicadas nas expressões (47), (48) e (49) para obter o comportamento do valor máximo da corrente. As ondulações no ângulo de defasagem e na tensão de entrada,  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  e  $\Delta V_{bus}$ , respectivamente, são fixadas em  $7^\circ$  e 8 V. Na Figura 38 é ilustrado o comportamento do valor máximo da corrente no conversor DAB. A linha reta contínua representa o valor máximo da corrente desconsiderando a componente alternada, isto é, o DAB operando desacoplado aos demais estágios. O valor encontrado, calculado a partir da expressão (49) e dos valores nominais das grandezas envolvidas, permanece em torno de 1,5 A. Para o caso onde o DAB opera acoplado aos demais estágios, sendo a componente alternada considerada, o valor máximo de corrente se comporta de acordo com a linha senoidal contínua da Figura 38. Percebe-se que para este caso o valor máximo atinge um nível de corrente superior ao do anterior, aproximando-se de 2,5 A. A corrente máxima tende a assumir um valor até então inesperado e que não estão de acordo com a análise matemática realizada para o DAB operando isoladamente.

Figura 38 - Comportamento do valor máximo da corrente através dos componentes do conversor DAB.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Com a análise apresentada, conclui-se que a componente alternada circulante no circuito de potência e no sistema de controle pode conduzir o DAB a uma condição de operação em que o aproveitamento teórico do conversor é prejudicado. A excursão do ângulo de defasagem durante a operação pode alcançar níveis além daqueles recomendados na literatura para garantir o bom desempenho da estrutura, afetando, assim, a potência ativa transferida a saída, a relação entre as potências ativa e não ativa das portas primária e secundária e os níveis de correntes circulantes. Além disso, as variações no ganho de tensão  $M_{dab}$  podem acentuar os impactos associados às potências ativa e não ativa e ainda interferir negativamente na faixa de comutação suave do conversor e, conseqüentemente, no rendimento.

### 3.3.2 Definição dos parâmetros dominantes da ondulação $\Delta\alpha_{dab}$

Esta seção busca analisar como os parâmetros do circuito de potência e controle impactam no comportamento das ondulações em torno do valor médio do ângulo de defasagem imposto ao conversor DAB. Para, então, estimar faixas de valores para os parâmetros dominantes, visando reduzir o período de operação do DAB em regiões tecnicamente não recomendáveis. O estudo de interesse é realizado a partir da função de transferência  $G_{\alpha, V_{o\_120}}(s)$ , que tem como entrada a componente de pequeno sinal de  $\alpha_{dab}$  e saída a componente de pequeno sinal de  $V_{o\_120}$ . Esta função possibilita estudar como o sinal  $V_{o\_120}$  impacta na resposta e no comportamento do ângulo de defasagem. A função de transferência é obtida aplicando o princípio da superposição no diagrama de blocos da Figura 35. O sinal de referência de tensão é desprezado, tendo seu valor nulo, pois se pretende investigar o sistema em função do sinal de entrada de distúrbio. De acordo com o diagrama de blocos, a ação de controle gerada pelo controlador é dada por:

$$\alpha_{dab}(s) = -C_{v\_dab}(s)V_{o\_dab}(s) \quad (50)$$

A tensão de saída é composta pela parcela contínua e alternada, sendo definida por:

$$V_{o\_dab}(s) = \alpha_{dab}(s)G_{V_{o,\alpha}}(s) + V_{o\_120}(s) \quad (51)$$

Substituindo (50) em (51), obtém-se:

$$-\frac{\alpha_{dab}(s)}{C_{v\_dab}(s)} = \alpha_{dab}(s)G_{V_{o,\alpha}}(s) + V_{o\_120}(s) \quad (52)$$

Manipulando (52), encontra-se a função de transferência  $G_{\alpha, V_{o\_120}}(s)$ :

$$G_{\alpha, V_{o\_120}}(s) = \frac{\alpha_{dab}(s)}{V_{o\_120}(s)} = -\frac{C_{v\_dab}(s)}{(1 + C_{v\_dab}(s)G_{V_{o,\alpha}}(s))} \quad (53)$$

A função de transferência  $G_{\alpha, V_{o\_120}}(s)$  deve ser analisada especificamente na frequência de 120 Hz. A magnitude da resposta em frequência desta função em torno da frequência de interesse é um indicativo do nível da parcela alternada no ângulo de defasagem, assim é definida como base neste estudo. Investigando a função de transferência resultante, percebe-se que os parâmetros do controlador (frequência de cruzamento e margem de fase), associados a

$C_{v\_dab}(s)$ , e os parâmetros de potência, relativos ao ganho da função de transferência aplicada à regulação da tensão de saída, estão diretamente relacionados à ondulação  $\Delta\alpha_{dab}(t)$ .

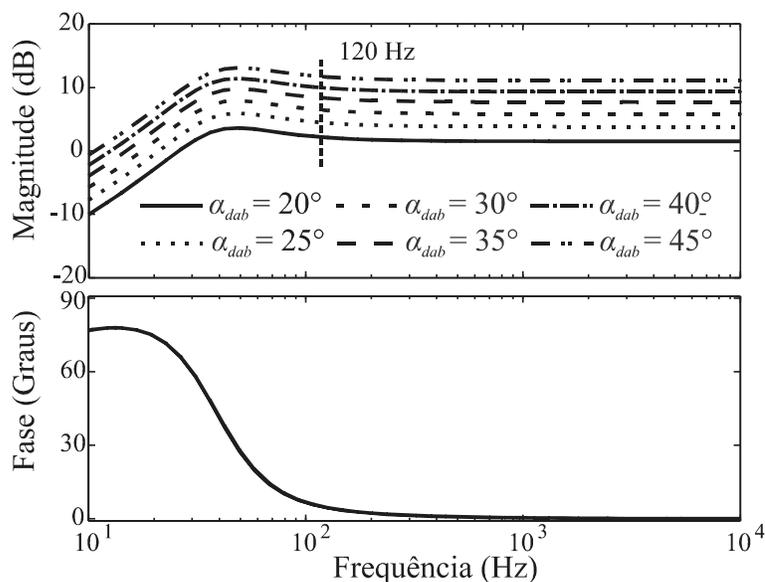
Para uma análise inicial, o controlador Proporcional-Integral (PI) é adotado para  $C_{v\_dab}(s)$ , já que se idealiza para o projeto do controlador a condição que apenas tensão contínua é processada pelo circuito de potência e controle devido à operação isolada do conversor. Focando no estudo do circuito de potência e sua influência na magnitude de  $G_{\alpha,V120}(s)$  em 120 Hz, os parâmetros de potência passíveis de alteração são o ângulo de defasagem, pois a escolha do seu valor nominal é arbitrária e depende exclusivamente do projetista (contanto que os limites máximo e mínimo da faixa de valores recomendável sejam respeitados) e a potência ativa processada, já que o seu valor pode variar ao longo da operação do conversor. Os demais parâmetros de potência são definidos de acordo com as necessidades e requisitos da aplicação. Caso o valor da tensão do barramento primário ou secundário seja alterado, por exemplo, é configurada uma situação de projeto diferente da requerida no sistema sob estudo. Como o objetivo principal da análise é quantificar a amplitude da ondulação do ângulo de defasagem, é considerado o pior caso, ou seja, condição de potência nominal sendo processada para ter a máxima ondulação  $\Delta\alpha_{dab}(t)$ . Já para o sistema de controle, o parâmetro a ser variado é a frequência de cruzamento, sendo esta refletida na mudança do ganho do compensador. A margem de fase é ajustada por meio da frequência do zero do controlador, não inserindo qualquer ganho que possa modificar a magnitude de  $G_{\alpha,V120}(s)$  em 120 Hz. Para melhor compreensão, a função de transferência em (53) é reescrita em (54) para evidenciar a importância do valor nominal de  $\alpha_{dab}$ , refletida na alteração do ganho da função de transferência  $G_{dab}(\alpha_{dab})$  e da frequência de cruzamento do controlador, dada em função do ganho  $K_p$ , na sua resposta.

$$G_{\alpha,V120}(s) = \frac{\alpha_{dab}(s)}{V_{o\_120}(s)} = - \frac{K_p \frac{(s+w_z)}{s}}{\left( 1 + K_p \frac{(s+w_z)}{s} G_{dab}(\alpha_{dab}) \frac{R_{dab}}{R_{dab} C_{bus\_sec} s + 1} \right)} \quad (54)$$

O impacto do valor nominal do ângulo de defasagem no comportamento da magnitude de  $G_{\alpha,V120}(s)$  e, conseqüentemente, na ondulação  $\Delta\alpha_{dab}(t)$ , é abordado a princípio. O controlador PI é projetado para uma frequência de cruzamento por 0 dB de 50 Hz e uma margem de fase de 60°. Para o ângulo de defasagem são impostos os seguintes valores: 20°, 25°, 30°, 35°, 40° e 45°. A indutância  $L_{dab}$  é calculada para cada condição angular (a equação que relaciona ângulo de defasagem, potência e  $L_{dab}$  é apresentada no Apêndice A). O

controlador PI também é projetado para cada caso, sendo as especificações fixadas acima. Na Figura 39 são ilustradas as respostas em frequência de  $G_{\alpha, V120}(s)$  para os valores de  $\alpha_{dab}$  adotados. Observa-se que o ganho em dB em 120 Hz aumenta à medida que o ângulo assume valores maiores.

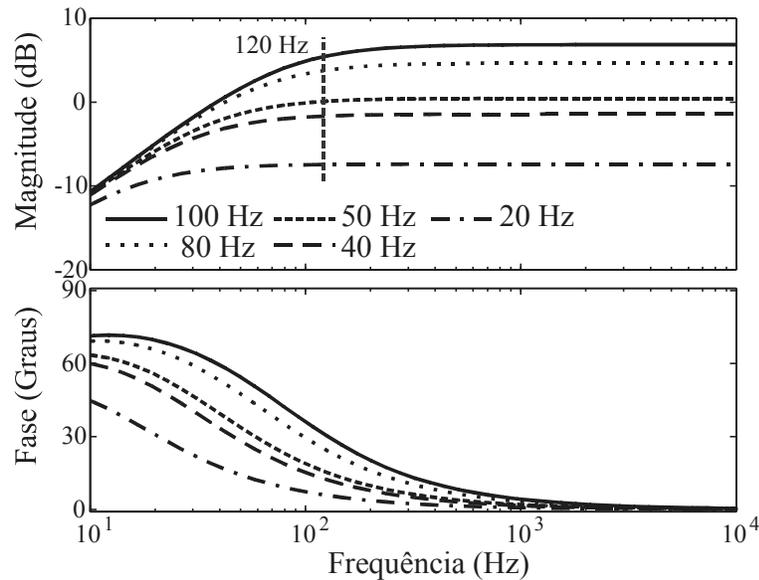
Figura 39 – Resposta em frequência de  $G_{\alpha, V120}(s)$  para diferentes valores de ângulo de defasagem.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para investigar a relação da frequência de cruzamento do controlador com a amplitude  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  são mantidas as especificações da Tabela 2 e alterado o ganho  $K_p$ . Os valores adotados são: 20 Hz, 40 Hz, 50 Hz, 80 Hz e 100 Hz. A margem de fase é preservada em  $90^\circ$ . Na Figura 40 são apresentadas as respostas em frequência de  $G_{\alpha, V120}(s)$  para todas as condições determinadas. Tem-se que para o mesmo ângulo de defasagem, o ganho em dB em 120 Hz é amplificado conforme a frequência de cruzamento aumenta. Dessa maneira, é comprovada a dominância do valor nominal de  $\alpha_{dab}$  e da frequência de cruzamento do PI na amplitude da magnitude em 120 Hz de  $G_{\alpha, V120}(s)$ . Como será validado na próxima seção, o maior ganho em torno da frequência base de análise ocasiona a amplificação da amplitude  $\Delta\alpha_{dab\_120}$ .

Figura 40 – Resposta em frequência de  $G_{\alpha, V_{120}}(s)$  para diferentes valores de frequência de cruzamento do controlador  $C_{v\_dab}(s)$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.3.3 Quantificação da amplitude $\Delta\alpha_{dab\_120}$

Especificar valores a amplitude  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  torna-se fundamental para regular a região excursionada pelo ângulo de defasagem e manter os fatores técnicos relativos à relação entre as potências ativa e não ativa do conversor e a potência ativa transferida em faixas aceitáveis. Para tanto, a função (53) é reorganizada para evidenciar  $\alpha_{dab}(s)$ , sendo dada por:

$$\alpha_{dab}(s) = -\frac{C_{v\_dab}(s)}{(1 + C_{v\_dab}(s)G_{V_o,\alpha}(s))}V_{o\_120}(s) \quad (55)$$

O termo  $V_{o\_120}(s)$  representa a parcela alternada da tensão do barramento secundário, idealizado como um distúrbio de saída. A ondulação de tensão tem seu valor ligado à capacitância adotada. Quanto maior a capacitância, menor a ondulação. De tal maneira, a perturbação em  $\alpha_{dab}$  é variável e depende da capacitância. Interpretando (55), conclui-se, então, que o comportamento de  $\alpha_{dab}$  frente à perturbação está associado à parcela de  $C_{v\_dab}(s)$  e  $G_{V_o,\alpha}(s)$ , que pode ser analisado em termos do ganho em 120 Hz, e a magnitude da ondulação de tensão (ligada a capacitância do barramento). A representação matemática desta afirmação é definida por:

$$\Delta\alpha_{\text{dab}_120} = 10^{\frac{G_{\text{dB}_120}}{20}} V_{\text{o}_120_{\text{pico}}} \quad (56)$$

onde  $V_{\text{o}_120_{\text{pico}}}$  indica o valor de pico da ondulação no barramento e  $G_{\text{dB}_120}$  o ganho em dB da parcela definida por  $C_{\text{v}_\text{dab}}(s)$  e  $G_{V_{\text{o},\alpha}}(s)$  em 120 Hz. O termo correspondente ao ganho  $G_{\text{dB}_120}$  é representado em função de valor absoluto. Por sua vez, a parcela referente à  $V_{\text{o}_120}(s)$  é simplificada pelo valor de pico da ondulação. Esta consideração é feita, pois  $\Delta\alpha_{\text{dab}}(t)$  alcança sua amplitude máxima exatamente no instante em que a ondulação de tensão é máxima. A equação (56) possibilita plotar o gráfico que relaciona  $V_{\text{o}_120_{\text{pico}}}$ ,  $G_{\text{dB}_120}$  e  $\Delta\alpha_{\text{dab}_120}$ , sendo assim especificados valores a amplitude da ondulação do ângulo de defasagem. Como exposto anteriormente, o ganho em dB na frequência de 120 Hz depende do valor nominal de  $\alpha_{\text{dab}}$  e da frequência de cruzamento do controlador PI. Dessa forma, para a obtenção do gráfico  $G_{\text{dB}_120}$  é estimado de 1 dB até 20 dB, de tal forma que uma extensa faixa de valores para  $\alpha_{\text{dab}}$  e frequência de cruzamento seja potencialmente alcançável.

Na Figura 43 (a) é apresentado o gráfico relacionado ao comportamento de  $\Delta\alpha_{\text{dab}_120}$  de acordo com a variação em  $G_{\text{dB}_120}$ , sendo fixados três valores para a capacitância  $C_{\text{bus\_sec}}$ : 100 $\mu$ F, 200 $\mu$ F e 280 $\mu$ F. A amplitude de  $V_{\text{o}_120_{\text{pico}}}$  é definida de acordo com o valor da capacitância. A ondulação de tensão no barramento  $\Delta V_{\text{o}_\text{dab}}$  e a capacitância são relacionadas conforme a seguinte equação (KREIN; BALOG; MIRJAFARI, 2012):

$$\Delta V_{\text{o}_\text{dab}} = \frac{P_{\text{o}_\text{dab}}}{2\pi f_r V_{\text{o}_\text{dab}} C_{\text{bus\_sec}}} \quad (57)$$

O aumento da capacitância reduz  $\Delta V_{\text{o}_\text{dab}}$  e, por consequência,  $V_{\text{o}_120_{\text{pico}}}$  é atenuado. Para os valores de  $C_{\text{bus\_sec}}$  adotados, a ondulação em 120 Hz no barramento capacitivo alcança um valor máximo de aproximadamente 20 V, 10 V e 7 V, respectivamente. Assim, são atribuídos estes valores a  $V_{\text{o}_120_{\text{pico}}}$  e apresentadas três curvas diferentes no gráfico de  $G_{\text{dB}_120}$  por  $\Delta\alpha_{\text{dab}_120}$ . A análise do gráfico mostra que à medida que o ganho aumenta, a amplitude  $\Delta\alpha_{\text{dab}_120}$  é maior. Esta conclusão corrobora com a afirmação feita previamente que determina que o valor nominal de  $\alpha_{\text{dab}}$  e a frequência de cruzamento do PI impactam diretamente no comportamento da ondulação  $\Delta\alpha_{\text{dab}}(t)$ , amplificando-a à medida que seus valores aumentam, pois o ganho em 120 Hz atinge níveis mais elevados.

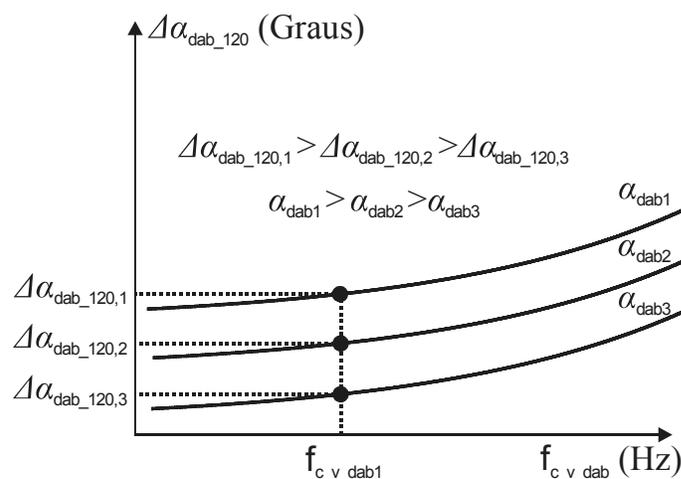
Baseado nesta análise tem-se que para o projeto de potência e controle do DAB os efeitos da componente alternada em 120 Hz presente no sistema devem ser levados em

consideração. O valor do ângulo de defasagem nominal, a frequência de cruzamento por 0 dB do controlador PI da malha de tensão, as amplitudes  $V_{o\_120\_pi\infty}$  (associada a  $C_{bus\_sec}$ ) e  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  são parâmetros interligados e não devem ser postos de forma independente. Intuitivamente, percebe-se que quanto maior o ângulo de defasagem (mais próximo do limite máximo de  $45^\circ$ ), menor a faixa de excursão angular possível. Isso implica que a frequência de cruzamento do PI deve ser reduzida para diminuir o ganho em torno de 120 Hz e, por consequência, a ondulação  $\Delta\alpha_{dab}(t)$ .

Na Figura 41 são esboçadas curvas que descrevem a relação entre a frequência de cruzamento do PI (expressa por  $f_{c\_v\_dab}$ ),  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  e o valor nominal de  $\alpha_{dab}$ . Considerando uma determinada frequência  $f_{c\_v\_dab1}$ , a amplitude  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  é maior para um ângulo de defasagem nominal maior. Supondo um sistema caracterizado por um baixo valor de capacitância, resultando em  $V_{o\_120\_pi\infty}$  elevado, a ondulação  $\Delta\alpha_{dab}(t)$  tende a assumir naturalmente um nível alto. Caso o projetista queira impor ao PI uma frequência de cruzamento consideravelmente elevada (esta suposição depende dos parâmetros adotados), o que ampliará  $G_{dB\_120}$ , o ângulo de defasagem nominal a ser escolhido inclina-se a um valor baixo, de forma que  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  não exceda o limite máximo recomendável.

A componente alternada em 120 Hz presente na estrutura pode gerar limitações de projeto de potência, para a escolha do valor nominal do ângulo de defasagem e da capacitância do barramento, e de controle, para definição da frequência de cruzamento do controlador PI. Diante disto, surge a necessidade de analisar soluções para contornar as limitações de projeto e atenuar os impactos da componente alternada em 120 Hz na operação e desempenho do DAB.

Figura 41 - Gráfico de  $f_{c\_v\_dab}$  (Hz) por  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  (graus).



### 3.3.4 Solução para atenuação dos impactos da componente alternada em 120 Hz no conversor DAB

As soluções para a atenuação dos impactos da componente alternada em 120 Hz na operação e desempenho dos circuitos de potência e controle do DAB são baseadas em modificações nos componentes da estrutura de potência do conversor e nos componentes do sistema de controle, sobretudo o compensador.

A primeira solução é a utilização de uma elevada capacitância no barramento de tensão para absorver a parcela alternada circulante e reduzir a ondulação de tensão no barramento capacitivo, resultando na formidável atenuação de  $V_{o\_120\_pi\infty}$ , como mostra a Figura 43 (a). Entretanto, esta solução, apesar de atuar na atenuação dos impactos associados tanto à variação do ganho de tensão como os da variação do ângulo de defasagem, não é tão eficaz e vantajosa, pois aumenta custo, volume e peso do sistema, como já citado. Assim, em alguns casos, a adaptação do sistema a esta solução não é viável e possível.

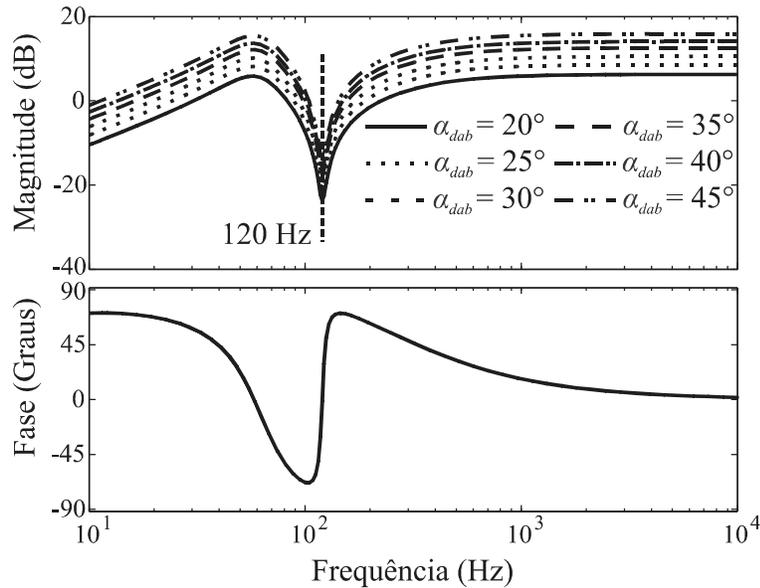
A solução voltada ao sistema de controle é fundamentada no emprego do filtro rejeita-faixa ou **notch** junto à parcela PI do controlador. Esta solução é ideal para suprimir um sinal oscilatório não desejado na malha de controle gerado por um distúrbio externo e que causa efeitos negativos ao sistema. Assim, esta solução não é apta a reduzir os impactos ligados à variação do ganho de tensão, pois não atuará no amortecimento das ondulações de tensão nos barramentos capacitivos. A função de transferência do filtro **notch** é dada por (SAVELLI, 2007):

$$G_{\text{notch}}(s) = \frac{s^2 + 2\zeta\omega_z s + \omega_z^2}{s^2 + 2\omega_z s + \omega_z^2} \quad (58)$$

Os termos  $\omega_z$  e  $\zeta$  se referem à frequência ressonante e ao fator de amortecimento dos zeros do filtro, respectivamente. Os polos e zeros adicionados são reais e de mesma frequência. O projeto do filtro **notch** no domínio da frequência envolve a atenuação de uma determinada frequência de ressonância. Na Figura 42 são ilustradas as respostas em frequência de  $G_{\alpha, V120}(s)$  para diferentes valores de  $\alpha_{\text{dab}}$  e adicionando o filtro **notch** a parcela PI do controlador, sendo as especificações de controle adotadas de 50 Hz e 60° para a frequência de cruzamento e a margem de fase, respectivamente. A frequência de ressonância do filtro é fixada em 120 Hz para obter uma atenuação de ganho nesta frequência, como pode ser visto na Figura 42. O coeficiente de amortecimento dos zeros foi escolhido de modo que se tenha uma atenuação de -

30 dB. Os resultados obtidos mostram que para todas as condições angulares  $G_{dB\_120}$  assume valores bem baixos. Assim, a amplitude  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  tende a ser fortemente reduzida.

Figura 42 - Resposta em frequência de  $G_{\alpha,V120}(s)$  para diferentes valores de ângulo de defasagem e o controlador PI-notch.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O filtro *notch* age rejeitando a componente alternada em 120 Hz existente na malha de controle, resultando que a sua influência no ângulo de defasagem gerado pelo controlador e imposto ao conversor será praticamente nula. Assim, as ondulações  $\Delta\alpha_{dab}(t)$  em torno do valor CC de  $\alpha_{dab}$  tendem a ser reduzidas. O coeficiente de amortecimento dos zeros reflete diretamente na atenuação do ganho em  $\omega_z$ . Quanto menor o valor de  $\xi$ , maior o decréscimo de ganho em torno de  $\omega_z$ . Na Figura 43 (b) é apresentado o gráfico de  $G_{dB\_120}$  por  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  para o caso do controlador PI associado ao filtro *notch* e  $C_{bus\_sec} = 280 \mu F$ . O gráfico foi plotado de acordo com a seguinte equação:

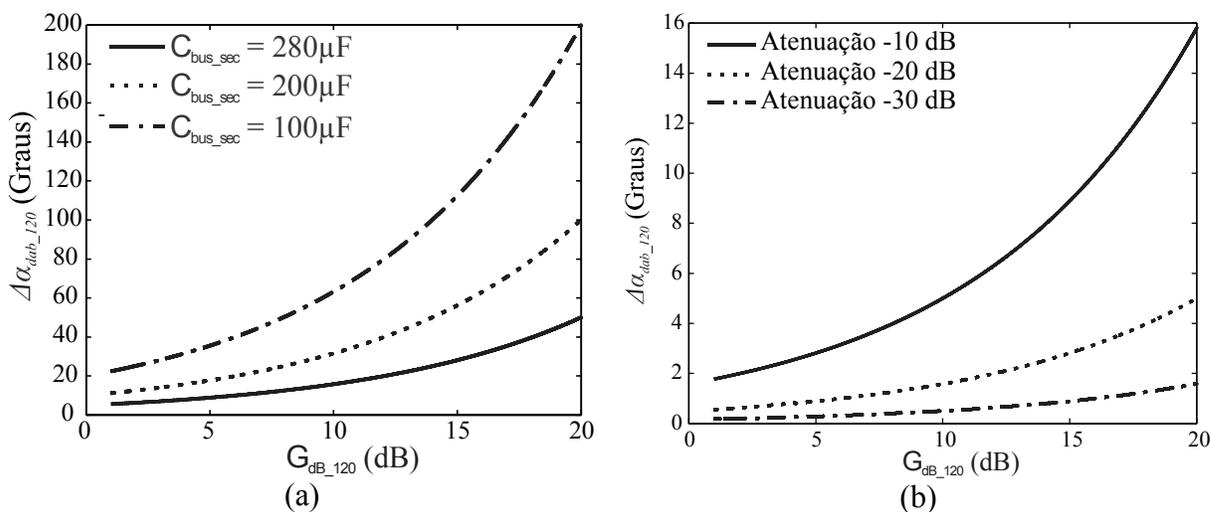
$$\Delta\alpha_{dab\_120} = 10^{\frac{(G_{dB\_120} - M_{notch})}{20}} V_{o\_120\_pico} \quad (59)$$

onde o termo  $M_{notch}$  se refere a atenuação introduzida pelo filtro em 120 Hz. O filtro *notch* utilizado no gráfico foi projetado para se obter atenuações de -10 dB, -20 dB e -30 dB. Assim, substituindo estes valores em  $M_{notch}$ , são apresentadas as três curvas resultantes na Figura 43 (b). Observa-se que quanto maior o ganho negativo introduzido pelo filtro, menor será a

amplitude  $\Delta\alpha_{\text{dab}_120}$ . Para o caso de -30 dB de atenuação, as ondulações em torno  $\Delta\alpha_{\text{dab}}(t)$  permanecem abaixo de  $2^\circ$  para toda a faixa de ganho estabelecida. Por meio da análise teórica apresentada, a adição do filtro notch a parcela PI do controlador compreende uma solução simples, mas com resposta extremamente satisfatória e que possibilita atenuar os impactos da componente alternada no ângulo de defasagem.

No estudo anterior destinado ao controlador PI, foi destacada a possibilidade das limitações de potência e controle, influenciando a escolha do ângulo de defasagem, da capacitância e da frequência de cruzamento, de acordo a imposição a  $\Delta\alpha_{\text{dab}}(t)$  para manter-se dentro da faixa de excursão angular recomendável. Por consequência da atenuação da amplitude  $\Delta\alpha_{\text{dab}_120}$ , estas limitações serão menos restritivas em um sistema onde o filtro notch é aplicado.

Figura 43 - Gráfico de  $G_{\text{dB}_120}$  (dB) por  $\Delta\alpha_{\text{dab}_120}$  (graus) : (a) Controlador PI; (b) Controlador PI-notch.



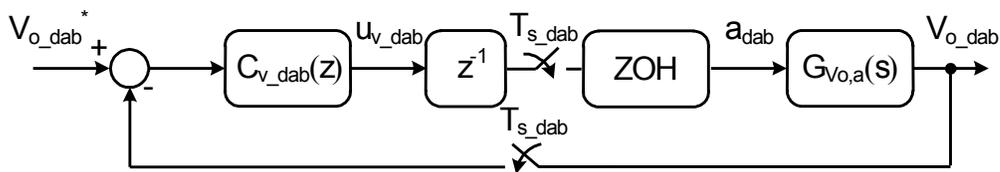
Fonte: Elaborada pelo autor.

Nas últimas seções foram apresentados os principais aspectos teóricos acerca da componente alternada em 120 Hz e sua atuação no conversor DAB. A partir da análise da função  $G_{\alpha,V120}(s)$  e dos gráficos de  $G_{\text{dB}_120}$  por  $\Delta\alpha_{\text{dab}_120}$ , percebe-se que é possível especificar valores a ondulação do ângulo de defasagem e, através do ajuste do  $\alpha_{\text{dab}}$  nominal, da capacitância e da frequência de cruzamento é possível regular a faixa angular excursionada pelo ângulo ao logo da operação do conversor. No decorrer deste trabalho, serão apresentadas análises voltadas à comprovação dos resultados teóricos encontrados, buscando, também, especificar valores as grandezas envolvidas de acordo com determinados requisitos de projeto impostos.

### 3.3.5 Controlador da malha de tensão do conversor DAB

Como nos casos anteriores, o projeto do controlador da malha de tensão do conversor DAB é realizado através da aplicação do método de aproximação da resposta em frequência. O diagrama de blocos do sistema de controle digital do DAB é ilustrado na Figura 44. A função de transferência  $G_{V_{o,a}}(s)$  já é conhecida, assim como as especificações de projeto. A frequência de amostragem  $T_{s\_dab}$  foi fixada em 20 kHz.

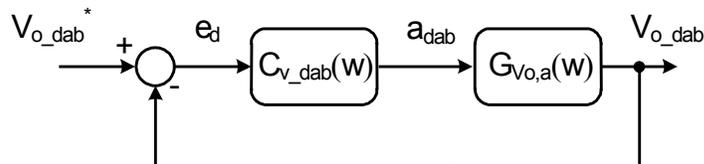
Figura 44 – Diagrama de blocos do sistema de controle digital do conversor DAB.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 45 é apresentado o diagrama de blocos simplificado no domínio w da malha de controle de tensão do DAB.

Figura 45 – Diagrama de blocos simplificado da malha de controle de tensão do conversor DAB no domínio w.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na análise do conversor DAB são consideradas duas condições de operação: o conversor desacoplado e acoplado aos estágios retificador e inversor. Dessa forma, é possível verificar os impactos da dinâmica da componente alternada em 120 Hz no circuito de potência e controle do DAB. A envoltória em baixa frequência no ângulo de defasagem e na corrente através da indutância  $L_{dab}$  (equivalente a corrente do enrolamento primário do transformador) são os principais pontos de impactos da parcela em baixa frequência a serem compensados.

Para o projeto do controlador  $C_{v\_dab}(w)$ , inicialmente pressupõe-se que o DAB opera isoladamente, ou seja, a componente alternada em 120 Hz é desprezada. Com este caso é adotado o controlador PI. Para um segundo caso, a condição onde o DAB opera acoplado ao

retificador e ao inversor é considerada. São adotados os controladores PI e PI-notch, de modo que seja investigada a atuação do filtro notch e seja possível verificar os impactos da dinâmica da parcela alternada. A definição da função de transferência  $G_{V_o,\alpha}(w)$  é feita com base em duas condições angulares:  $\alpha_{dab} = 20^\circ$  e  $\alpha_{dab} = 30^\circ$ . Para a primeira condição angular, todos os parâmetros da Tabela 2 são válidos. Já para a segunda,  $L_{dab}$  é recalculado, sendo igual a 1 mH. Assim, a função de transferência  $G_{V_o,\alpha}(w)$ , obtida através da transformada bilinear, é definida para estas duas situações. Por fim, as especificações adotadas para os projetos dos controladores são: frequência de cruzamento por 0 dB de 50 Hz e margem de fase de  $60^\circ$  para a condição de  $\alpha_{dab} = 20^\circ$  e 32 Hz e  $60^\circ$  para  $\alpha_{dab} = 30^\circ$ . Os parâmetros de controle para cada condição angular são distintos para verificar um dos principais pontos destacados nas análises anteriores. Com as especificações de potência já determinadas, sobretudo capacitância e ângulo de defasagem nominal, a regulação e ajuste da ondulação  $\Delta\alpha_{dab}(t)$  é realizada através da frequência de cruzamento do PI. Os controladores PI's projetados para  $\alpha_{dab} = 20^\circ$  e  $\alpha_{dab} = 30^\circ$  são definidos pelas seguintes funções de transferência:

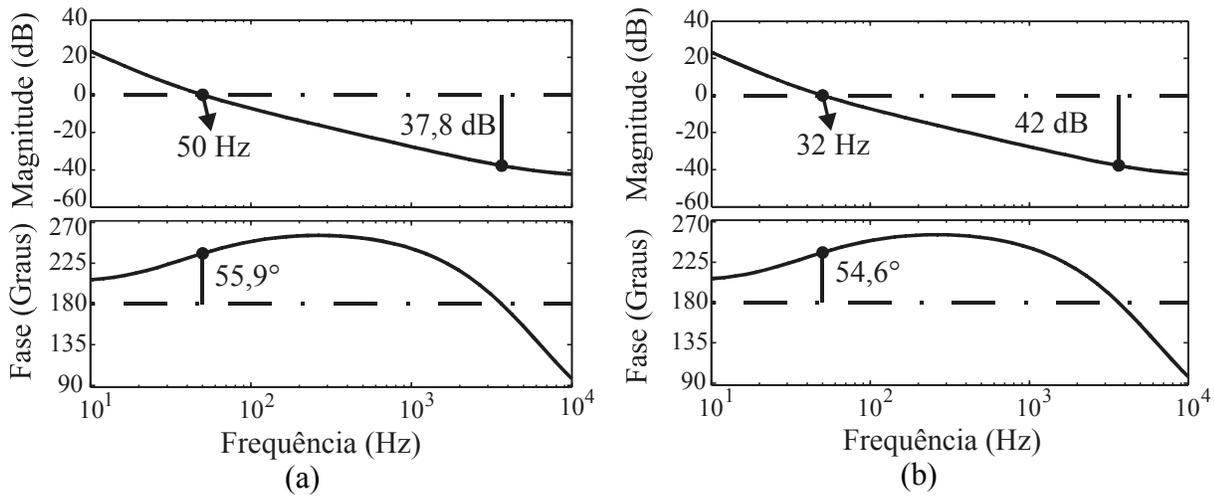
$$C_{v\_dab,20}(w) = K_p + \frac{K_i}{w} = 1,186 \frac{(w+220)}{w} \quad (60)$$

$$C_{v\_dab,30}(w) = K_p + \frac{K_i}{w} = 1,198 \frac{(w+157)}{w} \quad (61)$$

Os zeros adicionados pelo PI foram alocados em 35 Hz e 25 Hz, respectivamente, e os ganhos ajustados para alcançar as especificações impostas. Na Figura 46 são apresentadas as respostas em frequência das funções de transferência de laço aberto compensadas da malha de tensão do conversor DAB. Percebe-se que para as duas condições angulares as especificações de projeto foram atendidas. Além disso, as margens de ganho obtidas para os dois casos foram superiores a 7 dB, indicando que as malhas de controle atendem aos critérios de estabilidade.

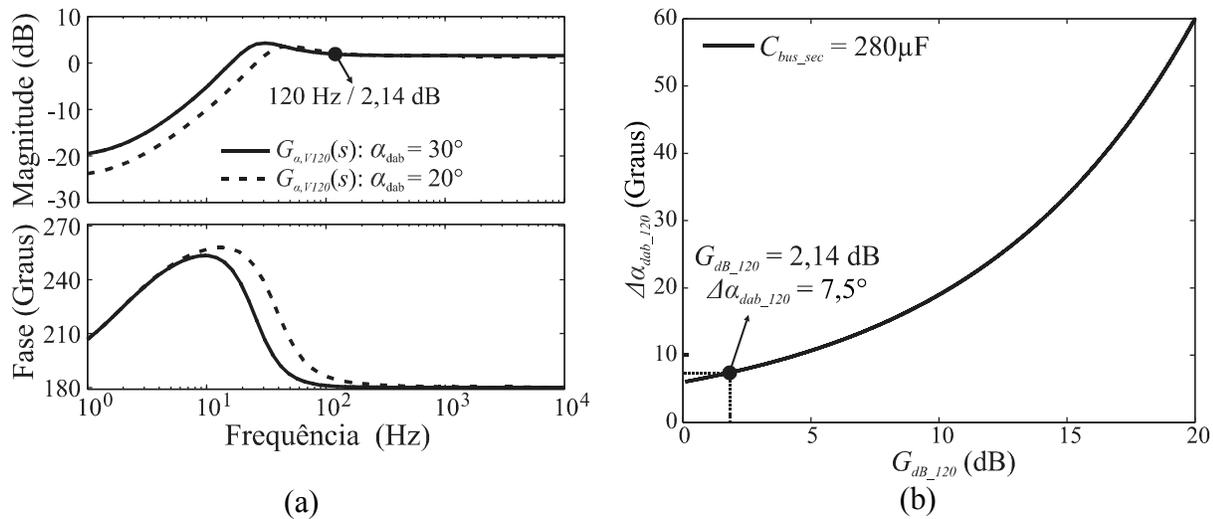
A partir dos controladores projetados são obtidas as respostas em frequência de  $G_{\alpha,V120}(s)$ , conforme ilustrado na Figura 47 (a). Com as especificações de potência e controle assumidas, os ganhos em torno de 120 Hz são iguais para os dois casos, atingindo aproximadamente 2,14 dB. Por consequência, a ondulação  $\Delta\alpha_{dab}(t)$  alcançará níveis equivalentes. Na Figura 47 (b) é apresentada a curva de  $G_{dB\_120}$  por  $\Delta\alpha_{dab\_120}$ , onde é destacado o ponto referente ao ganho de 2,14 dB. A amplitude  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  resultante é de  $7,5^\circ$ .

Figura 46 – Resposta em frequência da função de transferência de laço aberto compensada da malha de tensão do conversor DAB para o controlador PI: (a)  $\alpha_{dab} = 20^\circ$ ; (b)  $\alpha_{dab} = 30^\circ$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 47 - (a) Resposta em frequência de  $G_{\alpha, V120}(s)$  para  $\alpha_{dab}$  igual a  $20^\circ$  e  $30^\circ$  e suas respectivas especificações de controle; (b) quantificação da amplitude  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  com base no ganho  $G_{dB\_120}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

A especificação de frequência de cruzamento para  $\alpha_{dab} = 30^\circ$  é menor justamente para compensar o ganho em torno de 120 Hz e a ondulação  $\Delta\alpha_{dab}(t)$  final ser compatível àquela da condição configurada para  $20^\circ$ . Caso fossem atribuídas as frequências valores iguais, as ondulações em torno do nível CC de  $\alpha_{dab}$  seriam distintas.

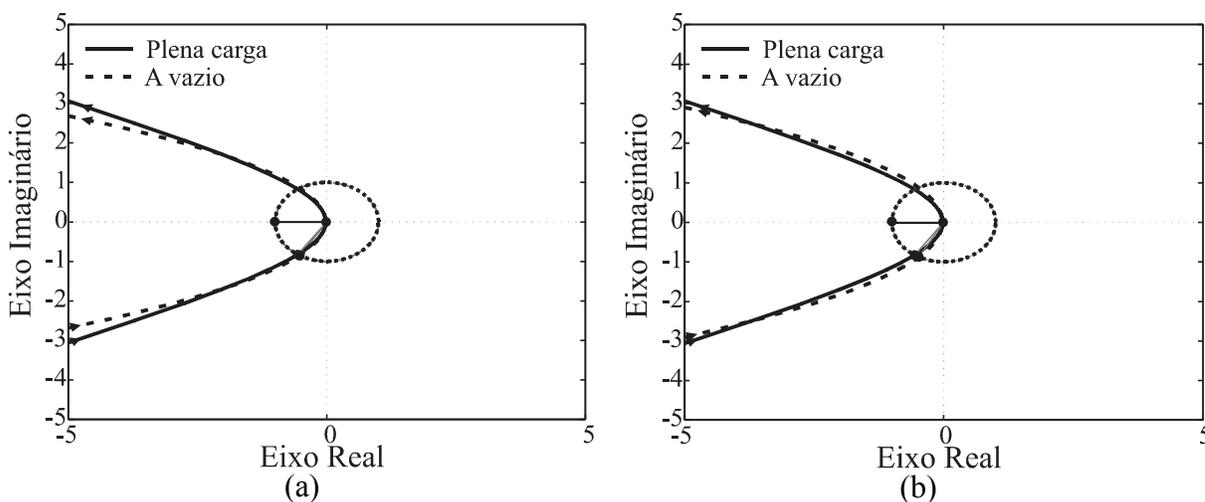
Com a transformada bilinear inversa são obtidas as funções de transferências dos controladores no domínio  $z$ , dadas por:

$$C_{v\_dab,20}(z) = 1,193 \frac{(z-0,9882)}{(z-1)} \quad (62)$$

$$C_{v\_dab,30}(z) = 1,197 \frac{(z-0,9921)}{(z-1)} \quad (63)$$

Para o estudo da estabilidade, na Figura 48 é apresentado o diagrama de Nyquist da função da malha aberta para as condições de carga nominal e a vazio e para ângulos nominais de defasagem do DAB de  $20^\circ$  e  $30^\circ$ . A estabilidade de cada sistema de controle é verificada, já que o ponto  $(-1,0)$  não é envolvido pelo contorno de Nyquist. O caminho no contorno de Nyquist é completo além do ponto  $(-1,0)$ , não caracterizando envoltimentos no sentido horário.

Figura 48 - Diagrama de Nyquist para as condições de plena carga e a vazio: (a)  $\alpha_{dab} = 20^\circ$ ; (b)  $\alpha_{dab} = 30^\circ$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Finalizado o projeto do controlador PI, é realizado o estudo do controlador PI-notch, onde é aplicada a mesma metodologia. As condições angulares estabelecidas são mantidas para o projeto do PI-notch. A função de transferência do filtro notch foi definida em (58). Assim, para a função de transferência total do controlador, basta associá-la a uma parcela PI. Para o projeto dos controlados, o zero relativo à parcela PI foi alocado na frequência do polo da planta. A frequência de ressonância do filtro notch foi fixada em 120 Hz e o coeficiente dos zeros em

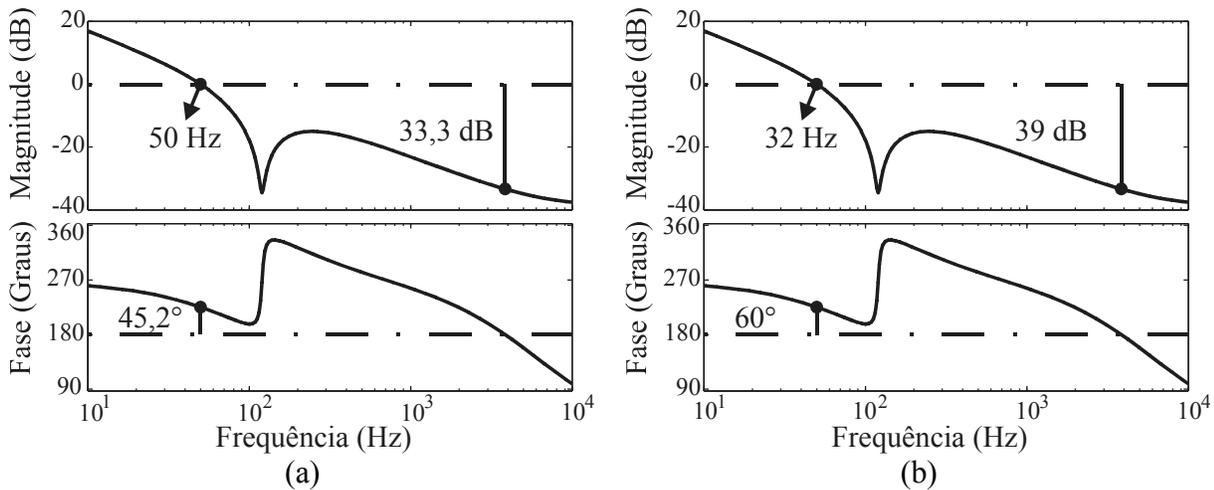
um valor tal que a atenuação em 120 Hz fosse de -30 dB. Assim, os controladores projetados foram:

$$C_{v\_dab,n,20}(w) = 2,055 \frac{(w+12,4)}{w} \frac{(w^2 + 47,7w + 5,68 \cdot 10^2)}{(w+754)(w+754)} \quad (64)$$

$$C_{v\_dab,n,30}(w) = 1,75 \frac{(w+13,7)}{w} \frac{(w^2 + 47,7w + 5,68 \cdot 10^2)}{(w+754)(w+754)} \quad (65)$$

As respostas em frequência das funções de transferência de laço aberto compensadas da malha de tensão do conversor DAB para o controlador PI-notch são ilustradas na Figura 49, onde se visualiza que todas as especificações de desempenho foram alcançadas e que as malhas de controle atendem aos critérios de estabilidade.

Figura 49 - Resposta em frequência da função de transferência de laço aberto compensada da malha de tensão do conversor DAB para o controlador PI-notch: (a)  $\alpha_{dab} = 20^\circ$ ; (b)  $\alpha_{dab} = 30^\circ$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

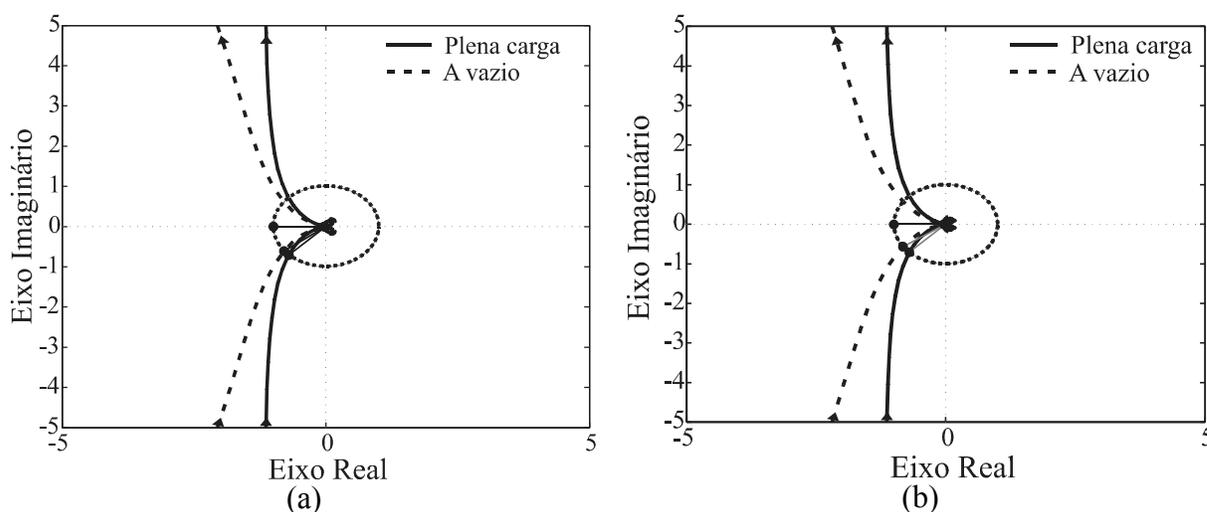
Por fim, efetuando a transformada bilinear inversa em (64) e (65), obtêm-se os controladores no domínio  $z$

$$C_{v\_dab,n,20}(z) = 1,985 \frac{(z-0,999)}{(z-1)} \frac{(z^2 - 2z + 0,998)}{(z-0,963)(z-0,963)} \quad (66)$$

$$C_{v\_dab,n,30}(z) = 1,75 \frac{(z-0,9993)(z^2-1,996z+0,9977)}{(z-1)(z-0,963)(z-0,963)} \quad (67)$$

A Figura 50 ilustra o diagrama de Nyquist para  $\alpha_{dab}$  igual a  $20^\circ$  e  $30^\circ$ , sendo as condições de carga nominal e a vazio assumidas. Como no caso do controlador PI, os sistemas de controle projetados são estáveis. Assim, são concluídos os projetos dos controladores PI e PI-notch voltados à malha de regulação de tensão do barramento capacitivo de saída do conversor DAB.

Figura 50 - Diagrama de Nyquist para as condições de plena carga e a vazio: (a)  $\alpha_{dab} = 20^\circ$ ; (b)  $\alpha_{dab} = 30^\circ$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.3.6 Resultados de simulação do conversor DAB

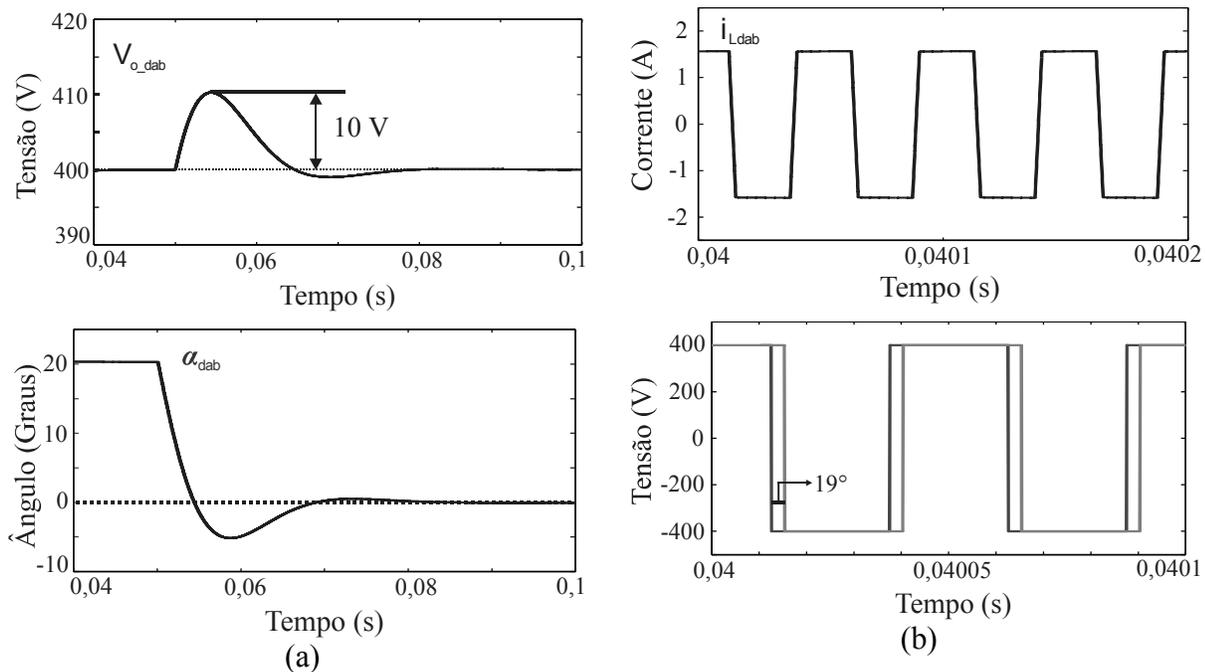
O sistema de controle digital projetado para o conversor DAB foi testado e simulado com o software PSIM<sup>®</sup>. Foram consideradas as especificações para as condições de  $\alpha_{dab}$  igual a  $20^\circ$  e  $30^\circ$ .

Inicialmente, o conversor DAB foi simulado operando desconectado dos demais estágios de potência, sendo adotado o controlador PI. A condição angular de  $\alpha_{dab} = 20^\circ$ , com as especificações de controle configuradas para 50 Hz e  $60^\circ$  de frequência de cruzamento e margem de fase, respectivamente, foram aplicadas em um primeiro momento.

Os comportamentos transitórios da tensão de saída  $V_{o\_dab}$  e do ângulo de defasagem gerado pelo sistema de controle para um degrau de carga negativo  $100\% \rightarrow 0\%$  na saída são ilustrados na Figura 51 (a). Observa-se a elevação de tensão na saída do DAB devido a

retirada da carga, sendo a sobretensão de aproximadamente 10 V, e a atuação do sistema de controle restabelecendo a tensão de saída com base na referência imposta, zerando o erro em aproximadamente 25 ms. O ângulo de defasagem, que para carga nominal assume o valor de aproximadamente  $19^\circ$ , é ajustado de acordo com a potência transferida para a carga de saída. No instante em que ocorre a desconexão da carga resistiva, o ângulo decresce até próximo a zero. Na mesma figura são também apresentadas as formas de onda da corrente através da indutância de transferência de potência e das tensões das portas primária e secundária. Para isso a escala de tempo foi reduzida para visualização de um período menor.

Figura 51 – Resultados de simulação do conversor DAB para o controlador PI e  $\alpha_{\text{dab}} = 20^\circ$ : (a) Tensão de saída  $V_{o,\text{dab}}$  e ângulo de defasagem  $\alpha_{\text{dab}}$ ; (b) corrente através da indutância de transferência de potência  $i_{L,\text{dab}}$  e tensões da porta primária e secundária.

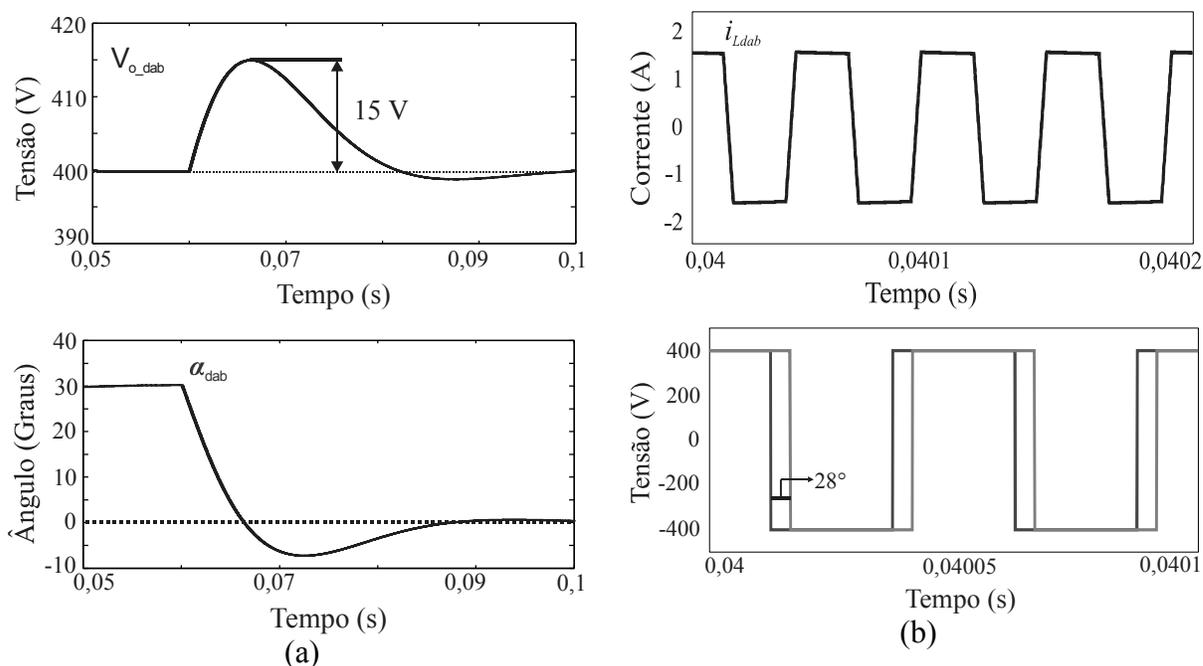


Fonte: Elaborada pelo autor.

Apesar da corrente ser representada somente durante o regime permanente para carga nominal, o seu formato acompanha o comportamento do ângulo de defasagem, isto é, quando não há carga na saída, seu valor decresce e tende a zero. Através das formas de onda das portas primária e secundária, verifica-se o valor do ângulo defasagem efetivo imposto ao conversor. Como as tensões são obtidas durante o período em que o conversor opera com carga nominal e está em regime permanente, a defasagem entre as tensões é de  $19^\circ$ .

Com  $\alpha_{\text{dab}} = 30^\circ$  e controlador PI com especificações de desempenho de 32 Hz e  $60^\circ$ , os mesmos testes foram realizados. Os resultados de simulação são ilustrados na Figura 52 (a) e (b). Comportamentos similares são verificados na ocorrência do degrau de carga. A sobretensão presente na forma de onda da tensão de saída alcança quase 15 V. A atuação do circuito de controle fica mais uma vez evidente na forma de onda da tensão de saída, sendo o tempo necessário para zerar o erro de aproximadamente de 30 ms. Com a operação com carga nominal, o ângulo de defasagem estabilizou-se em torno de  $28^\circ$ , onde é ratificada na defasagem entre as tensões primária e secundária. Como esperado, o ângulo de defasagem tende a zero durante a transição de carga.

Figura 52 - Resultados de simulação do conversor DAB para  $\alpha_{\text{dab}} = 30^\circ$  (a) Tensão de saída  $V_{o\_dab}$  e ângulo de defasagem  $\alpha_{\text{dab}}$ ; (b) corrente através da indutância de transferência de potência  $i_{L_{\text{dab}}}$  e tensões da porta primária e secundária.



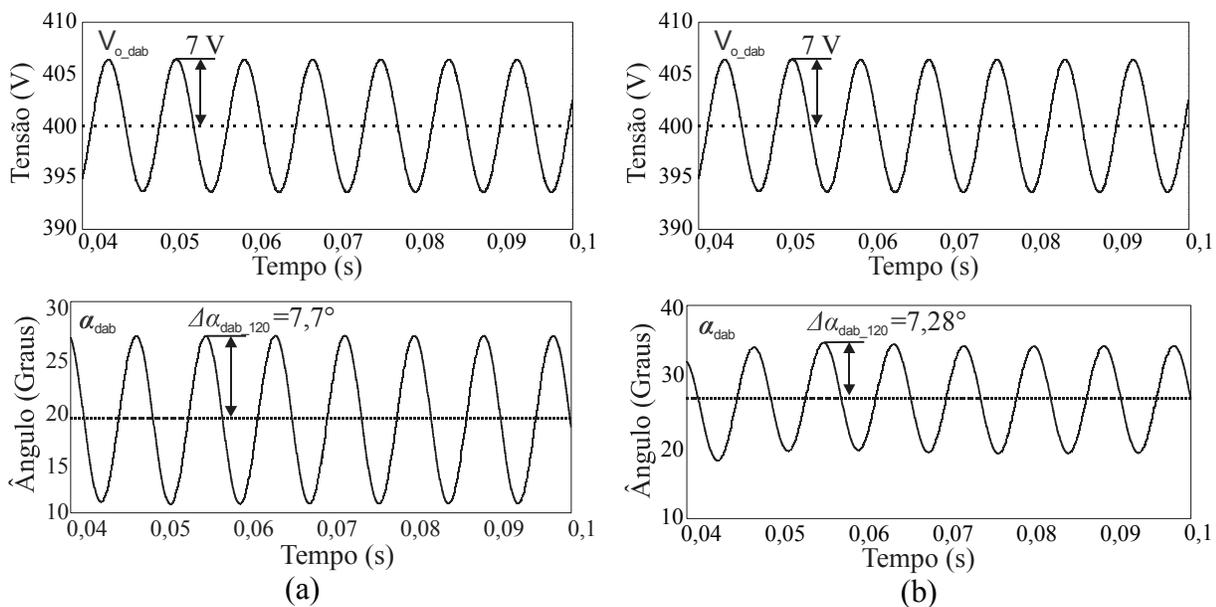
Fonte: Elaborada pelo autor.

Após a verificação da operação do DAB em malha fechada operando isoladamente, o mesmo é acoplado aos estágios retificador e inversor. Para este caso apenas a condição de carga nominal é considerada e é explorado somente o regime permanente, pois o objetivo principal é visualizar e destacar os impactos da componente alternada no comportamento das grandezas de tensão e corrente e no ângulo de defasagem. Aliado a isto, busca-se também reproduzir a atuação do filtro notch na atenuação dos impactos causados pela parcela alternada em baixa

frequência. Dessa maneira, o sistema total é simulado com o PI e PI-notch, sendo, então, comparados e discutidos os resultados encontrados.

O comportamento em regime permanente da tensão de saída  $V_{o\_dab}$  e do ângulo de defasagem  $\alpha_{dab}$  gerado pelo sistema de controle e imposto ao DAB para as configurações de  $\alpha_{dab} = 20^\circ$  e  $\alpha_{dab} = 30^\circ$  são ilustrados na Figura 53. A tensão de saída apresenta ondulações sustentadas de 7 V em torno do seu nível CC de 400 V. Visualizando as formas de onda do ângulo de defasagem gerado, observa-se a presença da componente alternada sobreposta ao nível CC. Tal resultado é condizente com a teoria apresentada previamente acerca da influência da parcela em baixa frequência no comportamento de  $\alpha_{dab}$ , ilustrado na Figura 37.

Figura 53 – Resultados de simulação do conversor DAB acoplado aos estágios retificador e inversor com controlador PI: (a) Tensão de saída  $V_{o\_dab}$  e ângulo de defasagem gerado para  $\alpha_{dab} = 20^\circ$ ; (b) tensão de saída  $V_{o\_dab}$  e ângulo de defasagem gerado  $\alpha_{dab} = 30^\circ$ .

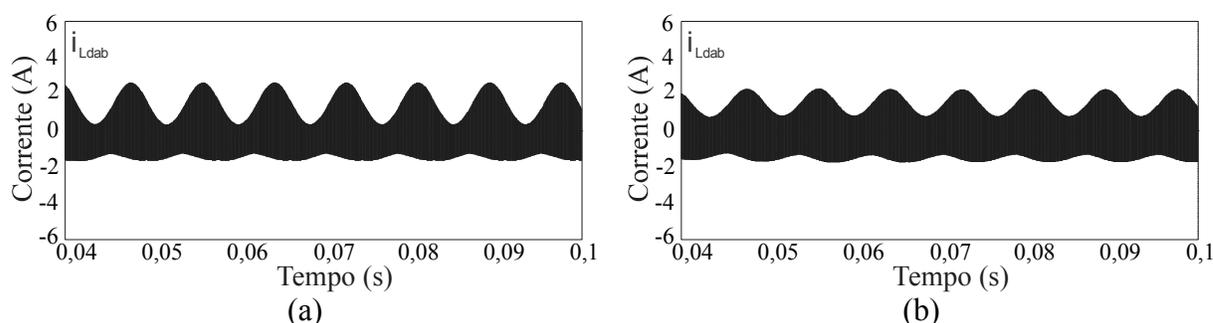


Fonte: Elaborada pelo autor.

Para as especificações de potência e controle assumidas, a análise baseada nos gráficos da Figura 47 mostra que a ondulação  $\Delta\alpha_{dab}(t)$  atingirá um valor máximo de  $7,5^\circ$ . Este resultado se reproduziu com uma boa precisão nas formas de onda do ângulo de defasagem. Para o primeiro caso, os valores médio e de pico de  $\alpha_{dab}$  atingiram aproximadamente  $18,57^\circ$  e  $26,36^\circ$ , respectivamente, resultando  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  de  $7,7^\circ$ . Por sua vez, com o segundo caso em teste, os valores médio e pico assumiram  $27,6^\circ$  e  $34,8^\circ$ , respectivamente, o que conduziu  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  a  $7,28^\circ$ .

O impacto da parcela alternada na corrente através da indutância de transferência de potência pode ser visualizado na Figura 54. O pico da corrente é substancialmente amplificado, como expresso na Figura 38, sendo o valor de final em torno de 2,3 A. Assim, verifica-se o ponto relativo à modificação do formato da corrente. Apesar de ter um bom desempenho e garantir erro nulo em regime permanente, o controlador PI não é apto a atenuar os efeitos negativos gerados pela dinâmica adicional da parcela alternada em baixa frequência existente.

Figura 54 - Resultados de simulação do conversor DAB acoplado aos estágios retificador e inversor com controlador PI: (a) Corrente através da indutância de transferência de potência para  $\alpha_{dab} = 20^\circ$ ; (b) corrente através da indutância de transferência de potência para  $\alpha_{dab} = 30^\circ$ .



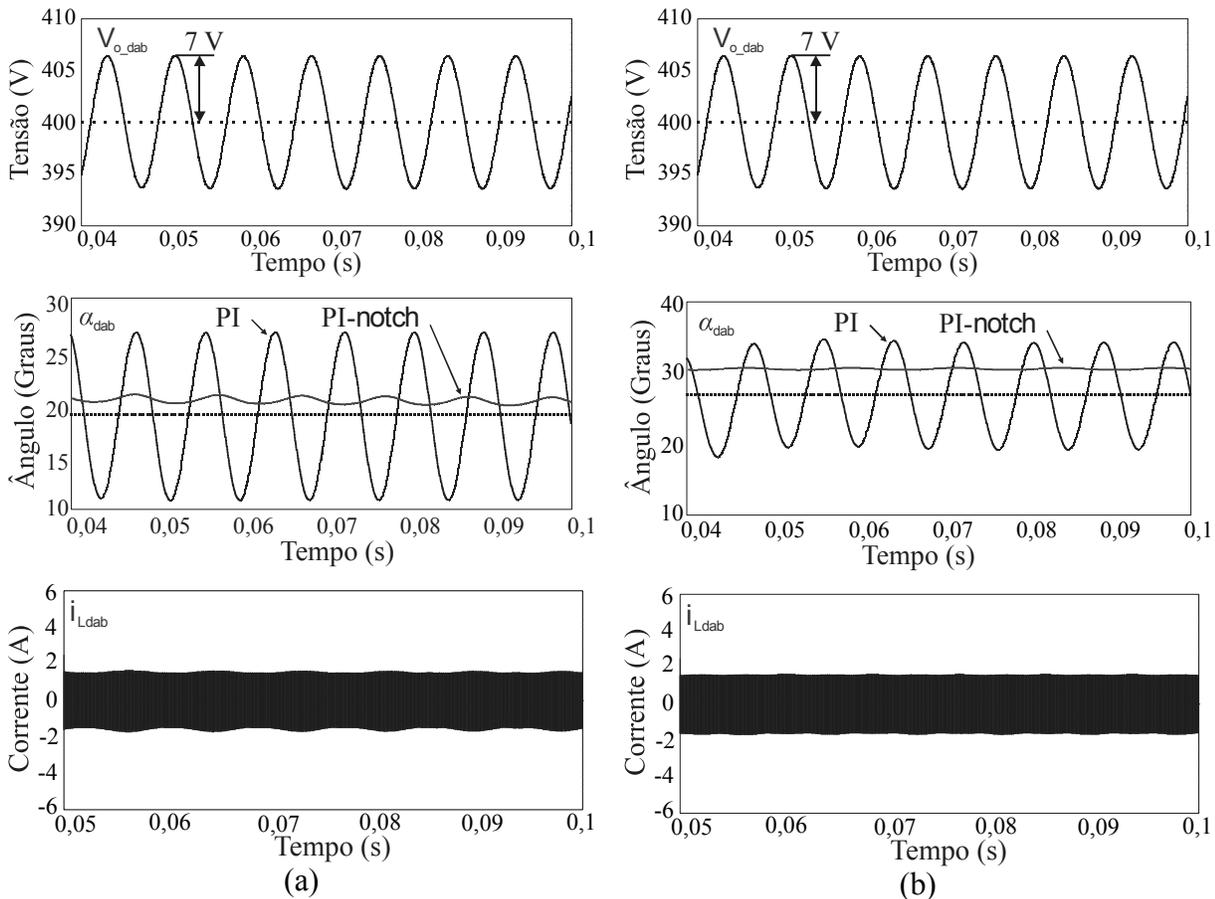
Fonte: Elaborada pelo autor.

O sistema foi novamente simulado com a adição do filtro notch a parcela PI do controlador. As especificações de frequência de cruzamento e margem de fase são mantidas, como exposto na seção de projeto do sistema de controle. Os principais resultados de simulação são ilustrados na Figura 55. As ondulações na tensão do barramento, por depender basicamente dos valores das capacitâncias adotadas, mantém-se em torno de 7 V. As formas de onda do ângulo de defasagem obtidas são sobrepostas àquelas dos resultados de simulação para o PI. Comparando-as, observa-se que, em ambos os casos, a ondulação em torno do nível CC do ângulo, situados em torno de  $21,5^\circ$  e  $30,8^\circ$ , foi fortemente atenuada. Para o controlador PI-notch projetado (atenuação de -30 dB),  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  permaneceu inferior a  $1^\circ$ .

Na Figura 55 também são ilustradas as correntes através da indutância  $L_{dab}$ . A envoltória de baixa frequência, que se destacava devido à amplificação do valor máximo, é consideravelmente suprimida pela ação do filtro notch. Através da simulação computacional do sistema em estudo, foi possível comprovar a teoria e a representação matemática expostas em relação à quantificação da ondulação  $\Delta\alpha_{dab}(t)$  e da importância dos ajustes dos parâmetros de potência e controle para regular a região excursionada por  $\alpha_{dab}$  ao longo da operação do

conversor DAB. Além disso, a eficácia do filtro **notch** para a rejeição da parcela oscilatória em 120 Hz e atenuação dos seus impactos no ângulo de defasagem foi verificada.

Figura 55 – Resultados de simulação do conversor DAB acoplado aos estágios retificador e inversor com controlador PI-**notch** para: (a)  $\alpha_{dab} = 20^\circ$ ; (b)  $\alpha_{dab} = 30^\circ$ .



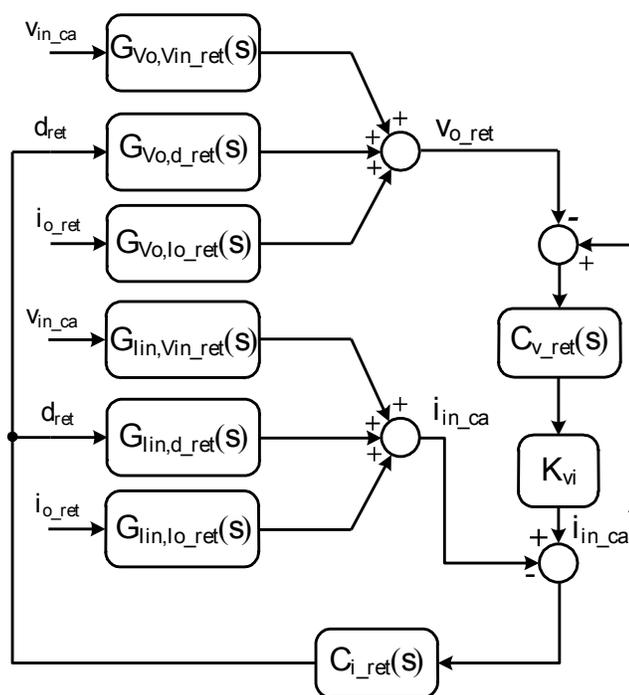
Fonte: Elaborada pelo autor.

Um sistema projetado para operar com o filtro **notch** apresentará maior flexibilidade para especificação de seus parâmetros. As faixas de valores para o ângulo nominal de defasagem e a capacitância serão estendidas, por exemplo. Isso porque não haverá a necessidade de capacitâncias tão elevadas para redução das ondulações no barramento e de ângulos baixos para atenuar o ganho em torno de 120 Hz. Ou ainda adotar uma frequência de cruzamento baixa, que influencia a dinâmica do sistema durante transitórios de cargas, devido à imposição ao DAB de um ângulo de projeto próximo ao limite máximo recomendável na literatura.

### 3.4 ANÁLISE DA IMPEDÂNCIA DE SAÍDA DO RETIFICADOR FULL-BRIDGE

Com as funções de transferência definidas e os controladores das malhas de tensão e corrente projetados, é realizada a análise de impedância do retificador full-bridge. Inicialmente, a função de transferência relacionada à impedância de saída em malha fechada do retificador,  $Z_{o\_ret}(s)$ , é obtida. Para este estágio, apenas a impedância de saída é importante para o estudo do acoplamento ao conversor DAB e da estabilidade do barramento capacitivo primário. O diagrama de blocos completo do retificador é ilustrado na Figura 56. Os sinais de entrada e saída dos blocos das funções de transferência simbolizados por letras minúsculas representam a parcela de pequenos sinais da respectiva grandeza elétrica envolvida. Aplicando o princípio da superposição, os sinais  $v_{in\_ca}$  e  $v_{o\_ret}^*$  são desprezados para a determinação da impedância de saída  $Z_{o\_ret}(s)$ . Assim, o diagrama de blocos é simplificado de modo que seja obtida a função de transferência que relaciona  $v_{o\_ret}$  e  $i_{o\_ret}$ .

Figura 56 – Diagrama de blocos completo do retificador full-bridge.



Fonte: Elaborada pelo autor.

De acordo com o diagrama de blocos apresentado, o sinal modulante  $d_{ret}$  é dado por:

$$d_{ret} = (-i_{in\_ca} - v_{o\_ret} C_{v\_ret}(s) K_{vi}) C_{i\_ret}(s) \quad (68)$$

O sinal referente à corrente alternada de entrada através do indutor de filtro  $L_{ret}$ ,  $i_{in\_ca}$ , é definido por:

$$i_{in\_ca} = d_{ret} G_{lin,d\_ret}(s) + i_{o\_ret} G_{lin,lo\_ret}(s) \quad (69)$$

Substituindo (69) em (68), pode-se encontrar a equação que relaciona  $d_{ret}$  a  $i_{o\_ret}$  e  $v_{o\_ret}$ :

$$d_{ret} = \frac{-i_{o\_ret} C_{i\_ret}(s) G_{lin,lo\_ret}(s) - v_{o\_ret} C_{i\_ret}(s) C_{v\_ret}(s) K_{vi}}{1 + C_{i\_ret}(s) G_{lin,d\_ret}(s)} \quad (70)$$

Ainda para a obtenção de  $Z_{o\_ret}(s)$ , é definido o sinal relativo à tensão de saída  $v_{o\_ret}$ :

$$v_{o\_ret} = d_{ret} G_{Vo,d\_ret}(s) + i_{o\_ret} G_{Vo,lo\_ret}(s) \quad (71)$$

Então, substituindo (70) e (71), obtém-se:

$$v_{o\_ret} = \frac{-i_{o\_ret} C_{i\_ret}(s) G_{lin,lo\_ret}(s) - v_{o\_ret} C_{i\_ret}(s) C_{v\_ret}(s) K_{vi}}{1 + C_{i\_ret}(s) G_{lin,d\_ret}(s)} G_{Vo,d\_ret}(s) + i_{o\_ret} G_{Vo,lo\_ret}(s) \quad (72)$$

Manipulando a equação anterior, de modo que  $v_{o\_ret}$  e  $i_{o\_ret}$  sejam postos em evidência, e realizando as transformações para o domínio da frequência através da transformada de Laplace, a equação que define a impedância  $Z_{o\_ret}(s)$  é encontrada:

$$Z_{o\_ret}(s) \Big|_{v_{in\_ca}=v_{o\_ret}^*=0} = \frac{G_{Vo,lo\_ret}(s) (1 + C_{i\_ret}(s) G_{lin,d\_ret}(s)) - C_{i\_ret}(s) G_{lin,lo\_ret}(s) G_{Vo,d\_ret}(s)}{1 + C_{i\_ret}(s) G_{lin,d\_ret}(s) + C_{i\_ret}(s) C_{v\_ret}(s) G_{Vo,d\_ret}(s) K_{vi}} \quad (73)$$

É preciso ressaltar que as funções de transferência do retificador aplicadas a equação de  $Z_{o\_ret}(s)$  são expressas para a condição a vazio, isto é, a carga resistiva de saída é desprezada, sendo considerada apenas a capacitância do barramento na saída do conversor. A equação (73) mostra que a resposta da impedância de saída em malha fechada do retificador está relacionada aos parâmetros do circuito de potência (funções de transferência dos modelos de pequenos sinais do retificador) e de controle (funções de transferência dos controladores). De modo a definir os parâmetros críticos relativos ao comportamento da resposta de  $Z_{o\_ret}(s)$ , são analisados os valores das tensões de entrada e saída, potência processada, indutância  $L_{ret}$ , capacitância  $C_{bus\_prim}$ , frequência de cruzamento e margem de fase.

A resposta em frequência de  $Z_{o\_ret}(s)$  é analisada, focando, primeiramente, nas amplitudes da tensão de entrada  $V_{in\_ca}$  e da tensão de saída  $V_{o\_ret}$ . A amplitude da tensão do barramento CC primário é critério de projeto, assim a definição de seu valor é realizada a partir dos requisitos de uma determinada aplicação. Por outro lado, a variação para a tensão CA de entrada é associada a regulamentação do PRODIST (Procedimentos de Distribuição elaborados pela ANEEL), havendo um limite permissível máximo e mínimo de 5%. O índice de modulação  $M_r$  expressa a relação entre o valor de pico da tensão CA de entrada e a tensão média do barramento CC de saída do retificador. Em um primeiro momento, o estudo da impedância  $Z_{o\_ret}(s)$  é conduzido considerando  $V_{in\_ca}$  constante e  $M_r$  variável, o que gera, por consequência, alterações na amplitude da tensão do barramento  $V_{o\_ret}$ . Para um estudo mais genérico, são definidas grandezas bases para a normalização das grandezas em análise, conforme:

$$V_{in\_rms,b} = V_{in\_rms} \quad (74)$$

$$V_{o\_ret,b} = V_{o\_ret} \quad (75)$$

$$M_{r,b} = \frac{V_{in\_rms,b} \sqrt{2}}{V_{o\_ret,b}} = M_r \quad (76)$$

Assim, para estudar como a variação da tensão do barramento CC primário afeta o comportamento de  $Z_{o\_ret}(s)$ , as variações do índice de modulação  $M_{r,var}$  e da tensão do barramento CC primário  $V_{o\_ret}$  são normalizadas, sendo dada:

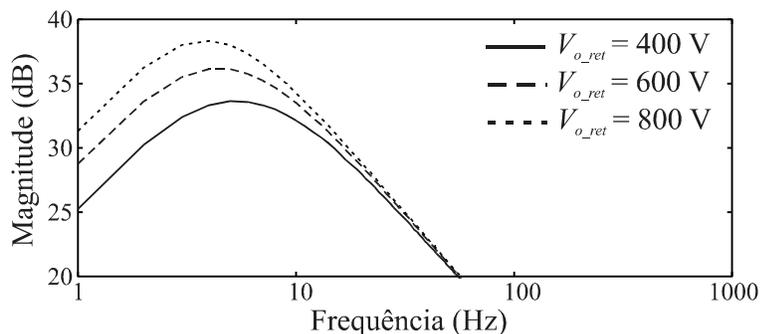
$$M_{r,norm} = \frac{M_{r,var}}{M_{r,b}} \quad (77)$$

$$V_{o\_ret,norm} = \frac{V_{o\_ret,var}}{V_{o\_ret,b}} \quad (78)$$

As especificações de potência assumidas para a representação matemática normalizada são expressos na Tabela 1. Os valores normalizados do índice de modulação adotados são 1, 0,5 e 0,667. Isso mostra que são consideradas condições em que há a redução de  $M_r$ , o que gera o aumento da amplitude da tensão do barramento CC de saída do retificador. Os valores resultantes normalizados da tensão  $V_{o\_ret}$  são 1, 1,5 e 2. Para tais condições, a tensão

equivalente do barramento é 400 V, 600 V e 800 V, respectivamente. Na Figura 57 são ilustradas as magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{o\_ret}(s)$  para as condições assumidas. As especificações de controle adotadas para a obtenção desses resultados são: frequência de cruzamento e margem de fase de 1000 Hz e  $60^\circ$  para o controlador P-Ressonante da malha de corrente; frequência de cruzamento e margem de fase de 12 Hz e  $90^\circ$  para o controlador PI da malha de tensão. Observa-se, com base no resultado encontrado, que a magnitude de  $Z_{o\_ret}(s)$  aumenta conforme a tensão do barramento CC primário aumenta devido a redução do índice de modulação (MADHUSOODHANAN et al., 2014). O pico da impedância  $Z_{o\_ret}(s)$  é diretamente proporcional a amplitude de  $V_{o\_ret}$ .

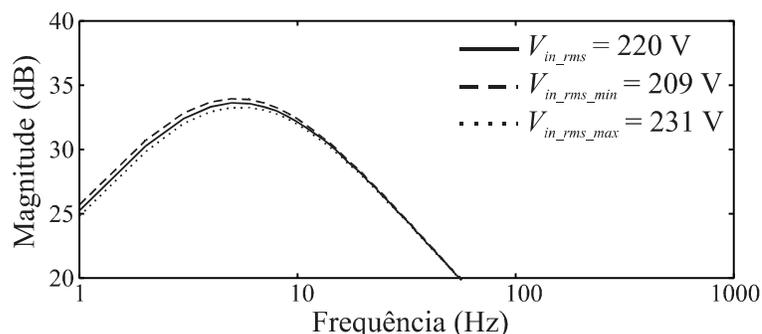
Figura 57 – Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{o\_ret}(s)$  variando a amplitude da tensão  $V_{o\_ret}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Analisando  $Z_{o\_ret}(s)$  em função da variação de  $V_{in\_ca}$ , a amplitude da tensão do barramento é mantida constante. Devido à variação da tensão de entrada estar associada aos limites permissíveis do PRODIST, o índice de modulação é adequado de acordo com  $V_{in\_ca}$  máximo e mínimo. Respeitando a imposição do limite de  $\pm 5\%$ , o que resulta em valores de  $V_{in\_rms}$  normalizados de 1, 1,05 e 0,95, são obtidas as magnitudes de  $Z_{o\_ret}(s)$  para as condições nominal, máxima e mínima de  $V_{in\_rms}$ , sendo o resultando apresentado na Figura 58. Percebe-se que a magnitude da impedância de saída do retificador é maior para a condição mínima de tensão de entrada, configurando que  $Z_{o\_ret}(s)$  é inversamente proporcional a amplitude de  $V_{in\_ca}$ . A análise exposta revelou o comportamento contrário das variações das amplitudes das tensões  $V_{in\_ca}$  e  $V_{o\_ret}$  em relação a magnitude de  $Z_{o\_ret}(s)$ , uma vez que se relacionam de modo inversamente e diretamente proporcional, respectivamente.

Figura 58 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{o\_ret}(s)$  variando a amplitude da tensão  $V_{in\_ca}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para a análise do impacto da variação do fluxo de potência na impedância  $Z_{o\_ret}(s)$ , considera-se que o retificador transfere potência a uma carga resistiva, sendo os modelos de pequenos sinais aplicados a  $Z_{o\_ret}(s)$  aqueles mostrados nas equações de (13) a (17). Por meio da alteração do valor da resistência de carga, é possível variar o fluxo de potência através do conversor. Para tanto, é definida a grandeza base de potência:

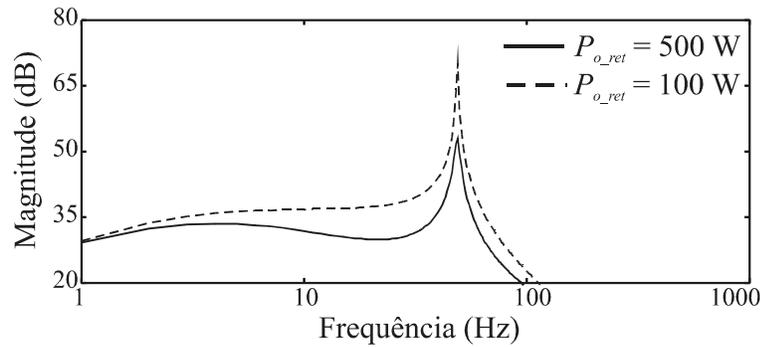
$$P_{o\_ret,b} = P_{o\_ret} \quad (79)$$

O valor de potência é normalizado em função de  $P_{o\_ret,b}$  de acordo com:

$$P_{o\_ret,norm} = \frac{P_{o\_ret,var}}{P_{o\_ret,b}} \quad (80)$$

As especificações de potência da Tabela 1 são mantidas. Com isso, os valores resultantes de potência normalizados adotados são 0,2 e 1, equivalentes a 100 W e 500 W. Para as especificações de controle já estabelecidas, na Figura 59 são ilustradas as magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{o\_ret}(s)$ . Para a condição onde mais potência é processada, o pico de magnitude da impedância  $Z_{o\_ret}(s)$  é menor. Isso ocorre porque quando o retificador processa mais potência, o ponto de operação de corrente de saída,  $i_{o\_ret}$ , alcança um valor maior (amplitude da corrente é amplificada). Como consequência, a magnitude da impedância  $Z_{o\_ret}(s)$  tende a diminuir (KHAZRAEI et al., 2014).

Figura 59 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{o\_ret}(s)$  variando o fluxo de potência.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para finalizar as análises dos parâmetros do circuito de potência, a indutância  $L_{ret}$  e a capacitância  $C_{bus\_prim}$  são abordadas. As variações de  $L_{ret}$  e  $C_{bus\_prim}$  não implicam na alteração do ponto de operação do conversor, mas em uma variação paramétrica da planta. A alteração do valor de  $C_{bus\_prim}$  tende a impactar nas especificações de desempenho do sistema de controle e modificar o desempenho da resposta transitória da tensão do barramento CC primário. Dessa forma, para cada caso a ser analisado de  $C_{bus\_prim}$ , o controlador de tensão é reprojetoado para garantir que as especificações de controle fixados previamente sejam atendidas em todos os casos. Assim como nas análises anteriores, é definida a grandeza base de capacitância:

$$C_{bus\_prim,b} = C_{bus\_prim} \quad (81)$$

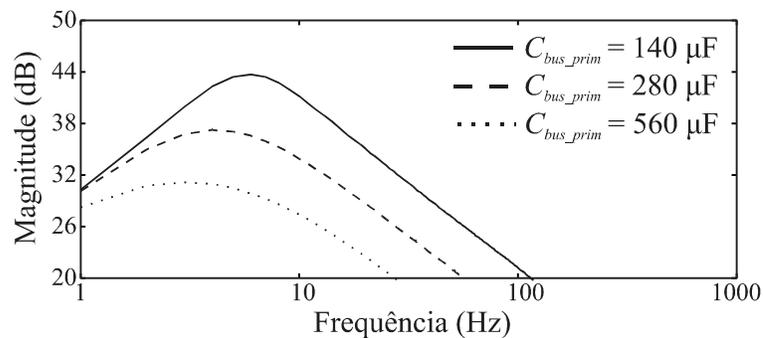
Com base nas especificações da Tabela 1, os valores normalizadas de capacitância em relação a  $C_{bus\_prim,b}$  fixados para analisar o impacto da variação da capacitância em  $Z_{o\_ret}(s)$  são 0,5, 1 e 2. A Figura 60 reproduz os resultados encontrados. À medida que a capacitância aumenta, a magnitude de  $Z_{o\_ret}(s)$  é reduzida, atenuando consideravelmente o pico da impedância. Isto é, o pico da impedância de saída é inversamente proporcional ao valor da capacitância do barramento (ABE et al., 2006). Esta conclusão é de extrema importante para a análise das interações entre os conversores, como será discutido adiante na seção voltada a análise de estabilidade da estrutura.

A variação de  $L_{ret}$  não afeta as especificações de desempenho do sistema de controle, tendo em vista que a sua função limita-se a tarefa de filtro para ruídos de alta frequência. O valor da indutância é modificado através da ondulação de corrente  $\Delta I_{L_{ret}}$ . Para este estudo, a grandeza base é:

$$\Delta I_{L_{ret,b}} = \Delta I_{L_{ret}} \quad (82)$$

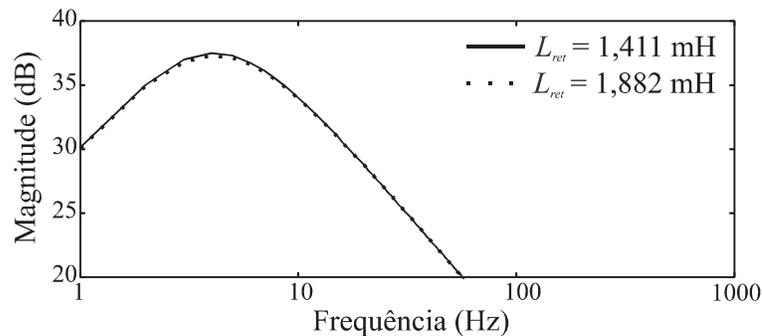
Os valores normalizados atribuídos a  $\Delta I_{L_{ret}}$  são 1 e 1,333, resultando que  $L_{ret}$  é igual a 1,882 mH e 1,411 mH, respectivamente. Para as duas condições, as magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{o\_ret}(s)$  são apresentadas na Figura 61. O controlador é mantido para ambos os casos. Percebe-se que a variação de  $L_{ret}$  não impacta no comportamento da resposta em frequência da impedância de saída do retificador.

Figura 60 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{o\_ret}(s)$  variando o valor da capacitância  $C_{bus\_prim}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 61 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{o\_ret}(s)$  variando o valor da indutância  $L_{ret}$ .



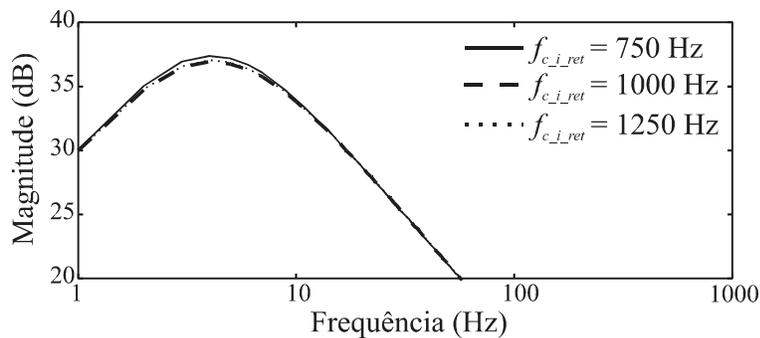
Fonte: Elaborada pelo autor.

Com as análises dos parâmetros de potência finalizadas, é ainda necessário estudar os impactos dos parâmetros de controle no comportamento da resposta de  $Z_{o\_ret}(s)$ . Primeiramente, as frequências de cruzamento dos controladores das malhas de tensão e corrente são analisadas. Na Figura 62 são ilustradas as magnitudes das respostas em frequência da impedância de saída do retificador para diferentes valores de frequência de

cruzamento do controlador da malha de corrente, representada por  $f_{c\_i\_ret}$ . Os valores de  $f_{c\_i\_ret}$  são definidos com base em variações positiva e negativa de 12,5% do valor de 1000 Hz. Percebe-se que para as três condições adotadas não há qualquer alteração na magnitude de  $Z_{o\_ret}(s)$ . As magnitudes de  $Z_{o\_ret}(s)$  considerando variações na frequência de cruzamento do controlador da malha de tensão, simbolizada por  $f_{c\_v\_ret}$ , são apresentadas na Figura 63. As variações de  $f_{c\_v\_ret}$  são determinadas com base em 10 Hz. Observa-se que à medida que a frequência diminui, maior é o pico de magnitude da impedância de saída em baixa frequência (KRISHNAMURTHY; AYYANAR, 2008a). Portanto, a frequência de cruzamento do controlador da malha de tensão é inversamente proporcional ao pico da magnitude de  $Z_{o\_ret}(s)$ .

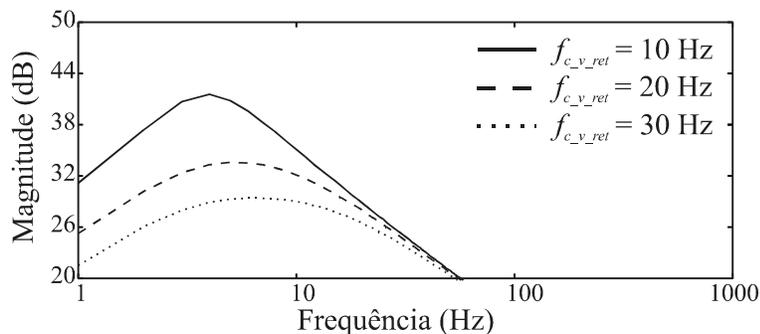
O outro parâmetro de controle a ser analisado é a margem de fase. A alteração da margem de fase dos controladores influencia apenas a posição dos polos e zeros introduzidos, não tendo qualquer mudança de ganho. Isso implica que a magnitude da resposta de  $Z_{o\_ret}(s)$  não apresentará alterações consideráveis com mudanças nas margens de fase dos

Figura 62 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{o\_ret}(s)$  variando a frequência de cruzamento do controlador da malha de corrente do retificador  $f_{c\_i\_ret}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 63 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{o\_ret}(s)$  variando a frequência de cruzamento do controlador da malha de tensão do retificador  $f_{c\_v\_ret}$ .



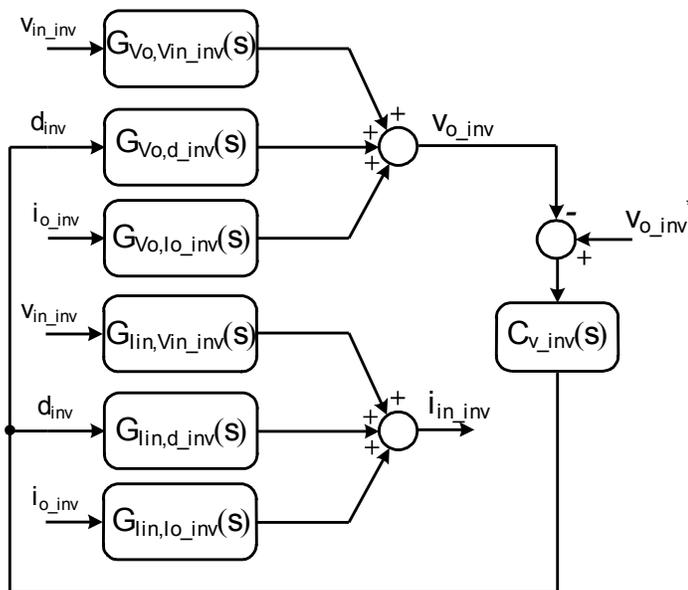
Fonte: Elaborada pelo autor.

controladores, podendo, então, desprezá-las (MADHUSOODHANAN et al., 2014; TIAN et al., 2015a).

### 3.5 ANÁLISE DA IMPEDÂNCIA DE ENTRADA DO INVERSOR FULL-BRIDGE

A análise de impedância do inversor full-bridge é realizada de forma semelhante a do retificador. Para o estágio inversor somente a impedância de entrada em malha fechada,  $Z_{in\_inv}(s)$  é investigada, pois somente esta é importante para o estudo do acoplamento ao conversor DAB e da estabilidade do barramento capacitivo secundário. O diagrama de blocos completo do inversor é ilustrado na Figura 64. A função de transferência de  $Z_{in\_inv}(s)$ , que relaciona  $v_{in\_inv}$  e  $i_{in\_inv}$ , é obtida a partir da aplicação do princípio da superposição e simplificação do diagrama de blocos com  $i_{o\_inv}$  e  $v_{o\_inv}^*$  nulos. A notação em relação a representação de pequenos sinais utilizada na obtenção da impedância do retificador também é aplicada no diagrama de blocos da Figura 64.

Figura 64 - Diagrama de blocos completo do inversor full-bridge.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O sinal modulante  $d_{inv}$  e o sinal referente à tensão de saída  $v_{o\_inv}$  são obtidos a partir do diagrama de blocos, sendo dados, respectivamente, por:

$$d_{inv} = -v_{o\_inv} C_{v\_inv}(s) \quad (83)$$

$$v_{o\_inv} = v_{in\_inv} G_{Vo,Vin\_inv}(s) + d_{inv} G_{Vo,d\_inv}(s) \quad (84)$$

Substituindo (84) em (83), obtém-se:

$$\frac{d_{inv}}{C_{v\_inv}(s)} = v_{in\_inv} G_{Vo,Vin\_inv}(s) + d_{inv} G_{Vo,d\_inv}(s) \quad (85)$$

Rearranjando a última equação, é obtida a relação entre  $v_{in\_inv}$  e  $d_{inv}$ :

$$d_{inv} = \frac{v_{in\_inv} C_{v\_inv}(s) G_{Vo,Vin\_inv}(s)}{(-1 - C_{v\_inv}(s) G_{Vo,d\_inv}(s))} \quad (86)$$

A equação que define o sinal referente à corrente de entrada  $i_{in\_inv}$  é dada por:

$$i_{in\_inv} = v_{in\_inv} G_{lin,Vin\_inv}(s) + d_{inv} G_{lin,d\_inv}(s) \quad (87)$$

Substituindo (86) em (87), a equação resultante depende apenas de  $v_{in\_inv}$  e  $i_{in\_inv}$ :

$$i_{in\_inv} = v_{in\_inv} G_{lin,Vin\_inv}(s) + \frac{v_{in\_inv} C_{v\_inv}(s) G_{Vo,Vin\_inv}(s)}{(-1 - C_{v\_inv}(s) G_{Vo,d\_inv}(s))} G_{lin,d\_inv}(s) \quad (88)$$

Manipulando (88) e realizando as operações matemáticas de Laplace para a transformada ao domínio da frequência, a equação que define a impedância  $Z_{in\_inv}(s)$  é encontrada:

$$Z_{in\_inv}(s) \Big|_{i_{o\_inv}=v_{o\_inv}^*=0} = \frac{(-1 - C_{v\_inv}(s) G_{Vo,d\_inv}(s))}{C_{v\_inv}(s) G_{Vo,Vin\_inv}(s) G_{lin,d\_inv}(s) + G_{lin,Vin\_inv}(s) (-1 - C_{v\_inv}(s) G_{Vo,d\_inv}(s))} \quad (89)$$

É relevante frisar que, para a determinação da impedância de entrada do inversor, a resistência de carga  $R_{o\_inv}$  não deve ser desprezada e sua dinâmica refletida nos modelos de pequenos sinais do inversor. Portanto, as funções de transferência utilizadas na equação da impedância são aquelas expressas de (23) à (27). Mais uma vez, a equação de impedância mostra que os parâmetros do circuito de potência e de controle afetam sua resposta. Assim, os mesmos parâmetros estabelecidos na seção alusiva ao retificador são analisados.

A impedância de entrada do inversor é primeiramente analisada em função das amplitudes da tensão de entrada  $V_{in\_inv}$  e da tensão de saída  $V_{o\_inv}$ . A metodologia aplicada é idêntica a utilizada no estudo dos impactos das tensões relacionadas ao retificador em  $Z_{o\_ret}(s)$ .

Assim, são definidas as grandezas bases para a normalização das tensões e do índice de modulação  $M_i$ :

$$V_{in\_inv,b} = V_{in\_inv} \quad (90)$$

$$V_{o\_inv,b} = V_{o\_rms} \quad (91)$$

$$M_{i,b} = \frac{V_{o\_rms,b} \sqrt{2}}{V_{in\_inv,b}} = M_i \quad (92)$$

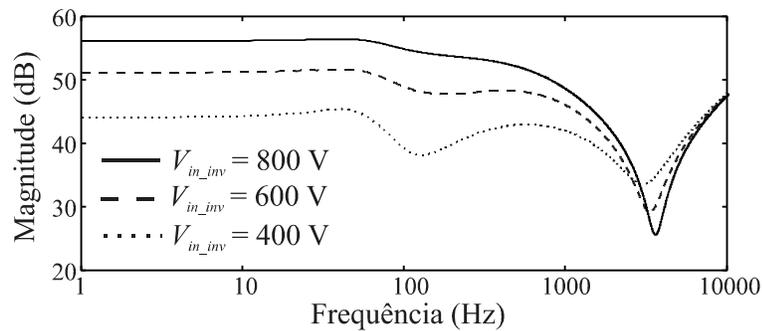
A variação da amplitude da tensão do barramento CC secundário é feita a partir do índice de modulação, considerando  $V_{o\_inv}$  constante. Como mencionado previamente, a tensão do barramento é um critério de projeto e seu valor pode variar de acordo com a aplicação. Tomando como referência as especificações de potência da Tabela 3, os valores normalizados assumidos para o índice de modulação são 1, 0,5 e 0,667. As condições definidas são idênticas àquelas do retificador, resultando que a tensão do barramento atinge 400 V, 600 V e 800 V. Na Figura 65 são ilustradas as magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{in\_inv}(s)$  para as condições fixadas. Para a elaboração desses resultados foram adotadas as seguintes especificações de controle: frequência de cruzamento e margem de fase de 200 Hz e 60° para o controlador PI-Ressonante da malha de controle de tensão.

Previamente foi exposto que a impedância de entrada de conversores realimentados apresenta a característica de resistência negativa na faixa de frequência delimitada pela banda passante do circuito de controle. Observa-se na Figura 65 que a magnitude plana de  $Z_{in\_inv}(s)$ , cujo módulo representa o valor da resistência negativa, estende-se até o ponto de frequência limitado pelo primeiro vale de ganho, que corresponde à banda passante do sistema de controle. Por meio da equação (11), tem-se que quanto maior a tensão CC do barramento (equivalente à tensão de entrada do inversor  $V_{in\_inv}$ ), maior a magnitude da impedância de entrada quando esta é governada pela característica de resistência negativa. Este comportamento pode ser observado na Figura 65. Diante disto, a amplitude da tensão do barramento CC secundário é diretamente proporcional a magnitude da impedância  $Z_{in\_inv}(s)$ .

Mantendo a amplitude da tensão do barramento CC secundário constante, é investigado o impacto da variação de  $V_{o\_inv}$  no comportamento de  $Z_{in\_inv}(s)$ . Os valores normalizados de  $V_{o\_rms}$  de acordo com os limites permissíveis são 1, 1,05 e 0,95. Na Figura 66 são apresentadas as magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{in\_inv}(s)$  obtidas. À medida

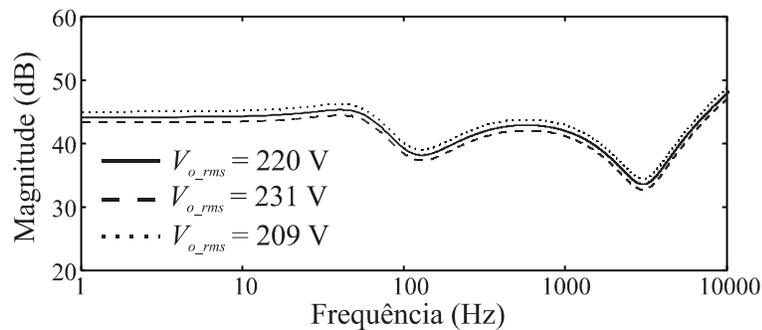
que a amplitude da tensão de saída diminui, maior é a magnitude da impedância de entrada do inversor. Assim, de forma contrária a tensão  $V_{in\_inv}$ , a amplitude da tensão CA de saída é inversamente proporcional a magnitude da impedância  $Z_{in\_inv}(s)$ .

Figura 65 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{in\_inv}(s)$  variando a amplitude da tensão  $V_{in\_inv}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 66 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{in\_inv}(s)$  variando a amplitude da tensão  $V_{o\_inv}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

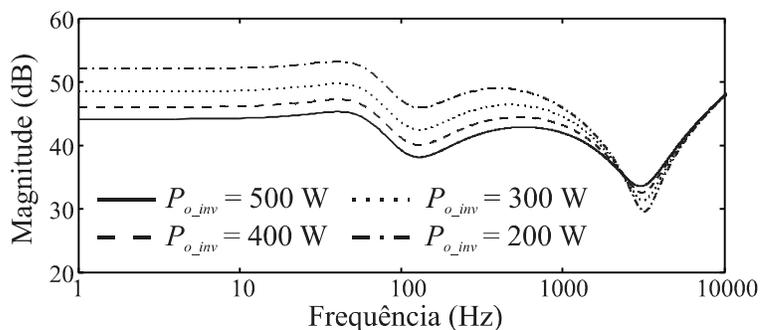
Tal como as tensões de entrada e saída, o fluxo de potência circulante pelo conversor também pode influenciar no comportamento da magnitude da impedância de entrada do inversor. A potência base é definida como:

$$P_{o\_inv,b} = P_{o\_inv} \quad (93)$$

Os valores de potência normalizados em função de  $P_{o\_inv,b}$  adotados são 0,4, 0,6, 0,8 e 1, com base nas especificações da Tabela 3. As magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{in\_inv}(s)$  encontradas, sendo as especificações de controle iguais ao estudo das tensões, são

reproduzidas na Figura 68. De forma inversa a amplitude da tensão do barramento CC secundário, quanto maior o fluxo de potência circulante no conversor, menor é a magnitude da impedância de entrada na faixa de frequência associada a banda passante do sistema de controle, sendo assim, fatores inversamente proporcionais. Este resultado também refere-se a representação matemática da equação (11).

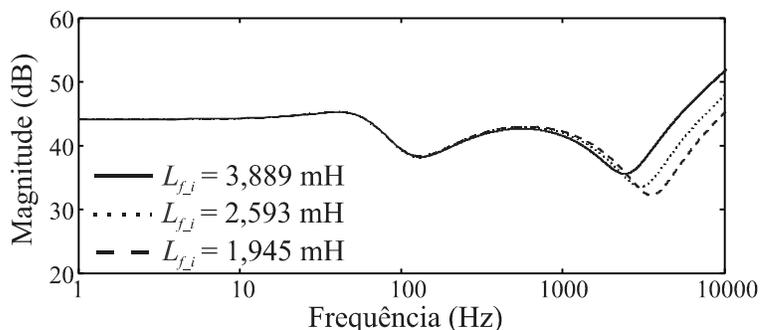
Figura 68 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{in\_inv}(s)$  variando o fluxo de potência.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Agora, os elementos reativos do filtro de saída,  $L_{f\_i}$  e  $C_{f\_i}$ , são analisados. A variação da indutância e da capacitância é interpretada como uma variação paramétrica da planta. O controlador da malha de tensão do inversor foi projetado para obter ganho elevado em baixas frequências, de modo que o sistema de controle fosse robusto a variações paramétricas na planta controlada. Assim, para os casos a serem explorados, os parâmetros de controle e o compensador, já definidos, são mantidos. A variação no valor da indutância de filtro é realizada por intermédio de  $\Delta L_{fi}$ , sendo a ondulação base de :

Figura 67 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{in\_inv}(s)$  variando o valor da indutância  $L_{f\_i}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

$$\Delta I_{L_{fi,b}} = \Delta I_{L_{fi}} \quad (94)$$

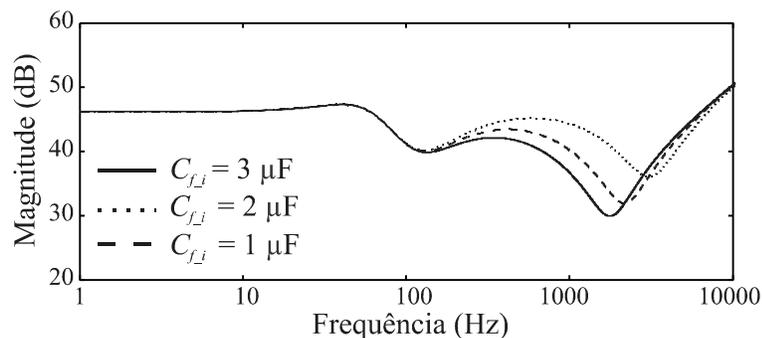
Com base nas especificações da Tabela 3, são definidos os seguintes valores normalizados para a ondulação de corrente, 0,6667, 1 e 1,333. Os valores de indutâncias resultantes são 3,889 mH, 2,593 mH e 1,945 mH, respectivamente. Para as condições estimas, as magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{in\_inv}(s)$  são ilustradas na Figura 67.

Para o estudo de  $C_{f\_i}$ , define-se como capacitância base:

$$C_{f\_i,b} = C_{f\_i} \quad (95)$$

Com isso, para analisar a influência da variação da capacitância de filtro em  $Z_{in\_inv}(s)$  são adotados os valores normalizados de 1, 2 e 3, sendo os resultados obtidos reproduzidos na Figura 69. Observa-se que as variações da indutância e da capacitância de filtro não afetam a magnitude de  $Z_{in\_inv}(s)$  em baixa frequência. O ponto em comum aos dois casos é o impacto em torno do segundo vale de magnitude. Este vale é situado em torno da frequência de corte efetiva do filtro. Com as alterações nos valores de  $L_{f\_i}$  e  $C_{f\_i}$ , a frequência de corte efetiva também se altera, assim, o ponto onde ocorre o vale de ganho é deslocado no eixo da frequência.

Figura 69 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{in\_inv}(s)$  variando o valor da capacitância  $C_{f\_i}$ .



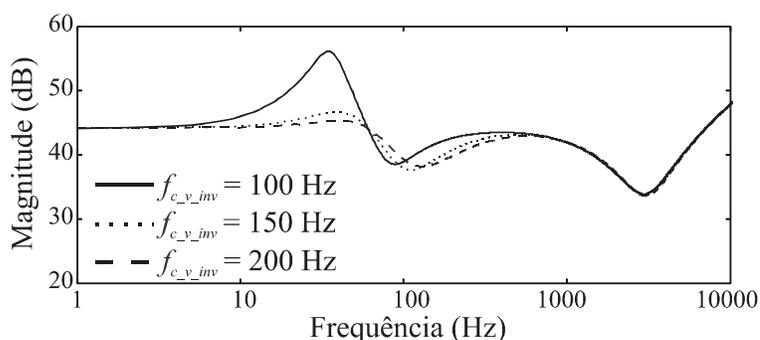
Fonte: Elaborada pelo autor.

Além disso, o nível de magnitude do vale de ganho também é alterado, sendo inversamente proporcional ao valor da indutância, quanto menor  $L_{f\_i}$  (maior ondulação de corrente), mais acentuado é o vale, e diretamente proporcional ao valor da capacitância, quanto maior  $C_{f\_i}$ , mais acentuado é o vale. Ainda é importante destacar que a variação da

indutância de filtro também impacta na resposta da impedância de entrada do inversor em alta frequência, além do segundo vale de ganho. Por outro lado, a variação da capacitância de filtro, não afeta o comportamento da impedância de entrada do inversor em alta frequência. Isso ocorre porque em alta frequência o capacitor se aproxima de um curto e a impedância é governada somente pela dinâmica da impedância da indutância (LEWIS et al., 1989; TAHIM, 2015).

Investigando, por fim, os parâmetros de controle, a impedância  $Z_{in\_inv}(s)$  é analisada para diferentes especificações de controle. Na Figura 70, as magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{in\_inv}(s)$  são apresentadas para três valores de frequência de cruzamento  $f_{c\_v\_inv}$  do controlador PI-Ressonante, 100 Hz, 150 Hz e 200 Hz. As variações positivas de 50% e 100% são determinadas com base no valor de 100 Hz estimado inicialmente. Percebe-se que  $f_{c\_v\_inv}$  interfere exclusivamente na faixa de frequência na qual a impedância possui a característica equivalente a de uma resistência negativa. Quanto maior  $f_{c\_v\_inv}$ , mais extensa é esta faixa de frequência.

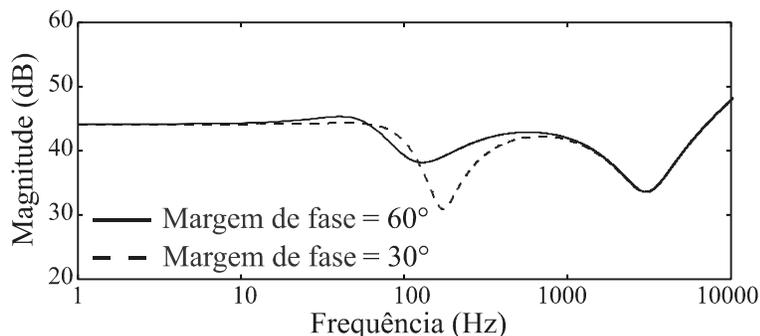
Figura 70 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{in\_inv}(s)$  variando a frequência de cruzamento do controlador da malha de tensão do inversor  $f_{c\_v\_inv}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Já na Figura 71 são ilustradas as magnitudes das respostas de  $Z_{in\_inv}(s)$  para as margens de fase de  $30^\circ$  e  $60^\circ$ , sendo  $f_{c\_v\_inv}$  fixado em 200 Hz. O impacto da margem de fase se restringe ao primeiro vale de ganho situado em torno da frequência de cruzamento do controlador. O valor da margem de fase é inversamente proporcional a profundidade do vale de ganho, isto é, quanto maior a margem de fase, menos acentuado é o vale (ZHANG et al., 2004).

Figura 71 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{in\_inv}(s)$  variando a margem de fase do controlador da malha de tensão do inversor.



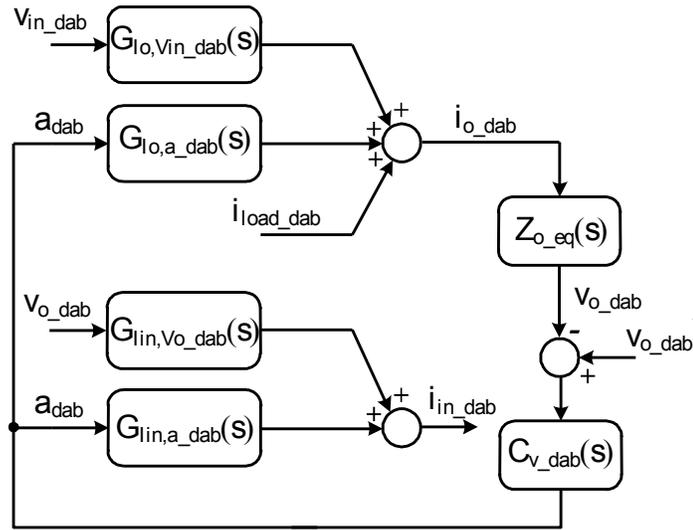
Fonte: Elaborada pelo autor.

Os resultados da impedância de entrada baseados nos parâmetros de controle permite estimar a banda passante e a margem de fase do sistema de controle mesmo desconhecendo as especificações de desempenho. Por exemplo, a localização do primeiro vale de ganho no eixo da frequência fornece a informação acerca da frequência de cruzamento. Junto a isto, a intensidade deste vale caracteriza o amortecimento da resposta transitória. Caso, o vale de ganho seja mais acentuado, o sistema de controle terá um baixo amortecimento devido a baixa margem de fase.

### 3.6 ANÁLISES DAS IMPEDÂNCIAS DO CONVERSOR DAB

A análise de impedância do conversor DAB é realizada a partir da determinação da função de transferência da impedância de entrada em malha fechada,  $Z_{in\_dab}(s)$ , e da impedância de saída em malha fechada,  $Z_{o\_dab}(s)$ . O DAB é acoplado aos estágios retificador e inversor, sendo assim necessárias as impedâncias de entrada e saída para o estudo dos acoplamentos aos respectivos estágios e análise da estabilidade dos barramentos capacitivos primário e secundário. A Figura 72 ilustra o diagrama de blocos completo do DAB, sendo a representação de pequenos sinais das grandezas de tensão e corrente expressa por letras minúsculas.

Figura 72 – Diagrama de blocos completo conversor DAB.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.6.1 Impedância de entrada em malha fechada do conversor DAB

A impedância de entrada  $Z_{in\_dab}(s)$  é definida por  $v_{in\_dab}$  e  $i_{in\_dab}$ . Pela aplicação do princípio da superposição,  $i_{load\_dab}$  e  $v_{o\_dab}^*$  são desconsiderados. Os sinais relativos ao ângulo de defasagem  $\alpha_{dab}$ , a corrente de entrada  $i_{in\_dab}$ , e a tensão de saída  $v_{o\_dab}$  são definidos, respectivamente, por:

$$\alpha_{dab} = -v_{o\_dab} C_{v\_dab}(s) \quad (96)$$

$$i_{in\_dab} = \alpha_{dab} G_{Iin,\alpha\_dab}(s) + v_{o\_dab} G_{Iin,V_o\_dab}(s) \quad (97)$$

$$v_{o\_dab} = (\alpha_{dab} G_{Io,\alpha\_dab}(s) + v_{in\_dab} G_{Io,Vin\_dab}(s)) Z_{o\_eq}(s) \quad (98)$$

Substituindo (96) em (98), é encontrada a equação que relaciona  $v_{o\_dab}$  e  $v_{in\_dab}$ :

$$v_{o\_dab} = (-v_{o\_dab} C_{v\_dab}(s) G_{Io,\alpha\_dab}(s) + v_{in\_dab} G_{Io,Vin\_dab}(s)) Z_{o\_eq}(s) \quad (99)$$

Manipulando (99), tem-se a seguinte relação:

$$v_{o\_dab} = v_{in\_dab} \frac{G_{Io,Vin\_dab}(s) Z_{o\_eq}(s)}{1 + C_{v\_dab}(s) G_{Io,\alpha\_dab}(s) Z_{o\_eq}(s)} \quad (100)$$

Para obter  $Z_{in\_dab}(s)$  as equações (96) e (100) são substituídas em (97), obtendo a equação que relaciona os sinais  $V_{in\_dab}$  e  $i_{in\_dab}$ :

$$i_{in\_dab} = V_{in\_dab} \frac{G_{Io,Vin\_dab}(s)Z_{o\_eq}(s)}{1 + C_{V\_dab}(s)G_{Io,\alpha\_dab}(s)Z_{o\_eq}(s)} (-C_{V\_dab}(s)G_{lin,\alpha\_dab}(s) + G_{lin,Vo\_dab}(s)) \quad (101)$$

Rearranjo a última equação, é encontrada a função de transferência da impedância de entrada em malha fechada do DAB:

$$Z_{in\_dab}(s) \Big|_{i_{load\_dab}=V_{o\_dab}^*=0} = \frac{1 + C_{V\_dab}(s)G_{Io,\alpha\_dab}(s)Z_{o\_eq}(s)}{G_{Io,Vin\_dab}(s)G_{lin,Vo\_dab}(s)Z_{o\_eq}(s) - G_{Io,Vin\_dab}(s)C_{V\_dab}(s)G_{lin,\alpha\_dab}(s)Z_{o\_eq}(s)} \quad (102)$$

A função  $Z_{o\_eq}(s)$  representa a impedância de saída conectada a saída do conversor DAB, sendo esta formada, para o caso da análise de  $Z_{in\_dab}(s)$ , pela impedância do capacitor do barramento secundário  $Z_{Cbus\_sec}(s)$  e a impedância de entrada em malha fechada do inversor, sendo definida por:

$$Z_{o\_eq}(s) = \frac{Z_{Cbus\_sec}(s)Z_{in\_inv}(s)}{Z_{Cbus\_sec}(s) + Z_{in\_inv}(s)} \quad (103)$$

Para a faixa de frequência limitada pela banda passante do sistema de controle, a impedância de entrada do inversor possui a dinâmica semelhante a de uma resistência negativa, onde seu valor numérico é equivalente a resistência de carga do DAB. É feita, então, a seguinte aproximação:

$$Z_{in\_inv}(s) = -R_{o\_dab} \quad (104)$$

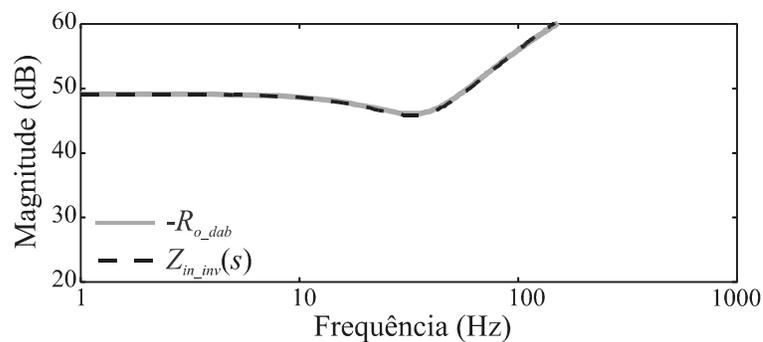
Com isso,  $Z_{o\_eq}(s)$  passa a ser definida pela combinação em paralelo da  $Z_{Cbus\_sec}(s)$  e de  $-R_{o\_dab}$ , tal como:

$$Z_{o\_eq}(s) = \frac{-R_{o\_dab}}{-R_{o\_dab}C_{bus\_sec}s + 1} \quad (105)$$

Para validar esta aproximação são obtidas as resposta em frequência de  $Z_{in\_dab}(s)$  considerando  $Z_{o\_eq}(s)$  das equações (103) e (105). Na Figura 73 são ilustrados os resultados encontrados. Observa-se que, apesar do comportamento da magnitude de  $Z_{in\_inv}(s)$  ser regido

pela resistência negativa em um faixa de frequência limitada, as magnitudes das respostas da impedância de entrada do DAB são equivalentes para todo o espectro de frequência analisado, sendo, então, validada a aproximação considerada. Para todo o estudo de  $Z_{in\_dab}(s)$  será aplicada a equação (105), pois possibilita simplificar as funções de transferência e facilita a obtenção das magnitudes. A análise do comportamento da magnitude da resposta em frequência da impedância  $Z_{in\_dab}(s)$  é realizada para os mesmos parâmetros de potência e de controle adotados para o retificador e para o inversor.

Figura 73 – Equivalência da magnitude de  $Z_{in\_dab}(s)$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

As condições impostas a amplitude da tensão  $V_{in\_dab}$  são iguais as definidas para  $V_{o\_ret}$  no estudo de  $Z_{o\_ret}(s)$ , uma vez que trata-se do mesmo ponto de tensão (barramento CC primário). O mesmo é válido para  $V_{o\_dab}$  em relação a  $V_{in\_inv}$ . As tensões de entrada e saída do DAB são relacionadas através do ganho de tensão  $M_{dab}$  e da relação de transformação  $n_{Tr}$ , como dado por:

$$M_{dab} = \frac{V_{o\_dab}}{V_{in\_dab} n_{Tr}} \quad (106)$$

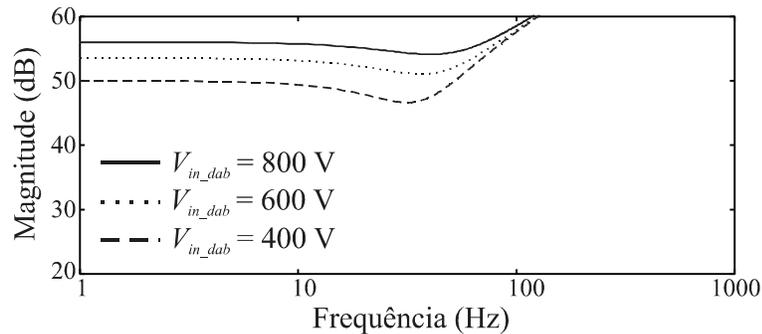
Para esta análise,  $M_{dab}$  e  $n_{Tr}$  são constantes e invariáveis. Portanto, qualquer variação na amplitude da tensão de entrada, ocasiona uma variação proporcional na tensão de saída. Diante disto, os estudos dos impactos das variações das amplitudes das tensões  $V_{in\_dab}$  e  $V_{o\_dab}$  no comportamento da magnitude de  $Z_{in\_dab}(s)$  são realizados em conjunto. Para a normalização são definidas como tensões bases:

$$V_{in\_dab,b} = V_{in\_dab} \quad (107)$$

$$V_{o\_dab,b} = V_{o\_dab} \quad (108)$$

Como são adotados as mesmas condições impostas a  $V_{o\_ret}$ , os valores normalizados da tensão  $V_{in\_dab}$  são 1, 1,5 e 2. Na Figura 74 são ilustradas as magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{in\_dab}(s)$  para as condições estabelecidas. Para a obtenção dos resultados foram utilizadas as especificações de potência da Tabela 2, configurando o sistema para  $\alpha_{dab} = 20^\circ$ . Por sua vez as especificações de controle adotadas assumidas foram: frequência de cruzamento e margem de fase de 50 Hz e  $60^\circ$  para o controlador PI da malha de regulação de tensão.

Figura 74 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{in\_dab}(s)$  variando a amplitude da tensão  $V_{in\_dab}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

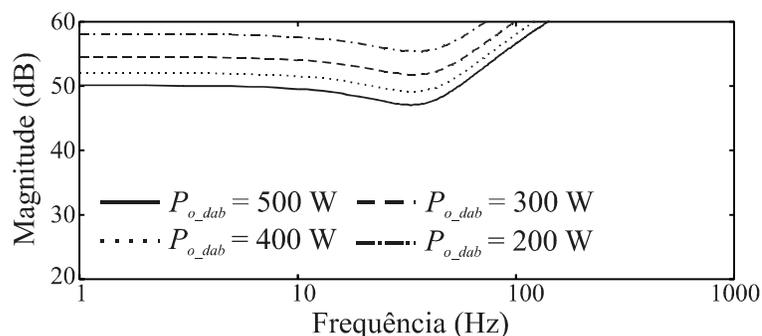
Focando, agora, na variação do fluxo de potência, é definida como a grandeza base de potência:

$$P_{o\_dab,b} = P_{o\_dab} \quad (109)$$

Mantendo as condições adotados no estudo da impedância do retificador, os valores de potência normalizados em função de  $P_{o\_dab,b}$  são 0,4, 0,6, 0,8 e 1, com base nas especificações da Tabela 2. Os resultados encontrados são apresentados na Figura 75. O estudo de  $Z_{in\_inv}(s)$  expôs de forma clara a relação entre a magnitude da impedância e a amplitude da tensão do barramento CC secundário e o fluxo de potência no conversor, descrita matematicamente pela equação (11). Como esperado, observa-se os impactos das variações da amplitude de  $V_{in\_dab}$  e do fluxo de potência na magnitude de  $Z_{in\_dab}(s)$  na região de frequência limitada pela banda passante do sistema de controle. À medida que a tensão diminui, menor a magnitude. Já para a variação do fluxo de potência, verificou-se que quanto maior a potência processada, menor é a magnitude. Com base na Figura 74 e na Figura 75, mostrou-se novamente que a amplitude da

tensão do barramento CC é diretamente proporcional à magnitude da impedância de entrada, enquanto que o valor da potência processada é inversamente proporcional, verificando a relação matemática definida pela equação (11).

Figura 75 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{in\_dab}(s)$  variando o fluxo de potência.



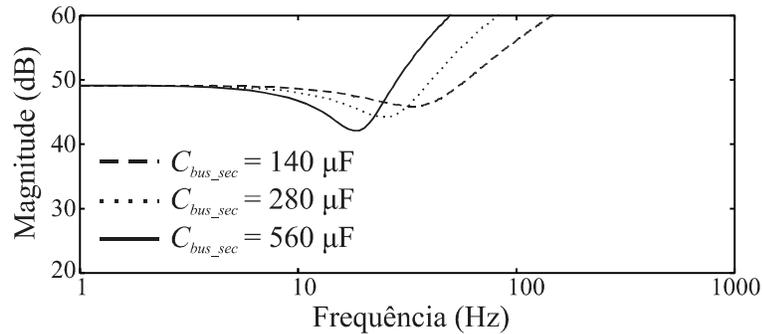
Fonte: Elaborada pelo autor.

Continuando a análise voltada aos parâmetros de potência, as capacitâncias dos barramentos são exploradas. Para este caso, apenas alterações no valor de  $C_{bus\_sec}$  são necessárias, pois influencia em  $Z_{o\_eq}(s)$ , o que não é válido para  $C_{bus\_prim}$ . Como pontuado na análise do retificador, a alteração do valor da capacitância associada a saída do conversor tende a influenciar no desempenho do sistema de controle, sendo assim preciso reprojeter o controlador de acordo com a condição configurada. A grandeza base da capacitância do barramento secundário é dada por:

$$C_{bus\_sec,b} = C_{bus\_sec} \quad (110)$$

De acordo com as especificações da Tabela 2, os valores normalizados de capacitância são 0,5, 1 e 2. Analisando as respostas obtidas, na quais são expostas na Figura 76, observa-se que o valor de  $C_{bus\_sec}$  impacta somente no nível do vale de magnitude em torno da frequência de cruzamento do controlador. Quanto maior este valor, mais acentuado torna-se o decréscimo de magnitude.

Figura 76 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{in\_dab}(s)$  variando o valor da capacitância  $C_{bus\_sec}$ .

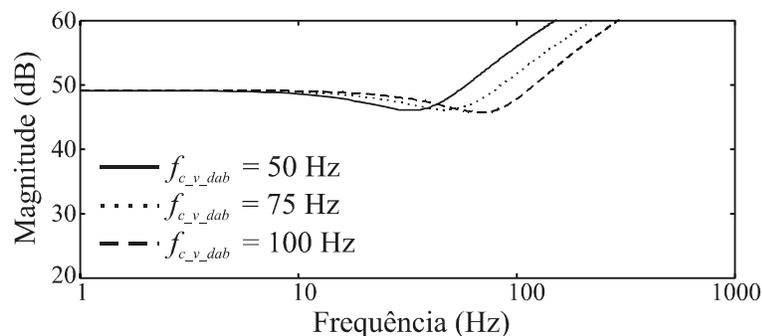


Fonte: Elaborada pelo autor.

Explorando, finalmente, os parâmetros de controle, a impedância  $Z_{in\_dab}(s)$  é analisada em função da frequência de cruzamento e margem de fase do controlador PI da malha de tensão do DAB. As respostas em frequência de  $Z_{in\_dab}(s)$  foram analisadas para as frequências de cruzamento, simbolizada por  $f_{c\_v\_dab}$ , de 50 Hz, 75 Hz e 100 Hz, ilustradas na Figura 77. Como já explicado, a frequência de cruzamento interfere exclusivamente na faixa de frequência na qual a impedância possui a característica equivalente a de uma resistência negativa. Percebe-se nos resultados obtidos que quanto maior  $f_{c\_v\_inv}$ , mais extensa é esta faixa.

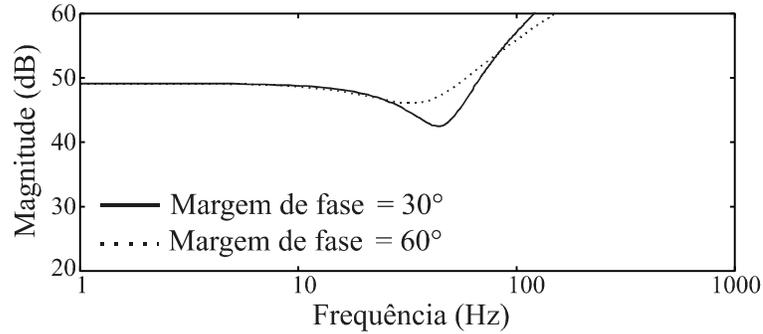
Na Figura 78 são ilustradas as magnitudes das respostas de  $Z_{in\_dab}(s)$  para as margens de fase de  $30^\circ$  e  $60^\circ$  e com  $f_{c\_v\_dab} = 50$  Hz. Observa-se que o impacto da margem de fase permanece restrito ao nível do vale de ganho em torno da frequência de cruzamento do controlador, onde se tem que quanto menor a margem de fase, mais acentuado é o vale de

Figura 77 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{in\_dab}(s)$  variando a frequência de cruzamento do controlador da malha de tensão do DAB  $f_{c\_v\_dab}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 78 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{in\_dab}(s)$  variando a margem de fase do controlador da malha de tensão do DAB.



Fonte: Elaborada pelo autor.

ganho. Com a conclusão da análise da impedância de entrada do DAB, é importante destacar que o formato da magnitude da resposta em frequência de  $Z_{in\_dab}(s)$  difere da resposta de  $Z_{in\_inv}(s)$  apenas na alta frequência, pois o filtro LC de saída do inversor gera um segundo vale de ganho em torno da frequência de corte do filtro.

### 3.6.2 Análise da impedância de saída em malha fechada do conversor DAB

A impedância de saída  $Z_{o\_dab}(s)$  é determinada em função de  $v_{o\_dab}$  e  $i_{load\_dab}$ . Da Figura 72 pode-se obter:

$$v_{o\_dab} = (\alpha_{dab} G_{l_{o,\alpha\_dab}}(s) + i_{load\_dab}) Z_{o\_eq}(s) \quad (111)$$

Substituindo (96) em (111), tem-se:

$$v_{o\_dab} = (-v_{o\_dab} C_{v\_dab}(s) G_{l_{o,\alpha\_dab}}(s) + i_{load\_dab}) Z_{o\_eq}(s) \quad (112)$$

Com (112), a função de transferência da impedância de saída em malha fechada do DAB é facilmente encontrada:

$$Z_{o\_dab} \Big|_{v_{in\_dab}=v_{o\_dab}^*=0} = \frac{Z_{o\_eq}(s)}{1 + C_{v\_dab}(s) G_{l_{o,\alpha\_dab}}(s) Z_{o\_eq}(s)} \quad (113)$$

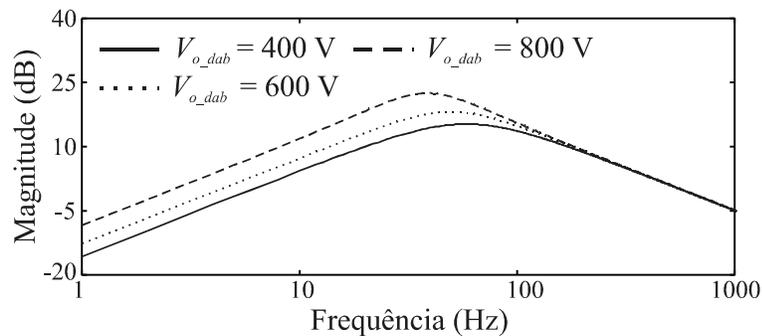
No estudo de  $Z_{o\_dab}(s)$  a função de transferência de  $Z_{o\_eq}(s)$  é composta somente pela impedância  $Z_{Cbus\_sec}(s)$ , isto é, qualquer com dinâmica de  $Z_{in\_inv}(s)$  ou de  $R_{o\_dab}$  é desprezada (KHAZRAEI et al., 2014). Para todo o estudo da impedância de saída do DAB, as

especificações de potência e controle foram mantidas como definidas na análise de  $Z_{in\_dab}(s)$ . Assim, as condições de teste para as grandezas explorados (tensões, potência, capacitância e parâmetros de controle) em relação a  $Z_{in\_dab}(s)$  são novamente consideradas para  $Z_{o\_dab}(s)$ .

Na Figura 79 são ilustradas as magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{o\_dab}(s)$  para variações nas amplitudes das tensões dos barramentos CC. Percebe-se que o pico de  $Z_{o\_dab}(s)$  é maior à medida que a amplitude da tensão do barramento CC aumenta. Este comportamento é similar ao relatado em  $Z_{o\_ref}(s)$  para as mesmas condições de estudo.

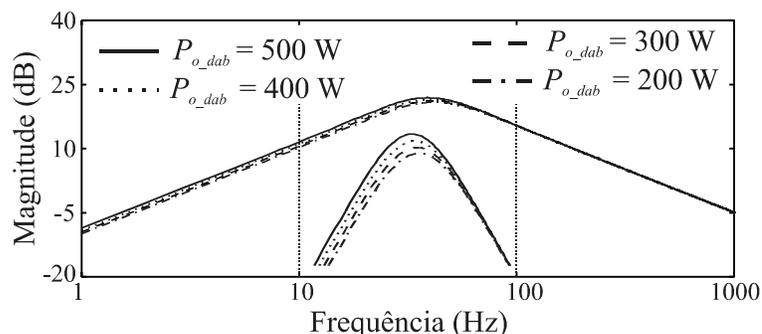
O impacto da variação do fluxo de potência na resposta de  $Z_{o\_dab}(s)$  é reproduzido na Figura 80. Pelos resultados encontrados, observa-se que quanto maior a potência processada pelo conversor, maior é o pico de magnitude da impedância de saída. Este comportamento acontece porque o DAB possui uma característica de impedância de saída diferente dos conversores CC-CC, retificador e inversor. A variação do fluxo de potência do DAB é realizada por meio da alteração do ângulo de defasagem. Para o DAB processar uma maior quantidade de potência, o ângulo de defasagem deve aumentar. Considerando um ponto de operação ( $\alpha_{dab}$ ,  $P_{o\_dab}$ ) na curva de transferência de potência da Figura 35, há uma reta tangente a este ponto na curva. O aumento da potência faz com que a inclinação da reta diminua. Assim, para uma dada variação de potência, que produz uma variação proporcional no ângulo de defasagem, a taxa de alteração de corrente será menor para valores mais elevados de potência, resultando que a impedância de saída é maior para faixas de potência mais altas (KHAZRAEI et al., 2014).

Figura 79 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{o\_dab}(s)$  variando a amplitude da tensão  $V_{o\_dab}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

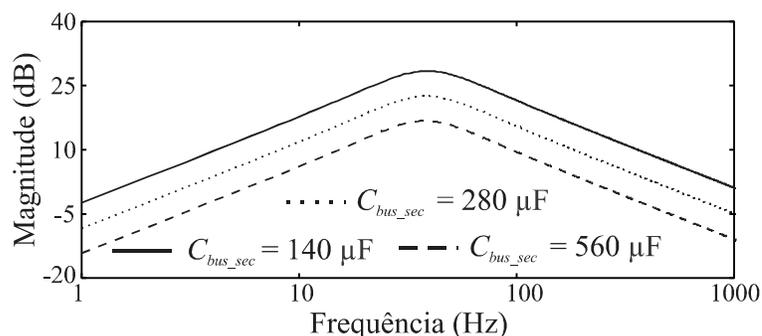
Figura 80 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{o\_dab}(s)$  variando o fluxo de potência.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{o\_dab}(s)$  para os diferentes valores da capacitância  $C_{bus\_sec}$  são apresentadas na Figura 81. Pela análise da impedância de saída do retificador, sabe-se que o aumento da capacitância do barramento de saída associado é capaz de reduzir a magnitude da impedância. Como esperado, observa-se que o valor da capacitância é inversamente proporcional ao pico da magnitude de  $Z_{o\_dab}(s)$ .

Figura 81 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{o\_dab}(s)$  variando o valor da capacitância  $C_{bus\_sec}$ .



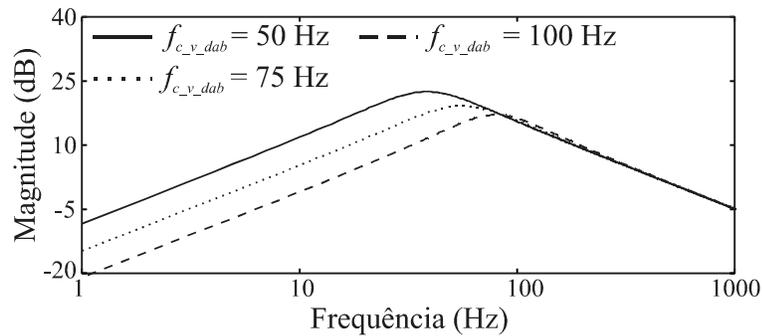
Fonte: Elaborada pelo autor.

A conclusão da análise de  $Z_{o\_dab}(s)$  é feita explorando os parâmetros de controle. Na Figura 82 são ilustradas as magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{o\_dab}(s)$  para os diferentes valores de  $f_{c\_v\_dab}$ . Como no caso de  $Z_{o\_ret}(s)$ , a frequência de cruzamento da malha de controle mais externa é inversamente proporcional ao pico da magnitude da impedância de saída. Percebe-se que à medida que a frequência aumenta, menor é o pico de magnitude de  $Z_{o\_dab}(s)$ . Por sua vez, a margem de fase do controlador, por influenciar apenas a posição dos

polos e zeros da função de transferência da planta realimentada, não apresenta um impacto considerável na resposta de  $Z_{o\_dab}(s)$ , como mostra a Figura 83.

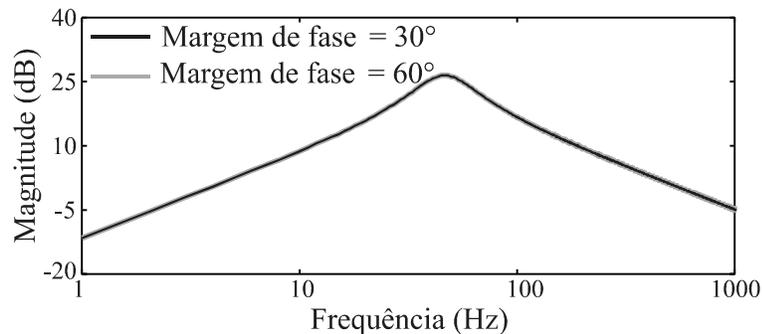
Os resultados encontrados nas análises da impedância de entrada e de saída do DAB mostraram se semelhantes aos do inversor e retificador, respectivamente. A coerência e precisão dos resultados comprovam que o equacionamento e metodologia aplicada no estudo são adequados e válidos.

Figura 82 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{o\_dab}(s)$  variando a frequência de cruzamento do controlador da malha de tensão do DAB  $f_{c\_v\_dab}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 83 - Magnitudes das respostas em frequência de  $Z_{o\_dab}(s)$  variando a margem de fase do controlador da malha de tensão do DAB.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Concluída a análise das impedâncias, é necessário ainda realizar o estudo da estabilidade do sistema em cascata, investigando as interações entre os conversores e a estabilidade dos barramentos capacitivos que interligam os estágios de potência. Esta abordagem é apresentada na próxima seção.

### 3.7 ANÁLISE DE ESTABILIDADE DOS CONVERSORES EM CASCATA

Nas seções anteriores foram apresentados os projetos dos controladores aplicados às malhas de controle dos conversores que compõem o módulo de potência. A verificação das especificações de desempenho e da estabilidade dos sistemas de controle em malha fechada foram exploradas e discutidas. De modo a validar e comprovar a eficácia dos controlados encontrados foram realizadas simulações computacionais, onde os resultados obtidos comprovaram o bom desempenho dos conversores em malha fechada operando isoladamente.

Apesar dos conversores desacoplados serem estáveis e apresentarem um desempenho satisfatório e condizente com os objetivos fixados, ao ocorrer o acoplamento dos diferentes estágios para compor o módulo de potência, interações de impedância podem acontecer, ocasionando degradação de desempenho ou até mesmo conduzir o sistema elétrico a instabilidade. Assim, é imprescindível estudar a estabilidade do módulo de potência considerando os acoplamentos dos conversores, pontos de operação e especificações de desempenho de controle diferentes.

O estudo da estabilidade do módulo de potência com conversores em cascata é realizado através da aplicação do critério das impedâncias de Middlebrook e do critério de Nyquist. O critério de Middlebrook possibilita estudar a extensão da interferência de um subsistema em relação ao outro, indicando a dimensão do efeito do estágio de carga no estágio alimentador. O estudo da estabilidade relativa do acoplamento entre os conversores é feito aplicando o critério de Nyquist na função que define a razão das impedâncias associadas a um dado barramento de tensão. Além de fornecer a referência necessária para a estabilidade do sistema, o contorno de Nyquist possibilita avaliar a margem de estabilidade dos conversores acoplados pelo respectivo barramento capacitivo.

A abordagem inicial de análise de estabilidade de conversores em cascata, baseada no critério da impedância de Middlebrook e Cuk (1976), explora o sistema a partir da função de transferência de saída-entrada total, que depende das funções de transferência saída-entrada individuais de cada estágio. A representação em diagrama de blocos do módulo de potência completo é ilustrada na Figura 84. Baseado neste diagrama de blocos, a função de transferência saída-entrada total é dada por:

$$G_{V_o, V_{in\_total}}(s) = \frac{V_{o\_inv}(s)}{V_{in\_ret}(s)} = \frac{G_{V_o, V_{in\_ret}}(s)}{\left(1 + T_{ret}(s) + \frac{Z_{o\_ret}(s)}{Z_{in\_dab}(s)}\right)} \frac{G_{V_o, V_{in\_dab}}(s)}{\left(1 + T_{dab}(s) + \frac{Z_{o\_dab}(s)}{Z_{in\_inv}(s)}\right)} G_{V_o, V_{in\_inv\_MF}}(s) \quad (114)$$

Os termos  $T_{ret}(s)$  e  $T_{dab}(s)$  representam o ganho de malha das malhas de controle do retificador e do DAB, respectivamente. A equação (114) é fatorada buscando simplificá-la. As parcelas relativas ao estágio retificador e ao DAB são reescritas da seguinte forma:

$$\frac{G_{Vo,Vin\_ret}(s)}{\left(1 + T_{ret}(s) + \frac{Z_{out\_ret}(s)}{Z_{in\_dab}(s)}\right)} = \frac{G_{Vo,Vin\_ret}(s)}{(1 + T_{ret}(s)) \left(1 + \frac{Z_{out\_ret}(s)}{1 + T_{ret}(s)} \frac{1}{Z_{in\_dab}(s)}\right)} \quad (115)$$

$$\frac{G_{Vo,Vin\_dab}(s)}{\left(1 + T_{dab}(s) + \frac{Z_{out\_dab}(s)}{Z_{in\_inv}(s)}\right)} = \frac{G_{Vo,Vin\_dab}(s)}{(1 + T_{dab}(s)) \left(1 + \frac{Z_{out\_ret}(s)}{1 + T_{dab}(s)} \frac{1}{Z_{in\_inv}(s)}\right)} \quad (116)$$

A equação final, que define a função de transferência saída-entrada total, é obtida simplificando as parcelas associadas aos ganhos de malha (AHMADI; PASCHEDAG; FERDOWSI, 2011). Como resultado, a função de transferência de saída-entrada total é vinculada as razões das impedâncias dos acoplamentos dos conversores nos barramentos capacitivos, tal como:

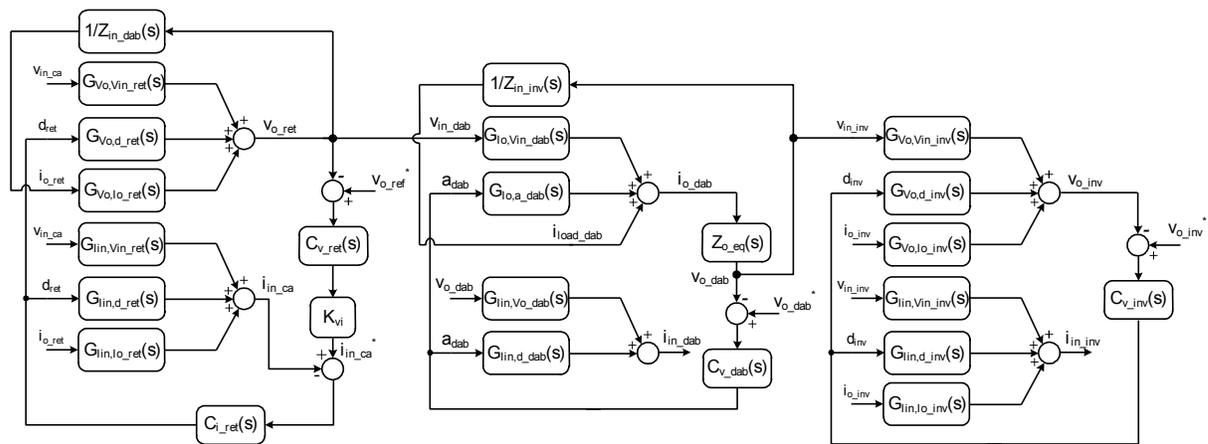
$$G_{Vo,Vin\_total}(s) = \frac{G_{Vo,Vin\_ret\_MF}(s) G_{Vo,Vin\_dab\_MF}(s) G_{Vo,Vin\_inv\_MF}(s)}{\left(1 + \frac{Z_{o\_ret}(s)}{Z_{in\_dab}(s)}\right) \left(1 + \frac{Z_{o\_dab}(s)}{Z_{in\_inv}(s)}\right)} \quad (117)$$

A função de transferência encontrada é equivalente àquela apresentada em (9), derivada da metodologia de análise de conversores em cascata de Middlebrook e Cuk (1976). Portanto, como os conversores são estáveis individualmente, a estabilidade do sistema permanece restrita as parcelas das razões de impedâncias, denominadas de  $T_{bus\_prim}(s)$  e  $T_{bus\_sec}(s)$  para o barramento de tensão primário e secundário, respectivamente, definidas por:

$$T_{bus\_prim}(s) = \frac{Z_{o\_ret}(s)}{Z_{in\_dab}(s)} \quad (118)$$

$$T_{bus\_sec}(s) = \frac{Z_{o\_dab}(s)}{Z_{in\_inv}(s)} \quad (119)$$

Figura 84 – Representação em diagrama de blocos do módulo de potência completo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.7.1 Análise de estabilidade do barramento primário: retificador full-bridge e DAB

A análise de estabilidade do barramento de tensão primário é realizada baseada na aplicação do critério das impedâncias de Middlebrook e do critério de Nyquist a função de transferência da razão das impedâncias  $T_{bus\_prim}(s)$ . A teoria do critério de Middlebrook estabelece que quanto maior a aproximação entre as impedância de saída do estágio alimentador e da impedância de entrada do estágio de carga, maior é a interferência de um subsistema em relação ao outro. Na condição de intersecção de impedâncias, um cenário de instabilidade pode ser configurado. A forte interação dinâmica entre os subsistemas pode degradar o desempenho dos sistemas de controle, conduzindo, assim, a instabilidade. Apoiado na teoria do critério de Middlebrook é possível definir os parâmetros críticos relativos a estabilidade do acoplamento retificador/DAB.

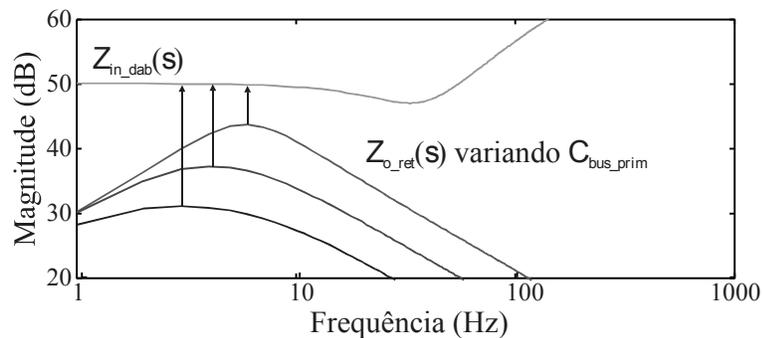
Os parâmetros críticos são definidos como os mais representativos e dominantes para os comportamentos das magnitudes das impedâncias  $Z_{o\_ret}(s)$  e  $Z_{in\_dab}(s)$ . A análise da impedância de saída do retificador mostrou que a característica de  $Z_{o\_ret}(s)$  é dominada, em baixa frequência, pelo ganho do controlador da malha de tensão, variável associada a frequência de cruzamento  $f_{c\_v\_ret}$ , e, em alta frequência, pela baixa impedância da capacitância  $C_{bus\_prim}$ . Por sua vez, o estudo da impedância de entrada do DAB expôs que a amplitude da tensão do barramento CC primário  $V_{in\_dab}$  e o fluxo de potência circulante pelo conversor  $P_{o\_dab}$  são os parâmetros que mais impactam no nível da magnitude de  $Z_{in\_dab}(s)$ .

Diante disto, inicialmente, é investigado o nível de interação entre retificador e DAB considerando variações nos parâmetros críticos relacionados as impedâncias  $Z_{o\_ret}(s)$  e

$Z_{in\_dab}(s)$ . Na Figura 85 são ilustradas  $Z_{o\_ret}(s)$ , considerando ponto de operação nominal de potência e tensão,  $C_{bus\_prim}$  igual a 140  $\mu F$ , 280  $\mu F$  e 560  $\mu F$  e  $f_{c\_v\_ret}$  igual a 12 Hz (margem de fase fixada em  $90^\circ$ ), e  $Z_{in\_dab}(s)$ , sendo estabelecido o ponto de operação nominal de potência e tensão ( $\alpha_{dab} = 20^\circ$ ),  $C_{bus\_prim}$  igual a 280  $\mu F$  e  $f_{c\_v\_dab}$  igual a 50 Hz (margem de fase fixada em  $60^\circ$ ). Observa-se que quanto menor a capacitância  $C_{bus\_prim}$ , a margem de interação entre retificador e DAB, definida como o menor intervalor de magnitude entre os módulos de  $Z_{o\_ret}(s)$  e  $Z_{in\_dab}(s)$ , é reduzida. Por consequência, o nível de interação entre os estágios é maior.

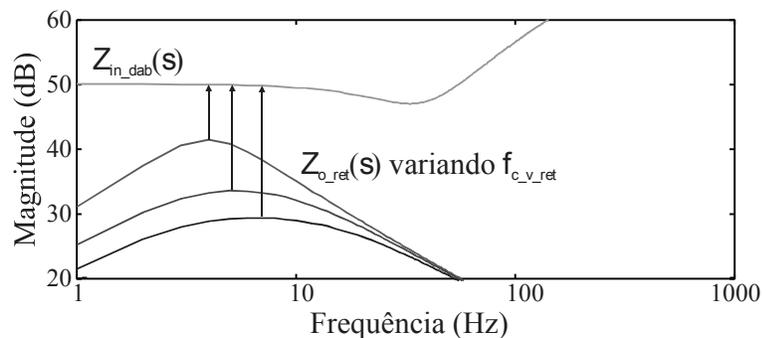
Já na Figura 86 são apresentadas nas magnitudes de  $Z_{o\_ret}(s)$  e  $Z_{in\_dab}(s)$  para o ponto de operação nominal de potência e tensão,  $C_{bus\_prim} = 280 \mu F$ ,  $f_{c\_v\_dab} = 50$  Hz (margem de fase de  $60^\circ$ ) e  $f_{c\_v\_ret}$  igual a 10 Hz, 20 Hz e 30 Hz. Conforme a frequência  $f_{c\_v\_ret}$  diminui, a margem de interação é modificada, sendo o seu comportamento similar ao descrito para as condições da Figura 85.

Figura 85 – Critério das impedâncias de Middlebrook relativo ao acoplamento retificador/DAB – Condição de análise 1.



Fonte: Elaborada pelo autor.

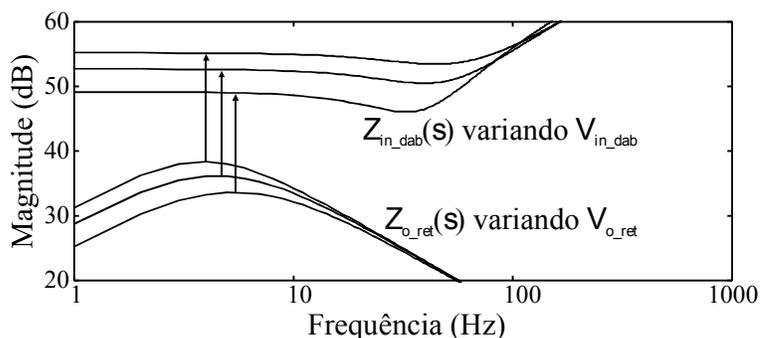
Figura 86 - Critério das impedâncias de Middlebrook relativo ao acoplamento retificador/DAB – Condição de análise 2.



Fonte: Elaborada pelo autor.

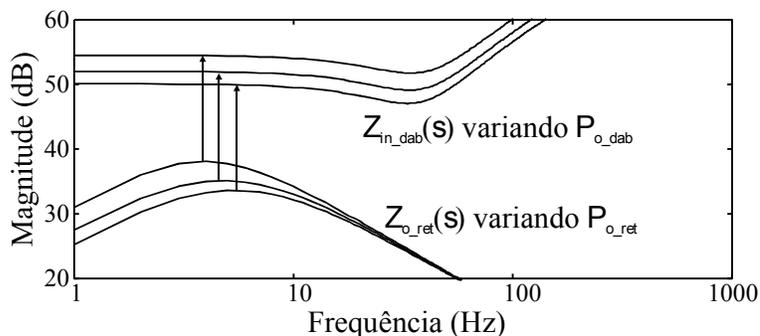
Considerando variações do ponto de operação, a amplitude da tensão do barramento CC primário e o fluxo de potência circulante nos conversores são alterados. Na Figura 87 as magnitudes de  $Z_{o\_ret}(s)$  e  $Z_{in\_dab}(s)$  foram obtidas fixando a amplitude da tensão em 400 V, 600 V e 800 V, com 500 W de potência. Percebe-se que as alterações nas impedâncias associadas as variações da amplitude da tensão são quase proporcionais, o que mantém a margem de interação praticamente idêntica em todos os casos. Do ponto de vista de interação dinâmica, alterações na tensão do barramento que interliga os estágios não tende a prejudicar o acoplamento. Em relação a variação do fluxo de potência,  $Z_{o\_ret}(s)$  e  $Z_{in\_dab}(s)$  são reproduzidos para 300 W, 400 W e 500 W com a tensão do barramento primário igual a 400 V, sendo os resultados obtidos ilustrados na Figura 88. De forma proporcional, as magnitudes das impedâncias aumentam conforme o fluxo de potência atinge um nível mais elevado. Portanto, a margem de interação se mantém praticamente constante.

Figura 87 - Critério das impedâncias de Middlebrook relativo ao acoplamento retificador/DAB – Condição de análise 3.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 88 - Critério das impedâncias de Middlebrook relativo ao acoplamento retificador/DAB – Condição de análise 4.



Fonte: Elaborada pelo autor.

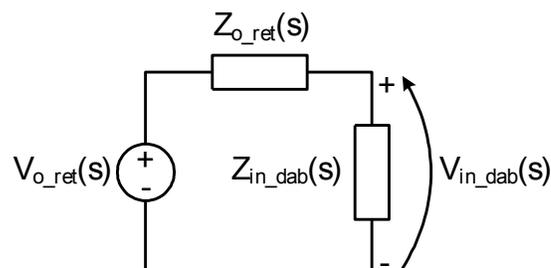
De acordo com o critério de Middlebrook, não há qualquer interação de impedância entre os estágios em todas as condições adotadas, pois  $|Z_{in\_dab}(j\omega)| > |Z_{o\_ret}(j\omega)|$  para todo o espectro de frequência analisado. Sob as circunstâncias impostas, foi possível investigar as interações entre retificador e DAB, comprovando que a extensão da interação de um subsistema no outro não afetará a estabilidade do acoplamento.

Visando comprovar a estabilidade entre retificador e DAB, o teorema de Nyquist é aplicado na função da razão das impedâncias  $Z_{o\_ret}(s)$  e  $Z_{in\_dab}(s)$ , definida como  $T_{bus\_prim}(s)$ . O critério de Nyquist possibilita estudar a estabilidade de malha fechada de um sistema de controle com base na resposta em frequência de malha aberta e nos polos de malha aberta (OGATA, 1998), avaliando a posição dos polos da função de transferência em malha aberta e investigando o lugar geométrico desta mesma função em relação ao ponto crítico  $(-1,0)$  (OGATA, 1998). A análise inicial exposta nesta seção mostrou que o estudo da estabilidade do acoplamento dos conversores no barramento de tensão primário é realizada com base em  $T_{bus\_prim}(s)$ . Diante disto, pressupõe-se que a função de transferência em malha aberta é definida por  $T_{bus\_prim}(s)$ . De forma a esclarecer tal afirmação, o circuito equivalente simplificado das impedâncias do barramento de tensão primário é esboçado na Figura 89. A representação em diagrama de blocos deste circuito, apresentada na Figura 90, facilita a determinação e visualização da função de transferência saída-entrada total, dada por:

$$\frac{V_{in\_dab}(s)}{V_{o\_ret}(s)} = \frac{1}{\left(1 + \frac{Z_{o\_ret}(s)}{Z_{in\_dab}(s)}\right)} \quad (120)$$

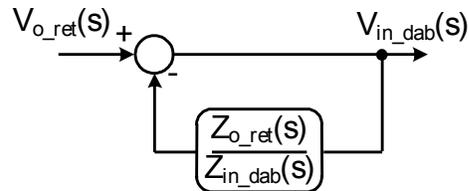
Portanto, a função de transferência saída-entrada resultante, mostra de forma clara que a função de transferência em malha aberta, também denominada de ganho de malha,

Figura 89 – Circuito equivalente simplificado das impedâncias associadas ao barramento de tensão primário.



associada a análise da estabilidade do barramento de tensão primário, é definida somente pela razão das impedâncias  $Z_{o\_ret}(s)$  e  $Z_{in\_dab}(s)$ . Então, o acoplamento entre o retificador e o DAB é estável se  $T_{bus\_prim}(s)$  satisfaz o critério do teorema de estabilidade de Nyquist.

Figura 90 – Diagrama de blocos do circuito equivalente simplificado das impedâncias do barramento primário.

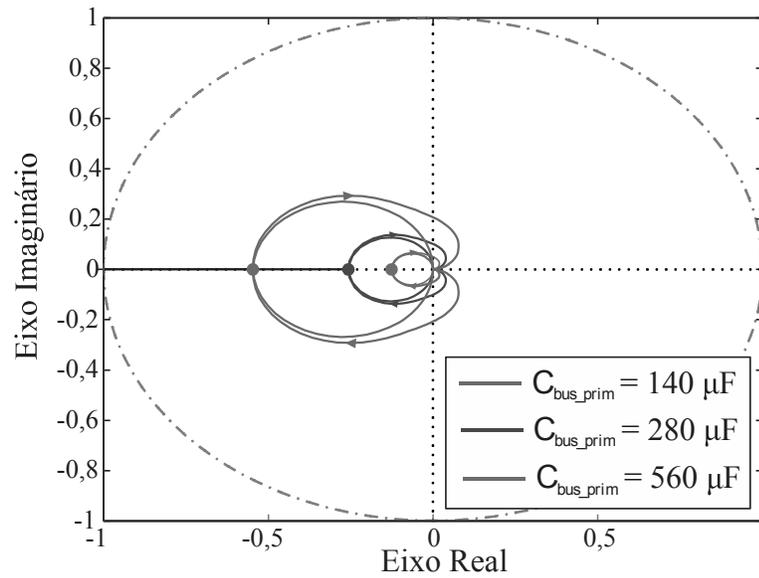


Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 91 mostra os contornos de Nyquist de  $T_{bus\_prim}(s)$  para a condição caracterizada pela variação da frequência  $f_{c\_v\_ret}$  e a Figura 92 para variações em  $C_{bus\_prim}$ . Para todas as condições fixadas não há envolvimento no ponto  $(-1,0)$  pelo contorno de Nyquist, confirmando, então, a estabilidade do sistema. Um ponto importante a ser destacado é a redução da margem de estabilidade, definida como sendo a distância entre o contorno de Nyquist da função de transferência e o ponto  $(-1,0)$ , à medida que  $f_{c\_v\_ret}$  e  $C_{bus\_prim}$  diminuam. A redução da frequência de cruzamento do controlador da malha de tensão do retificador e da capacitância do barramento primário também causa a aproximação das impedâncias, o que reduz a margem de interação e tende a causar intersecção de magnitudes. A redução da margem de estabilidade aumenta o acoplamento dos conversores e conduz a uma condição de forte interação. A principal consequência destes eventos é a redução do desempenho do sistema, além da possibilidade de conduzi-lo a instabilidade. A resposta transitória do sistema na ocorrência de variações de carga é prejudicada e tende a ser mais oscilatória.

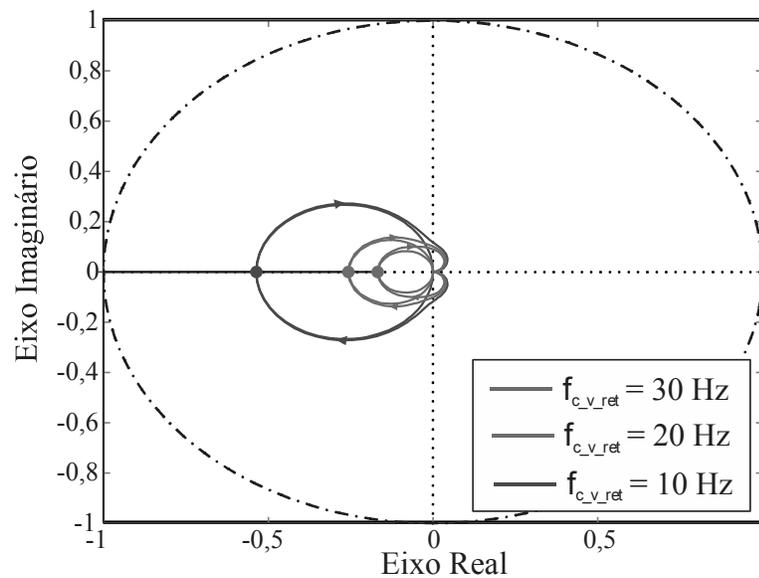
Para os casos onde a amplitude da tensão do barramento primário e o fluxo de potência são alterados a margem de estabilidade tende a sofrer pequenas modificações, uma vez que a margem de interação permanece praticamente constante. Com base nos resultados das Figuras 92 e 93, para as condições de mudança do ponto de operação, o sistema permanece estável.

Figura 91 – Diagrama de Nyquist da função  $T_{bus\_prim}(s)$  para variações no valor de  $C_{bus\_prim}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 92 - Diagrama de Nyquist da função  $T_{bus\_prim}(s)$  para variações no valor de  $f_{c\_v\_ret}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

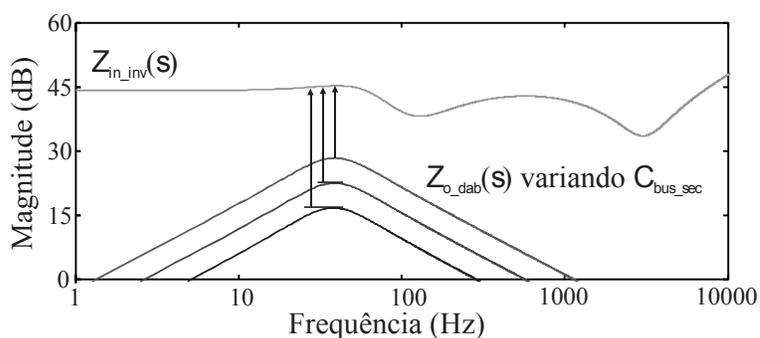
### 3.7.2 Análise de estabilidade do barramento secundário: DAB e inversor full-bridge

A função de transferência da razão das impedâncias  $T_{bus\_sec}(s)$ , associada a  $Z_{in\_inv}(s)$  e  $Z_{o\_dab}(s)$ , é utilizada na análise de estabilidade do barramento de tensão secundário. Novamente, a princípio, o critério das impedâncias de Middlebrook é aplicado considerando

variações nos parâmetros críticos relacionados aos comportamentos das impedâncias  $Z_{o\_dab}(s)$  e  $Z_{in\_inv}(s)$ . A análise da impedância de saída do DAB apresentou que o formato da magnitude de  $Z_{o\_dab}(s)$  é governado predominantemente pela frequência de cruzamento do controlador da malha de tensão  $f_{c\_v\_dab}$  e pela capacitância do barramento secundário  $C_{bus\_sec}$ . Já o estudo da impedância de entrada do inversor pontou que a amplitude da tensão do barramento CC secundário  $V_{in\_inv}$  e o fluxo de potência  $P_{o\_inv}$  são os parâmetros atuantes na característica da magnitude de  $Z_{in\_inv}(s)$ . Dessa forma, estes parâmetros são aplicados no estudo da interação entre DAB e inversor.

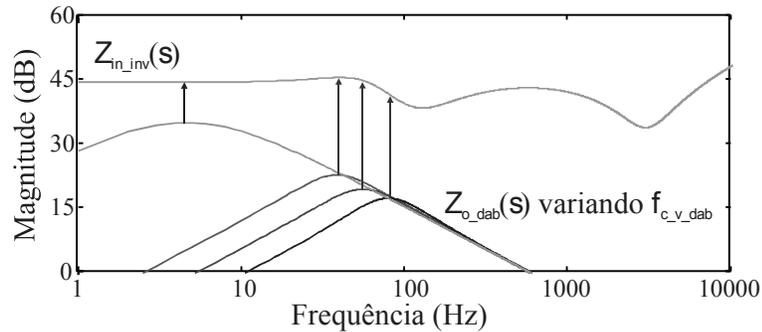
Na Figura 93 são ilustradas as magnitudes  $Z_{o\_dab}(s)$ , ajustada para o ponto de operação nominal de potência e tensão com  $\alpha_{dab} = 20^\circ$ ,  $C_{bus\_sec}$  igual a 140  $\mu\text{F}$ , 280  $\mu\text{F}$  e 560  $\mu\text{F}$  e  $f_{c\_v\_dab}$  igual a 50 Hz (margem de fase de  $60^\circ$ ), e  $Z_{in\_inv}(s)$ , considerando o ponto de operação nominal de potência e tensão e  $f_{c\_v\_inv}$  igual a 200 Hz (margem de fase de  $60^\circ$ ). Com base nos plotes obtidos, observa-se que a margem de interação entre DAB e inversor é menor à medida que o valor da capacitância  $C_{bus\_sec}$  diminui, o que conduz a uma situação de aumento de interação entre os estágios. Na Figura 94 são apresentadas as magnitudes de  $Z_{o\_dab}(s)$  e  $Z_{in\_inv}(s)$  para o ponto de operação nominal de potência e tensão,  $C_{bus\_sec} = 280 \mu\text{F}$ ,  $f_{c\_v\_dab}$  igual a 10 Hz, 50 Hz, 75 Hz e 100 Hz (margem de fase de  $60^\circ$ ) e  $f_{c\_v\_inv} = 200$  Hz. Como esperado, a margem de interação é reduzida devido a aproximação entre as impedâncias à proporção em que  $f_{c\_v\_dab}$  assume um valor menor.

Figura 93 - Critério das impedâncias de Middlebrook relativo ao acoplamento DAB/inversor – Condição de análise 1.



Fonte: Elaborada pelo autor.

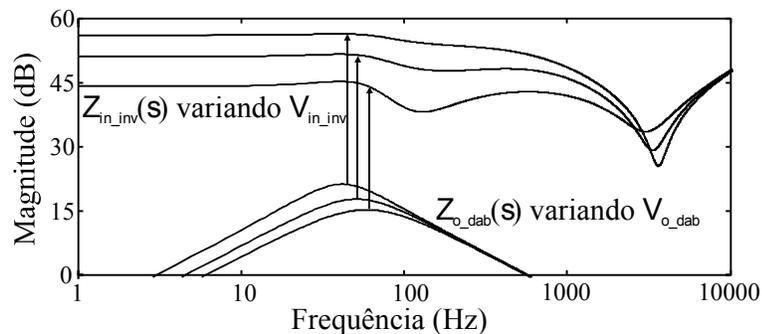
Figura 94 - Critério das impedâncias de Middlebrook relativo ao acoplamento DAB/inversor –  
Condição de análise 2.



Fonte: Elaborada pelo autor.

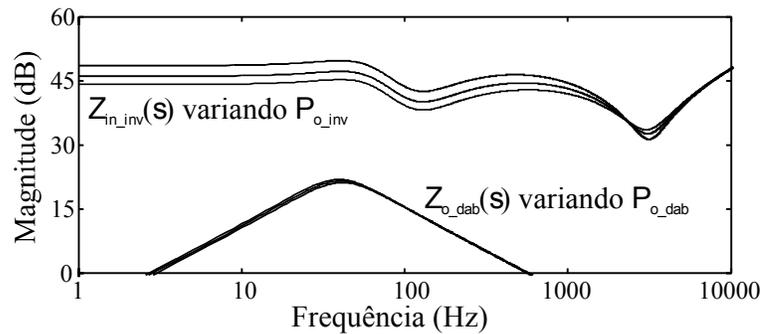
A amplitude da tensão do barramento CC secundário e o fluxo de potência circulante nos conversores são alterados visando obter o comportamento de  $Z_{o\_dab}(s)$  e  $Z_{in\_inv}(s)$  em diferentes pontos de operação. Na Figura 95 as magnitudes de  $Z_{o\_dab}(s)$  e  $Z_{in\_inv}(s)$  foram obtidas para os valores de tensão de 400 V, 600 V e 800 V, sendo a potência fixa em 500 W. A alteração na amplitude da tensão gera modificações proporcionais nas impedâncias, resultando em margens de interação praticamente equivalentes. A Figura 96 ilustra as magnitudes de  $Z_{o\_dab}(s)$  e  $Z_{in\_inv}(s)$  considerando a amplitude da tensão constante em 400 V e o valor de potência em 300 W, 400 W e 500 W. O comportamento adverso da impedância de saída do DAB em função da variação do fluxo de potência é prejudicial em termos de estabilidade. Quando há o aumento da potência, a magnitude de  $Z_{o\_dab}(s)$  tende a aumentar. Por outro lado,  $Z_{in\_inv}(s)$  passa a ter um nível de magnitude menor. Esta dinâmica ocasiona a aproximação das impedâncias e, conseqüentemente, reduz a margem de interação entre DAB e inversor.

Figura 95 - Critério das impedâncias de Middlebrook relativo ao acoplamento DAB/inversor –  
Condição de análise 3.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 96 - Critério das impedâncias de Middlebrook relativo ao acoplamento DAB/inversor – Condição de análise 4.



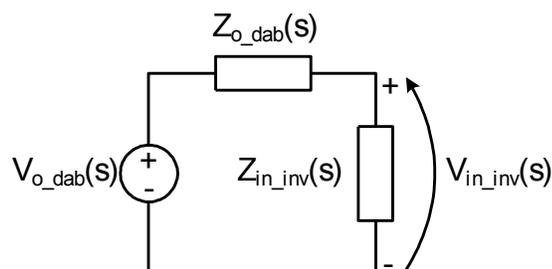
Fonte: Elaborada pelo autor.

Analisando os resultados encontrados, é comprovado que para todos os casos  $|Z_{in\_inv}(j\omega)| > |Z_{o\_dab}(j\omega)|$  em todo o espectro de frequência. Assim, a extensão da interação de um subsistema em relação não afetará a estabilidade dos conversores interligados ao barramento de tensão secundário.

Ainda, é abordada a análise da estabilidade do acoplamento entre DAB e inversor com base na teoria do critério de Nyquist. O circuito equivalente simplificado das impedâncias do barramento de tensão secundário é ilustrado na Figura 97. Já a sua representação em diagrama de blocos é apresentada na Figura 98. Assim, a partir do diagrama de blocos é encontrada a função de transferência saída-entrada total, dada por:

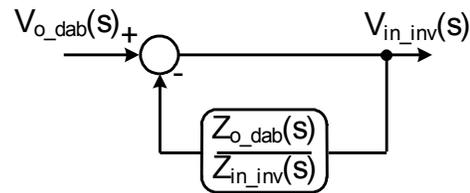
$$\frac{V_{in\_inv}(s)}{V_{o\_dab}(s)} = \frac{1}{\left(1 + \frac{Z_{o\_dab}(s)}{Z_{in\_inv}(s)}\right)} \quad (121)$$

Figura 97 - Circuito equivalente simplificado das impedâncias associadas ao barramento de tensão secundário.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 98 - Diagrama de blocos do circuito equivalente simplificado das impedâncias do barramento secundário.



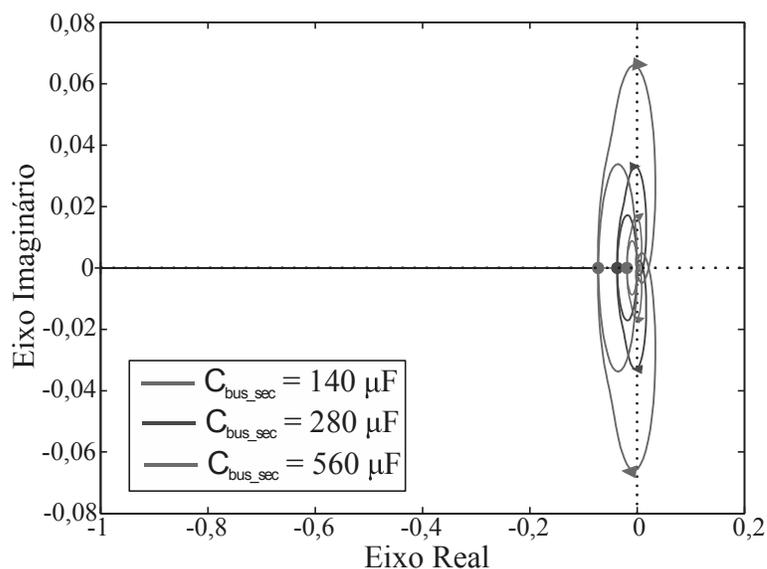
Fonte: Elaborada pelo autor.

Dessa forma, a função de transferência em malha aberta relativa ao diagrama de blocos e associada a análise da estabilidade do acoplamento entre o DAB e o inversor,  $T_{bus\_sec}(s)$ , depende exclusivamente das impedâncias  $Z_{o\_dab}(s)$  e  $Z_{in\_inv}(s)$ . Logo, para garantir a estabilidade do barramento de tensão secundário,  $T_{bus\_sec}(s)$  deve satisfazer o critério de Nyquist.

Os contornos de Nyquist de  $T_{bus\_sec}(s)$  considerando as variações em  $f_{c\_v\_dab}$  e  $C_{bus\_sec}$  são ilustrados nas Figuras 99 e 10. Em todos os casos o ponto  $(-1,0)$  não é envolvido pelo contorno de Nyquist, certificando que o sistema é estável. É importante ressaltar também a redução da margem de estabilidade do sistema conforme  $f_{c\_v\_dab}$  e  $C_{bus\_sec}$  assumem valores menores. Como a diferença entre as frequências é maior, a alteração na margem de estabilidade é bem mais considerável e visível maior que nos casos abordados para a capacitância do barramento secundário.

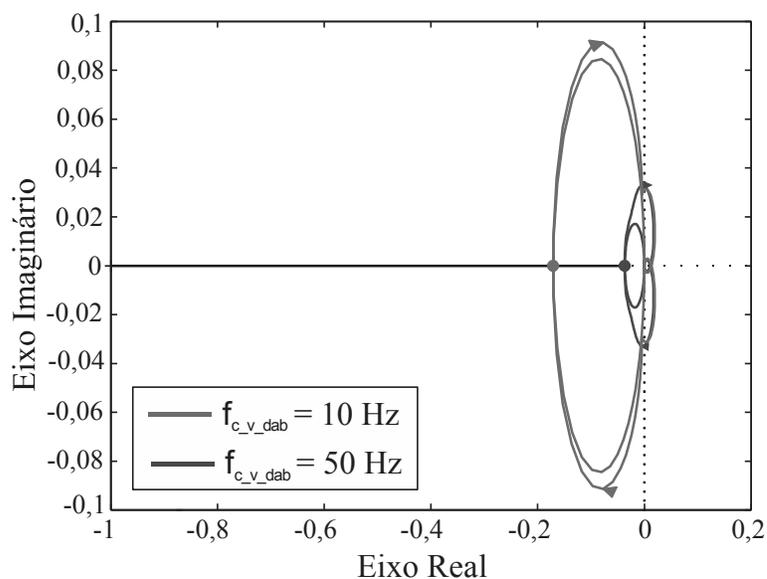
Diante das análises apresentadas, conclui-se que o módulo de potência é estável para as especificações adotadas e ainda diferentes pontos de operação. A interação entre retificador/DAB e DAB/inversor acontece de forma aceitável em termos teóricos, o que assegura a estabilidade e bom desempenho do sistema elétrico. Os acoplamentos nos barramentos primário e secundário atendem os requisitos determinados pelo critério das impedâncias de Middlebrook e pelo critério da estabilidade de Nyquist.

Figura 99 - Diagrama de Nyquist da função  $T_{bus\_sec}(s)$  para variações no valor de  $C_{bus\_sec}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 100 - Diagrama de Nyquist da função  $T_{bus\_sec}(s)$  para variações no valor de  $f_{c\_v\_dab}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.7.3 Influência da componente alternada em 120 Hz na estabilidade dos conversores em cascata

Esta seção buscar estudar os impactos da componente alternada em 120 Hz nas interações dinâmicas de impedâncias entre os conversores e na estabilidade dos acoplamentos nos barramentos capacitivos. A componente alternada em 120 Hz não impacta diretamente a

estabilidade do sistema, uma vez que as ondulações de tensão nos barramentos capacitivos e no ângulo de defasagem do conversor DAB não se refletem nas funções de transferência e nas respostas obtidas no domínio da frequência.

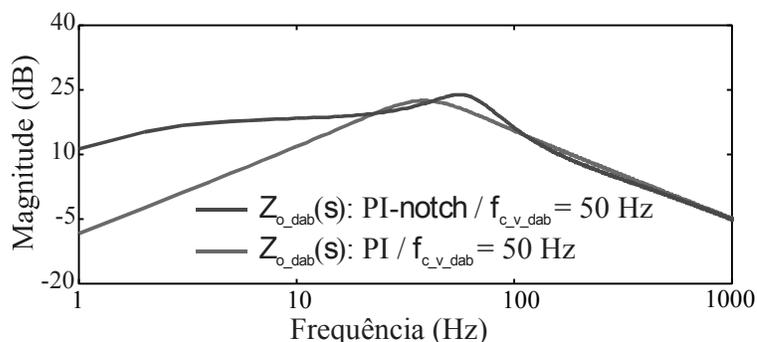
Entretanto, a influência da parcela alternada em baixa frequência na estabilidade do sistema se dá nas especificações de desempenho dos controladores das malhas de controle de tensão do retificador e do DAB. A frequência de cruzamento do controlador da malha de tensão do retificador deve ser reduzida para assegurar que não haverá distorções na referência de corrente e, portanto, que o fator de potência do módulo de potência não será afetado. Caso a frequência de cruzamento seja elevada, as ondulações em baixa frequência presentes na tensão do barramento capacitivo se propagam para a referência de corrente, ocasionando distorções em seu formato e prejudicando o fator de potência do sistema. Por outro lado, a redução da frequência de cruzamento é um parâmetro dominante da impedância de saída em malha fechada do retificador  $Z_{o\_ret}(s)$ . Quanto menor a frequência de cruzamento, maior o pico de magnitude de  $Z_{o\_ret}(s)$  e menor a margem de estabilidade do sistema. Portanto, a componente alternada em 120 Hz impacta indiretamente na estabilidade do acoplamento dos conversores no barramento primário. A necessidade de impor uma frequência de cruzamento reduzida tende a deteriorar o desempenho do sistema, por torná-lo menos amortecido, e aproximá-lo de uma região de instabilidade caracterizada pela interação de impedâncias entre o retificador e o DAB.

A frequência de cruzamento do controlador da malha de tensão do conversor DAB tem seu valor associado ao ângulo de defasagem nominal adotado. As ondulações em baixa frequência presentes na malha de controle propagam-se até a ação de controle gerada pelo controlador. Para sistemas onde o ângulo de defasagem nominal é elevado, valores na faixa de 30° a 45°, a frequência de cruzamento do controlador PI deve ser reduzida. Caso contrário, as ondulações presentes no ângulo de defasagem são amplificadas, o que pode resultar em um baixo aproveitamento teórico do conversor. Logo, devido à baixa frequência de cruzamento do controlador, o pico de magnitude da impedância de saída em malha fechada do DAB  $Z_{o\_dab}(s)$  tende a ser elevado. Como resultado, a margem de estabilidade do sistema é afetada, fato que degrada o desempenho da estrutura.

Devido à a componente alternada em 120 Hz na operação do conversor DAB, é aconselhável a utilização do controlador PI associado ao filtro **nocth** na malha de controle de tensão. A adição da parcela **notch** ao controlador pode alterar o formato da magnitude da resposta em frequência de  $Z_{o\_dab}(s)$ . Assim, é necessário desenvolver a análise de estabilidade considerando a parcela **notch** ao controlador  $C_{v\_dab}(s)$ . Na Figura 101 são ilustradas as

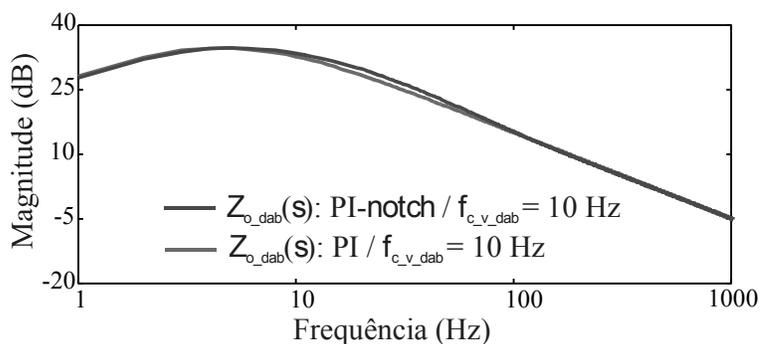
magnitudes das respostas em frequência da impedância  $Z_{o\_dab}(s)$  para os controladores PI e PI-notch, sendo a frequência cruzamento fixada em 50 Hz e  $\alpha_{dab} = 20^\circ$ . A adição do filtro notch ao controlador impacta no formato da magnitude de  $Z_{o\_dab}(s)$  em baixa frequência. O pico da magnitude alcança um valor levemente superior. Assim, o impacto da adição da parcela notch na estabilidade do acoplamento entre o DAB e o inversor pode ser até mesmo desprezado. Para exemplificar,  $Z_{o\_dab}(s)$  ainda é plotada para os controladores PI e PI-notch com  $f_{c\_v\_dab} = 10$  Hz. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 102. Para uma frequência de cruzamento mais baixa, o impacto do filtro notch no formato da magnitude é ainda mais insignificante. Como pode ser observado na Figura 102, as magnitudes de ambas as respostas são praticamente idênticas para todo o espectro de frequência.

Figura 101 - Magnitude da resposta em frequência de  $Z_{o\_dab}(s)$  considerando o controlador PI e PI-notch com  $f_{c\_v\_dab}$  igual a 50 Hz.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 102 - Magnitude da resposta em frequência de  $Z_{o\_dab}(s)$  considerando o controlador PI e PI-notch com  $f_{c\_v\_dab}$  igual a 10 Hz.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Dessa forma, é possível verificar que a componente alternada em 120 Hz impacta a análise da estabilidade do módulo de potência somente de forma indireta com base nas necessárias alterações nas especificações de desempenho das malhas de controle de tensão do retificador e do DAB e da possível adição do filtro notch a parcela PI do controlador da malha de regulação de tensão do DAB.

### 3.7.4 Resultados de simulação do sistema completo

A análise de estabilidade mostrou que o módulo de potência é estável. Assim, a fim de validar tal proposição e verificar o seu desempenho e operação, foram realizadas simulações computacionais no software PSIM<sup>®</sup>. Os estágios de potência já simulados e testados foram conectados em cascata para compor o módulo de potência. As especificações de projeto adotadas são apresentadas na Tabela 4.

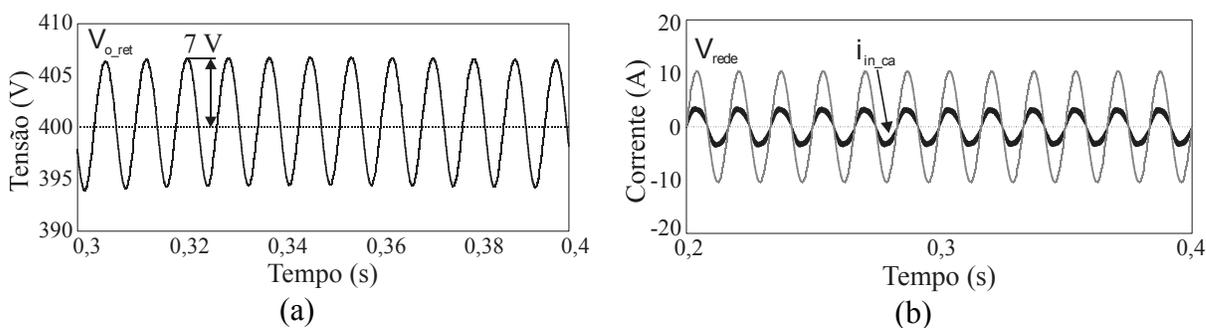
Tabela 4 – Especificações de projeto para a simulação do módulo de potência.

Parâmetro	Valor
Tensão eficaz de entrada	$V_{in\_rms} = 400 \text{ V}$
Frequência da rede elétrica	$f_r = 60 \text{ Hz}$
Capacitância do barramento CC primário	$C_{bus\_prim} = 280 \text{ } \mu\text{F}$
Tensão nominal do barramento CC primário	$V_{in\_dab} = 400 \text{ V}$
Tensão nominal do barramento CC secundário	$V_{o\_dab} = 400 \text{ V}$
Relação de transformação do transformador	$n_{Tr} = 1$
Ângulo de Defasagem Nominal do DAB	$\alpha_{dab1} = 20^\circ / \alpha_{dab2} = 30^\circ$
Indutância de Transferência de Potência	$L_{dab1} = 7,111 \text{ } \mu\text{H} / L_{dab2} = 1 \text{ mH}$
Capacitância do barramento CC secundário	$C_{bus\_sec} = 280 \text{ } \mu\text{F}$
Tensão eficaz de saída do inversor	$V_{o\_rms} = 220 \text{ V}_{rms}$
Potência ativa nominal de saída	$P_{o\_inv} = 500 \text{ W}$
Frequência de chaveamento retificador/DAB/inversor	$f_{s\_ret} = f_{s\_inv} = f_{s\_dab} = 20 \text{ kHz}$
Filtro LC de saída do inversor	$L_{f\_i} = 2,593 \text{ mH} / r_{Lf\_i} = 0,8561 \text{ } \Omega /$ $C_{f\_i} = 1 \text{ } \mu\text{F}$
Resistência de amortecimento do filtro LC	$R_d = 10 \text{ } \Omega / 22 \text{ W}$

Fonte: Elaborada pelo autor.

As simulações foram realizadas de modo a obter os seguintes resultados: em regime permanente com carga nominal, em regime permanente sem carga e transitórios durante transições de carga. Inicialmente, o módulo de potência foi testado para  $\alpha_{dab} = 20^\circ$ , com o controlador PI e especificações fixadas em 50 Hz e  $60^\circ$ . As primeiras formas de onda foram obtidas para a operação em regime permanente considerando carga nominal. As formas de onda da tensão de saída do retificador e da corrente de entrada através da indutância  $L_{ret}$  são apresentadas na Figura 103. Junto a corrente foi adicionada uma amostra da tensão da rede elétrica de entrada para comprovar a operação nominal com fator de potência unitário. Observa-se que na tensão do barramento primário existe sobreposto ao valor médio uma ondulação em baixa frequência (120 Hz), na qual sua amplitude (sub/sobretensão) aproxima-se de 7 V. Além disso, em regime permanente, a tensão do barramento é regulada em 400 V de acordo com a referência imposta, sendo o erro em regime permanente nulo com relação ao valor médio. Analisando a corrente de entrada, percebe-se o seu formato senoidal com uma distorção mínima e que está em fase com a amostra da rede elétrica.

Figura 103 – Resultados de simulação em regime permanente do módulo de potência: (a) Tensão de saída do retificador  $V_{o\_ret}$ ; (b) corrente de entrada através da indutância  $L_{ret}$ .

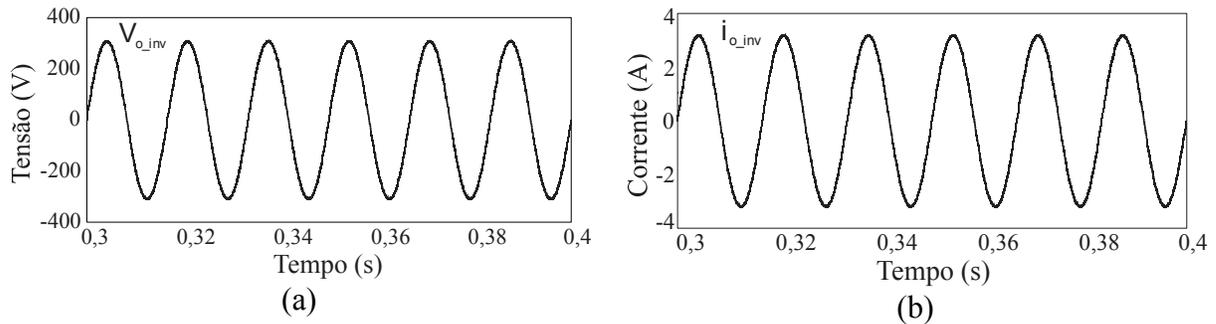


Fonte: Elaborada pelo autor.

As formas de onda da tensão de saída do conversor DAB e do ângulo de defasagem imposto ao conversor são ilustradas na Figura 104. A tensão do barramento secundário também apresenta ondulação em baixa frequência em torno do valor médio regulado conforme a referência fornecida. Devido à realimentação da malha de controle, como esperado, o ângulo de defasagem gerado pelo controlador possui, além da componente CC, a componente alternada em 120 Hz. Na Figura 105 é ilustrada apenas a corrente através da indutância  $L_{dab}$ . Percebe-se no seu formato a envoltória em baixa frequência causada pela

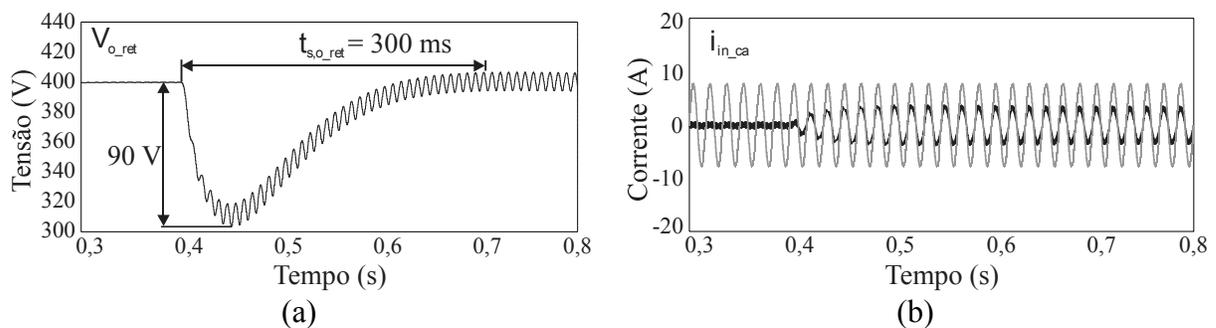


Figura 106 - Resultados de simulação em regime permanente do módulo de potência: (a) Tensão de saída do inversor  $V_{o\_inv}$ ; (b) corrente de saída do inversor  $i_{o\_inv}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 107 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência: (a) Tensão de saída do retificador  $V_{o\_ret}$ ; (b) corrente de entrada através da indutância  $L_{ret}$ .



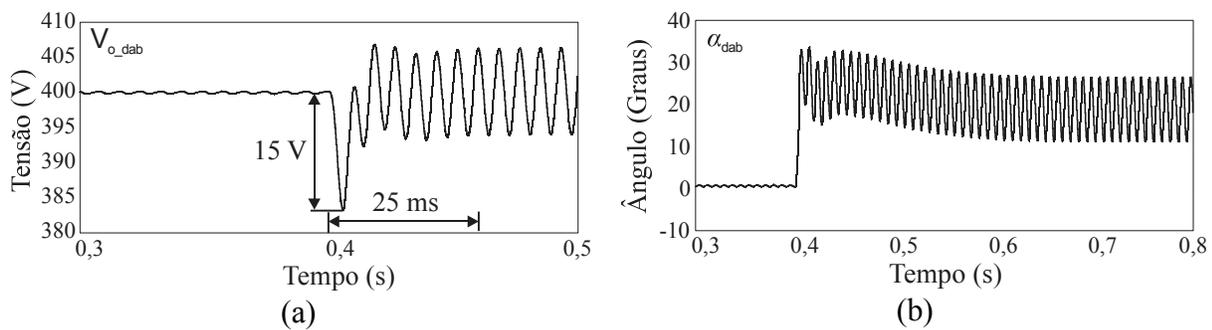
Fonte: Elaborada pelo autor.

Verificou-se também que a tensão segue a referência imposta, zerando o erro em aproximadamente 300 ms, e que conforme a potência demandada aumenta, a amplitude das ondulações em baixa frequência sobrepostas ao valor médio da tensão são amplificadas. Como na partida do sistema não há carga conectada, não há fluxo de potência, o que justifica as ondulações nulas antes da entrada da carga. A dinâmica da malha de corrente é visivelmente mais rápida que a da malha tensão. O nível de corrente é ajustado no instante em que a carga é conectada na saída do sistema.

Na Figura 108 são apresentadas as formas de onda da tensão sobre o barramento capacitivo secundário e o ângulo de defasagem imposto ao DAB. Observa-se a malha de controle atuando na compensação do afundamento e restabelecendo o nível de tensão de acordo com a referência de 400 V. O erro em regime é zerado em aproximadamente 25 ms. O ângulo

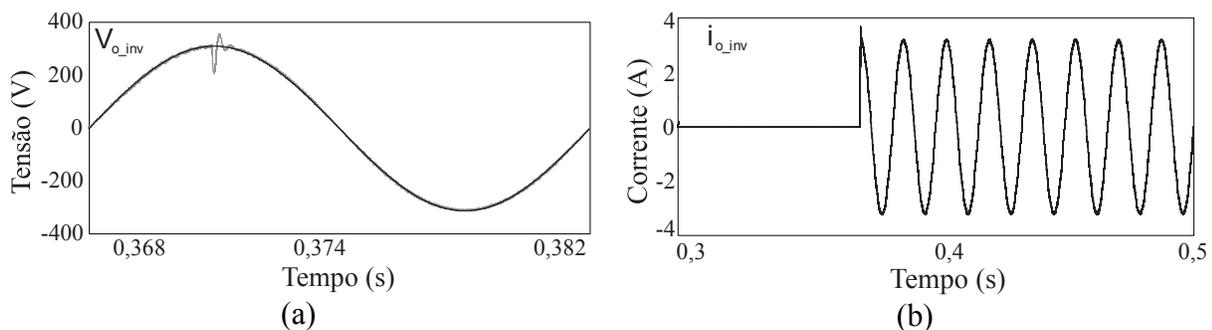
de defasagem é ajustado conforme a carga de saída demanda mais potência. Na condição de carga a vazio, o ângulo permanece próximo à zero, não sendo completamente nulo devido as resistências que modelam não idealidades dos circuitos elétricos que continuam a consumir uma baixa potência. No momento em que a carga é conectada, o circuito de controle corrige o ângulo de forma a estabelecer o fluxo de potência demandada pela carga. A Figura 109 detalha a tensão e corrente de saída do inversor.

Figura 108 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência: (a) Tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$ ; (b) ângulo de defasagem  $\alpha_{dab}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 109 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência: (a) Tensão de saída do inversor  $V_{o\_inv}$ ; (b) corrente de saída do inversor  $i_{o\_inv}$ .

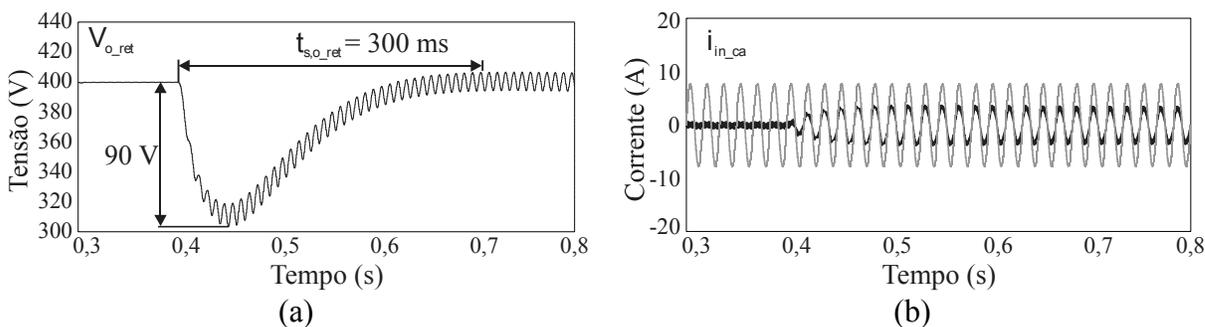


Fonte: Elaborada pelo autor.

Percebe-se a rápida resposta do sistema de controle na compensação da variação da tensão de saída na ocorrência do degrau de carga. A referência senoidal da malha de tensão é sobreposta à forma de onda da tensão de saída, confirmando que a tensão é restaurada para o nível requerido.

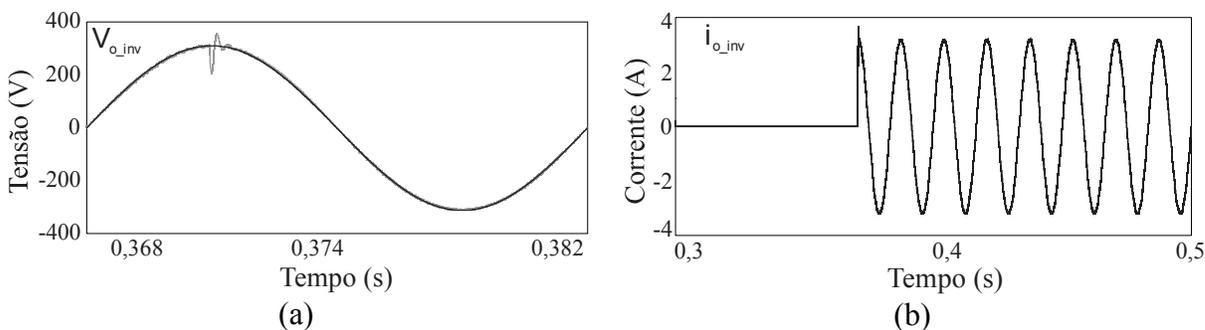
Por meio dos testes dinâmicos foi possível investigar a operação do módulo de potência a vazio. Os resultados encontrados mostraram que o sistema de controle garante o bom desempenho do sistema para toda a faixa de carga. Prosseguindo as simulações do sistema configurado para  $\alpha_{\text{dab}} = 20^\circ$ , o filtro notch é adicionado à parcela PI do controlador da malha de tensão do DAB. Com isso, o módulo de potência é novamente simulado considerando um degrau de carga positivo de 100% na saída. As escalas de tempo são ajustadas de tal forma que seja possível visualizar a operação em regime permanente com carga nominal e a vazio. Na Figura 110 e na Figura 111 são ilustradas as principais formas de onda do retificador e do inversor, respectivamente. A adição do filtro notch ao controlador PI da malha de tensão do DAB impacta apenas a operação do DAB, sobretudo no ângulo de defasagem e na corrente através da indutância de transferência de potência. Os resultados de simulação dos estágios de entrada e saída são idênticos aos apresentados no caso anterior.

Figura 110 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência (PI-notch): (a) Tensão de saída do retificador  $V_{o\_ret}$ ; (b) corrente de entrada através da indutância  $L_{ret}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

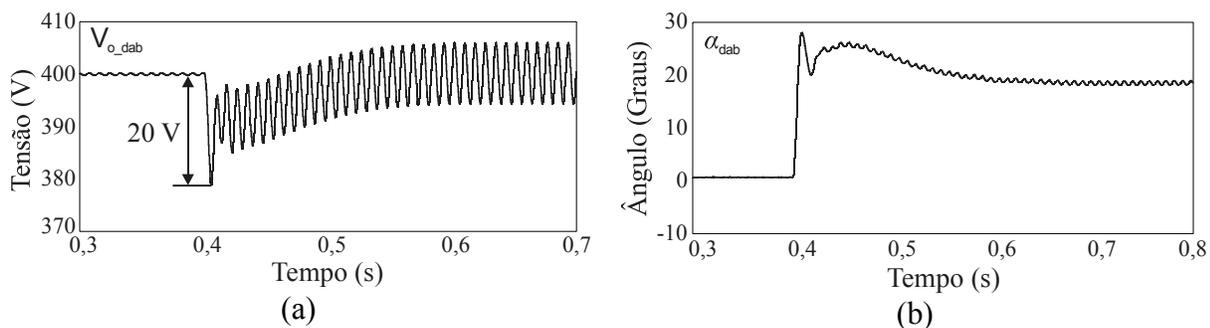
Figura 111 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência (PI-notch): (a) Tensão de saída do inversor  $V_{o\_inv}$ ; (b) corrente de saída do inversor  $i_{o\_inv}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

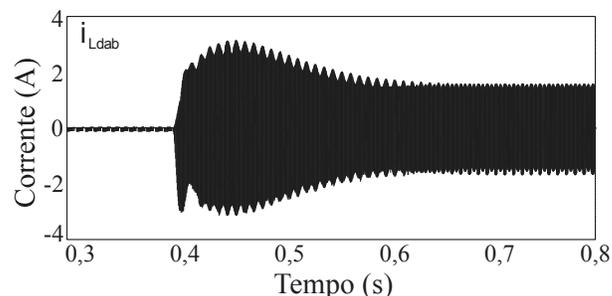
As formas de onda da tensão do barramento capacitivo secundário e do ângulo de defasagem imposto ao DAB são ilustradas na Figura 112. Imediatamente, observa-se a atuação do filtro notch sobre o formato de  $\alpha_{dab}$ . Durante a operação em plena carga, as ondulações em torno do nível médio de  $\alpha_{dab}$ , situado em torno de  $18,8^\circ$ , são fortemente atenuadas. Além disso, na forma de onda da corrente através da indutância  $L_{dab}$ , apresentada na Figura 113, a envoltória em baixa frequência é praticamente eliminada, restabelecendo o seu valor máximo a um nível inferior de aproximadamente 1,5 A. Por fim, percebe-se uma leve alteração na dinâmica da tensão do DAB durante o transitório de carga, sendo a resposta menos amortecida. Isso pode ser explicado pela menor margem de fase alcançada na malha de controle com o PI-notch. Ademais, foi constatada a estabilidade do módulo de potência em toda a faixa de carga para o caso do PI-notch aplicado à malha de tensão do DAB.

Figura 112 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência (PI-notch): (a) Tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$ ; (b) ângulo de defasagem  $\alpha_{dab}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

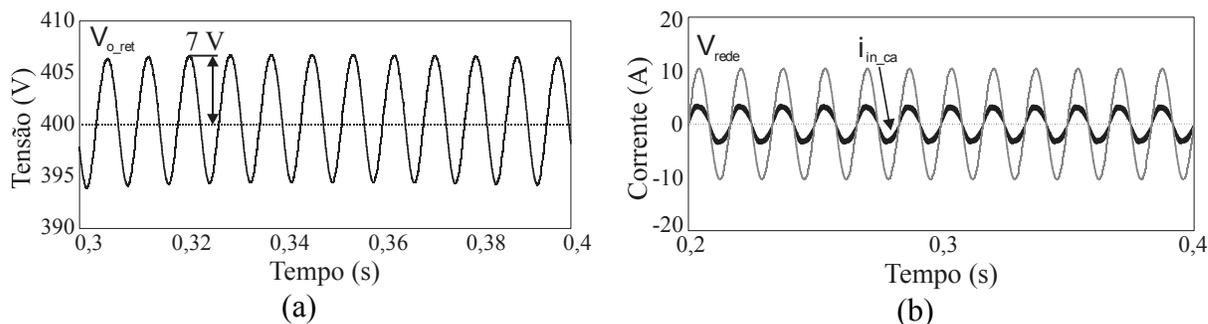
Figura 113 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência (PI-notch): Corrente através da indutância  $L_{dab}$  para  $\alpha_{dab} = 20^\circ$  e controlador PI-notch.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Agora, são apresentados os resultados de simulação do módulo de potência caracterizado por  $\alpha_{dab} = 30^\circ$ . Os testes selecionados são os mesmos descritos para o caso anterior. A princípio, o sistema é simulado considerando apenas o controlador PI na malha de tensão do DAB, sendo as especificações de controle 32 Hz e  $60^\circ$ . As principais formas de onda do estágio retificador para a operação em regime permanente com carga nominal são ilustradas na Figura 114. Observa-se a presença das ondulações de tensão sobre o nível médio da tensão do barramento capacitivo primário. Por sua vez, como esperado, a corrente de entrada é senoidal e encontra-se em fase com a amostra da tensão da rede elétrica.

Figura 114 - Resultados de simulação em regime permanente do módulo de potência para  $\alpha_{dab} = 30^\circ$ : (a) Tensão de saída do retificador  $V_{o\_ret}$ ; (b) corrente de entrada através da indutância  $L_{ret}$ .

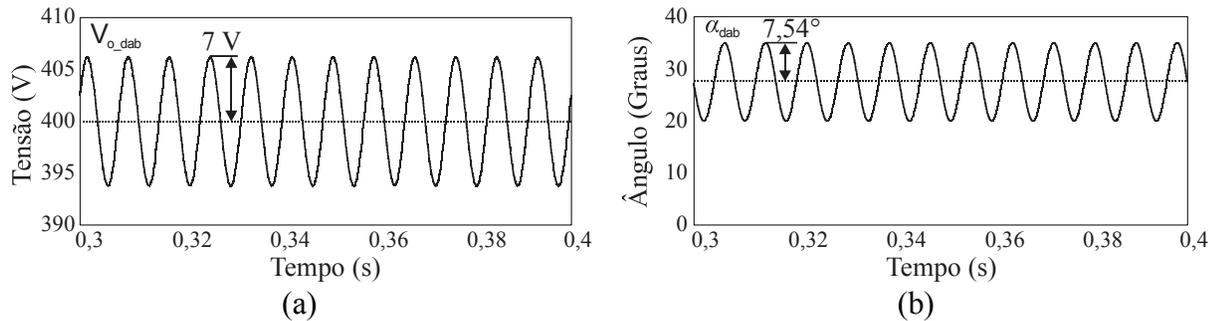


Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 115 são ilustradas as formas de onda da tensão de saída do conversor DAB e do ângulo de defasagem imposto ao conversor. Percebe-se, mais uma vez, a presença das ondulações em baixa frequência em torno do valor médio da tensão do barramento secundário e do ângulo de defasagem. A tensão manteve-se regulada conforme a referência contínua de 400 V. A corrente através da indutância  $L_{dab}$  é ilustrada na Figura 116.

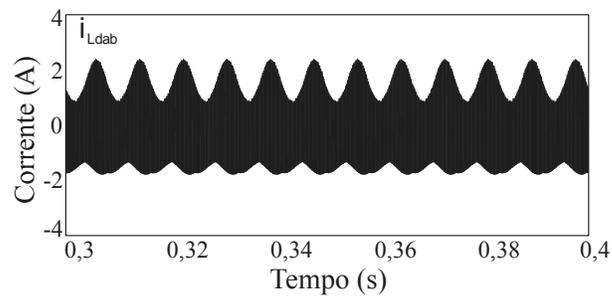
Por fim, as formas de onda senoidais da tensão e corrente de saída do inversor são apresentadas na Figura 117. Diante dos resultados de simulação encontrados, foi comprovado o bom desempenho e a estabilidade do módulo de potência operando com carga nominal e para a nova condição angular fixada.

Figura 115 - Resultados de simulação em regime permanente do módulo de potência para  $\alpha_{dab} = 30^\circ$ : (a) Tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$ ; (b) ângulo de defasagem  $\alpha_{dab}$ .



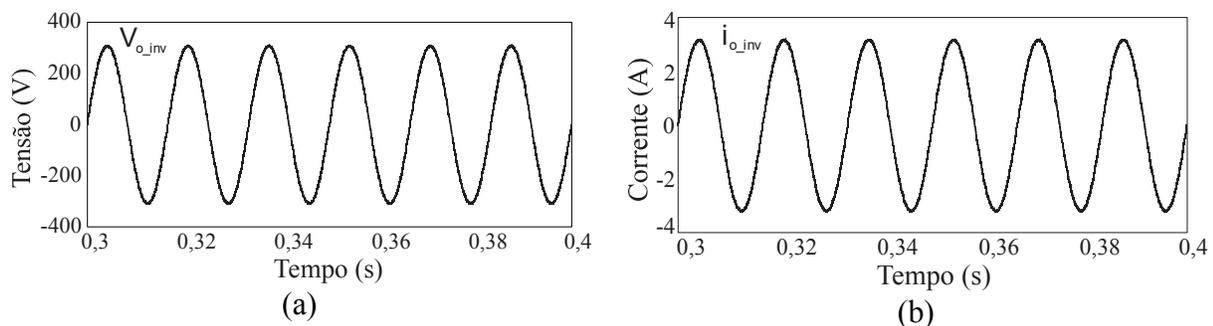
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 116 - Resultados de simulação em regime permanente do módulo de potência: Corrente através da indutância  $L_{dab}$  para  $\alpha_{dab} = 30^\circ$  e controlador PI.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 117 - Resultados de simulação em regime permanente do módulo de potência para  $\alpha_{dab} = 30^\circ$ : (b) Corrente de saída do inversor,  $I_{o\_inv}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

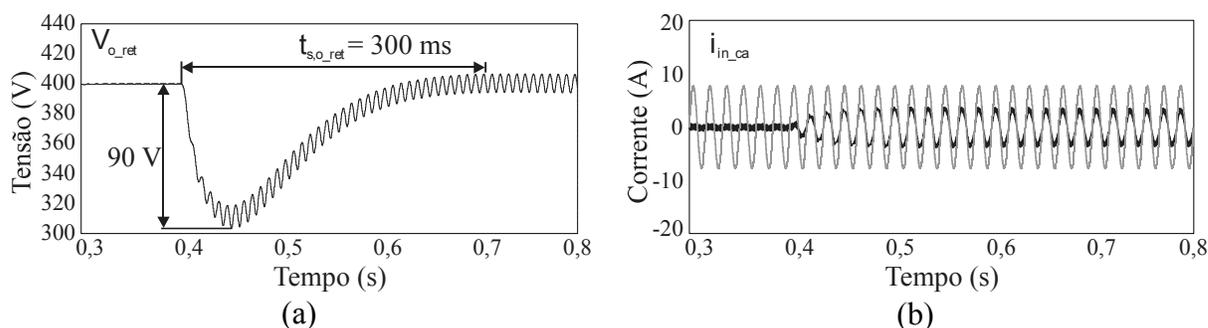
As respostas dinâmicas do sistema e a atuação dos circuitos de controle dos respectivos estágios para um degrau de positivo de 100% são apresentadas a seguir. A Figura

118 ilustra os principais resultados de simulação da resposta dinâmica do retificador. Observa-se que o tempo de acomodação e o nível do afundamento de tensão são iguais aos estimados para o caso anterior com  $\alpha_{dab} = 20^\circ$ , pois as especificações de controle das malhas de corrente e tensão não foram alteradas.

As formas de onda da tensão sobre o barramento capacitivo secundário e o ângulo de defasagem imposto ao DAB são apresentada na Figura 119. Como a frequência de cruzamento do PI aplicado é 32 Hz, a dinâmica da malha de tensão do DAB é mais lenta se compara ao do sistema configurado para  $\alpha_{dab} = 20^\circ$ . O tempo necessário para zerar o erro em regime permanente e reestabelecer o nível da tensão em volta de 400 V aumenta levemente, alcançando aproximadamente 30 ms. O comportamento do ângulo de defasagem é novamente regido pela carga de saída. Ao ser acoplada a carga ao sistema, o ângulo assume o valor necessário para a transferência de potência requerida.

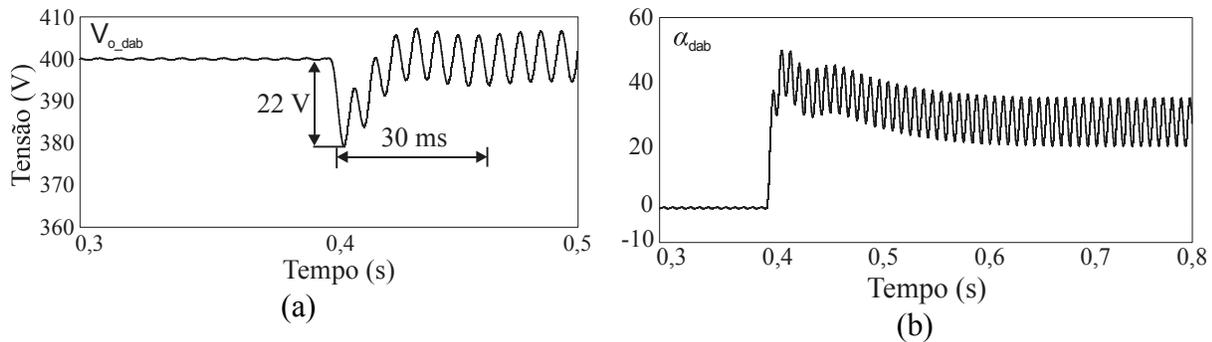
Por fim, na Figura 120 são detalhadas a tensão e corrente de saída do inversor. Como não houve alteração em nas especificações de controle da malha de tensão do inversor, as formas de onda são idênticas, tanto em formato como em valores, as encontradas no caso anterior para  $\alpha_{dab} = 20^\circ$ . Dessa forma, os testes dinâmicos foram úteis para comprovar a eficácia dos circuitos de controle e verificar o desempenho do sistema durante a operação a vazio.

Figura 118 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência para  $\alpha_{dab} = 30^\circ$ : (a) Tensão de saída do retificador  $V_{o\_ret}$ ; (b) corrente de entrada através da indutância  $L_{ret}$ .



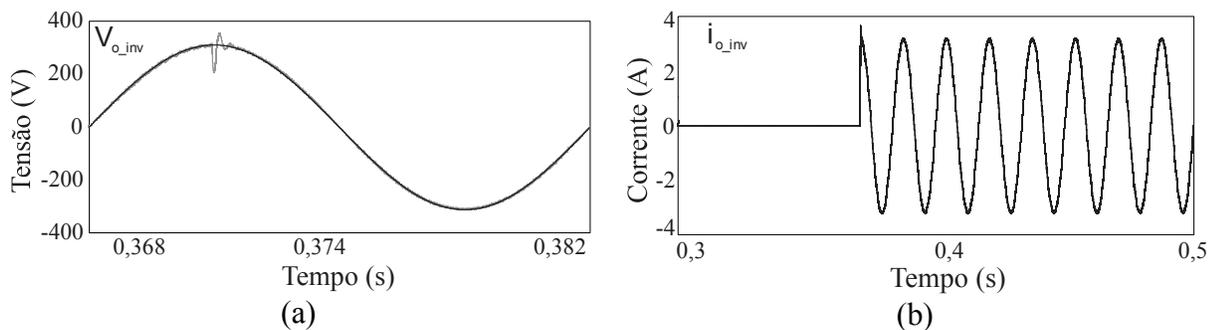
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 119 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência para  $\alpha_{\text{dab}} = 30^\circ$ : (a) Tensão de saída do DAB  $V_{o\_\text{dab}}$ ; (b) ângulo de defasagem  $\alpha_{\text{dab}}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 120 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência para  $\alpha_{\text{dab}} = 30^\circ$ : (a) Tensão de saída do inversor  $V_{o\_inv}$ ; (b) corrente de saída do inversor  $i_{o\_inv}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

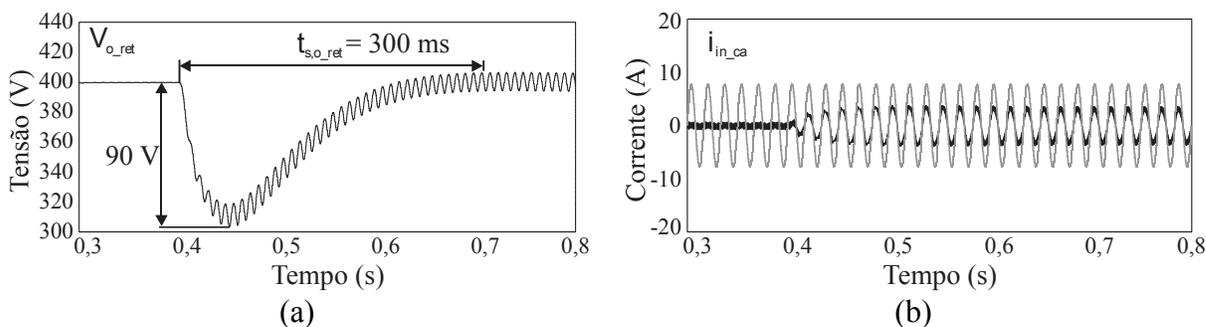
Com a adição do filtro **notch** a parcela PI do controlador da malha de tensão do DAB, o sistema foi simulado novamente aplicando o degrau de carga positivo de 100% na saída. As principais formas de onda do retificador e do inversor são reproduzidas nas Figuras 121 e 122, respectivamente. Como a adição do filtro **notch** não interfere nos desempenhos das malhas de controle do retificador e do inversor, os resultados são iguais aos já apresentados nesta análise.

As formas de onda da tensão do barramento capacitivo secundário e do ângulo de defasagem imposto ao DAB são ilustradas na Figura 123. A ação do filtro **notch** atenuando as ondulações em torno do valor médio de  $\alpha_{\text{dab}}$  durante a operação com carga nominal é evidente. O nível médio do ângulo em regime permanente alcançou  $27,4^\circ$ . No formato da corrente através da indutância  $L_{\text{dab}}$  também é possível notar a contribuição do filtro **notch**,

conforme a Figura 124. Conclui-se, então, que o módulo de potência é estável para toda a faixa de carga e operando sob as duas condições angulares fixadas.

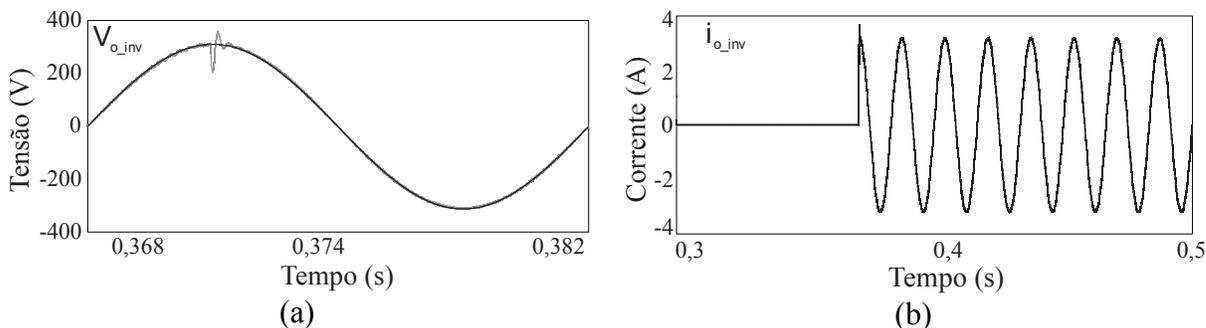
Com os resultados de simulação computacional encontrados, além de confirmar a análise de estabilidade feita na seção anterior, a atuação e eficácia do filtro notch foi novamente testada e verificada. As formas de onda do ângulo de defasagem e da corrente através da indutância  $L_{dab}$  tornam evidente a ação do filtro notch nos circuitos de potência e controle do DAB.

Figura 121 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência para  $\alpha_{dab} = 30^\circ$  (PI-norch): (a) Tensão de saída do retificador  $V_{o\_ret}$ ; (b) corrente de entrada através da indutância  $L_{ret}$ .



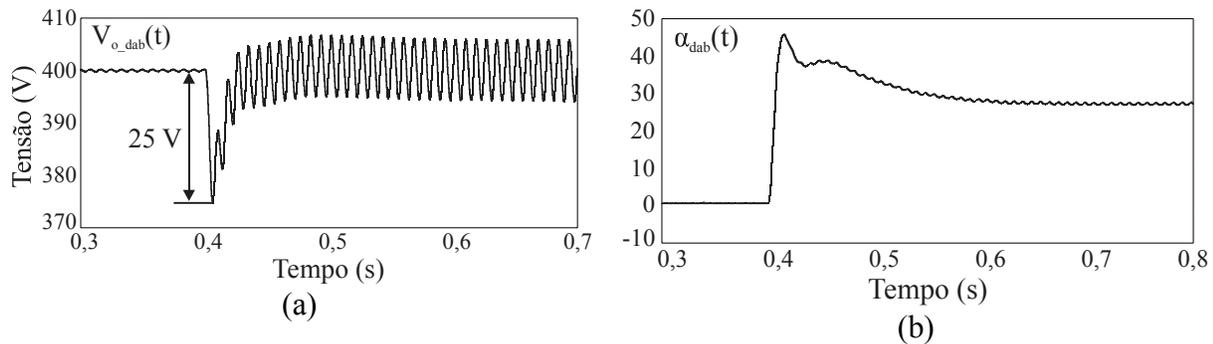
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 122 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência para  $\alpha_{dab} = 30^\circ$  (PI-norch): (a) Tensão de saída do inversor  $V_{o\_inv}$ ; (b) corrente de saída do inversor  $i_{o\_inv}$ .



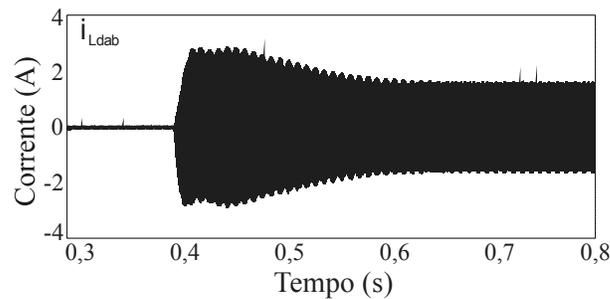
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 123 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência para  $\alpha_{dab} = 30^\circ$  (PI-notch): (a) Tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$ ; (b) ângulo de defasagem  $\alpha_{dab}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 124 - Resultados de simulação do regime transitório para um degrau positivo de 100% no módulo de potência (PI-notch): Corrente através da indutância  $L_{dab}$  para  $\alpha_{dab} = 30^\circ$  e controlador PI-notch.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.8 DIRETRIZES DE PROJETO

Baseado na análise teórica apresentada é possível definir diretrizes para o projeto de potência e controle do módulo de potência com conversores em cascata para assegurar a sua operação com uma boa margem de estabilidade e em uma região em que o aproveitamento teórico da estrutura é satisfatório. As diretrizes de projeto apoiam-se basicamente nos seguintes pontos: nível de tensão do barramento CC e potência nominal, capacitância dos barramentos de tensão CC, critérios de estabilidade e projeto dos controladores PI aplicados às malhas de regulação das tensões dos barramentos.

### 3.8.1 Tensão do barramento CC e potência nominal

O estudo das impedâncias de entrada em malha fechada demonstrou que a amplitude da tensão do barramento e o fluxo de potência são os parâmetros dominantes no comportamento da sua magnitude. Foi determinado que quanto maior a amplitude da tensão do barramento, maior a magnitude da impedância, e que quanto maior o fluxo de potência, menor a magnitude. Portanto, sistemas caracterizados por um baixo nível de tensão de barramento que alimentam cargas de potência elevada são mais suscetíveis a apresentarem problemas de estabilidade. Em tais condições, a magnitude da impedância de entrada é reduzida e, por consequência, intersecções de magnitudes com a impedância de saída do estágio anteposto são mais propensas a acontecer, resultando em fortes interações de impedâncias que podem impactar na estabilidade e no desempenho do sistema elétrico. Para exemplificar, Madhusoodhanan (2014) explorou a arquitetura de um SST baseada na configuração de múltiplos estágios em cascata para interligação do sistema de distribuição à rede elétrica de baixa tensão. Os níveis de tensão dos barramentos primário e secundário foram estabelecidos em 22 kV e 800 V, respectivamente, e a potência aparente nominal em 100 kVA. O acoplamento entre o estágio retificador de entrada e o estágio intermediário CC-CC isolado foi realizado através de um único barramento capacitivo. Por outro lado, o acoplamento entre o estágio CC-CC e o estágio inversor de saída foi estabelecido por em três barramentos capacitivos conectados em paralelo, de modo que a potência total processada pela estrutura fosse dividida igualmente a cada nível. Dessa forma, a potência circulante junto a cada barramento secundário de baixa tensão foi reduzida (MADHUSOODHANAN et al., 2014). Em aplicações de alta potência é indispensável haver uma relação entre o número de níveis para o processamento da potência total demandada e as amplitudes das tensões dos barramentos.

### 3.8.2 Capacitância dos barramentos de tensão CC

A capacitância dos barramentos de tensão CC é um parâmetro determinante para a estabilidade do módulo de potência. Nas análises das impedâncias de saída foi apresentando que o pico de magnitude da impedância é inversamente proporcional ao valor da capacitância do barramento. A equação matemática destinada à quantificação da energia armazenada em um capacitor, reproduzida em (122), auxilia na compreensão das afirmações de que sistemas

com nível de tensão e capacitância do barramento elevados sofrem menos problemas de estabilidade.

$$E_{C_{bus}} = \frac{1}{2} C_{bus} V_{bus}^2 \quad (122)$$

A energia armazenada no capacitor é diretamente proporcional ao quadrado da amplitude da tensão aplicada e ao valor da capacitância. Em sistemas caracterizados por um alto nível de tensão nos barramentos ou pela escolha de capacitâncias elevadas, a energia armazenada será superior. Isso tende a aumentar a inércia do sistema, o que contribui para a estabilidade do módulo de potência. Sistemas no qual apresentam uma inercial elevada são relutantes a se tornarem instáveis mesmo se um dos seus elementos atingir uma região de instabilidade (SALMANI et al., 2016; TAHIM, 2015).

### 3.8.3 Critérios de estabilidade para conversores em cascata

Como já mencionado, o critério das impedâncias de Middlebrook estabelece a extensão da interação entre dois subsistemas interconectados com base na impedância de entrada do subsistema de carga e na impedância de saída do subsistema alimentador. Interações entre os subsistemas de potência em sistemas elétricos com múltiplos estágios de conversão de energia acontecem normalmente. Uma condição de total desacoplamento seria configurada com barramentos capacitivos infinitos. Entretanto, em termos práticos e de análise matemática, tal consideração é completamente descartada. Exemplificando, no módulo de potência sob estudo, devido à parcela pulsante da potência de saída do inversor, a tensão do barramento apresenta ondulações centradas no dobro da frequência fundamental da rede elétrica sobreposta ao nível CC, interferindo na operação e projeto do DAB. Sob tais circunstâncias, a dinâmica do inversor intervêm no DAB em razão da interação entre os conversores. Caso a capacitância que interliga os estágios fosse infinita, a componente em baixa frequência seria totalmente absorvida e as ondulações de tensão eliminadas, idealizando uma condição em que os conversores são inteiramente independentes e que não há qualquer interação. A discussão exposta visa deixar claro que o acoplamento entre os estágios de potência sempre existirá.

Comumente, os critérios das impedâncias de Middlebrook e da estabilidade de Nyquist são utilizados no estudo de sistemas com estágios em cascata. De acordo com a discussão do Capítulo 2 e as análises de estabilidade apresentadas anteriormente, a interpretação obtida

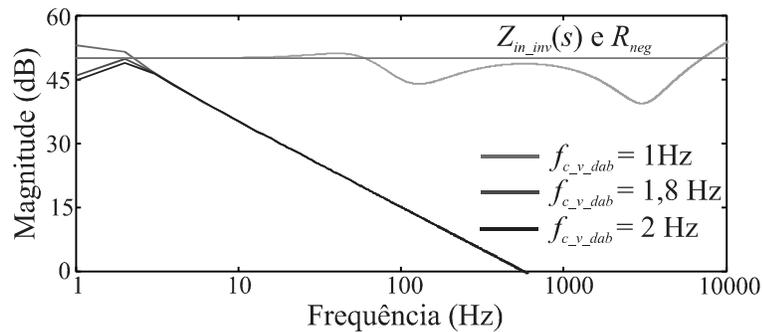
com base no critério de Middlebrook é adequada para o estudo do nível do acoplamento, determinando se a interferência entre dois subsistema afetará a estabilidade do acoplamento, sendo a estabilidade confirmada por meio da investigação do contorno de Nyquist do termo que define a razão das impedâncias.

Esta proposição é utilizada devido à característica conservadora do critério das impedâncias de Middlebrook mencionada na literatura para projeto de subsistemas em cascata. A imposição à margem de ganho, na qual estabelece uma região proibida para o contorno de Nyquist do termo da razão das impedâncias, limita as características das impedâncias. Dessa forma, o acoplamento pode se tornar instável de acordo com estas imposições, por envolver a região proibida, mas segundo o critério de Nyquist que tem como referência o ponto  $(-1,0)$ , a instabilidade não é verificada.

Para o estudo de conversores em cascata não há necessidade de impor qualquer limite à relação das impedâncias para definir uma região proibida. As características das impedâncias de entrada e saída envolvidas serão determinadas conforme os parâmetros de potência e controle estabelecidos para o projeto do respectivo estágio. Dessa forma, a interpretação obtida mediante a teoria de Middlebrook não apresenta resultados conversadores, que por ventura possam definir uma condição de instabilidade mesmo o sistema sendo estável. Isto é, o estudo da estabilidade de conversores em cascata pode ser realizado somente através da aplicação do critério de Middlebrook.

Para exemplificar, o acoplamento entre DAB e inversor é explorado. As impedâncias  $Z_{o\_dab}(s)$  e  $Z_{in\_inv}(s)$  são novamente utilizadas. Para a impedância de saída do DAB o parâmetro determinante é a frequência de cruzamento do controlador PI, uma vez que a capacitância do barramento e todos os demais parâmetros de potência são considerados fixos. Devido a esta última determinação, a resposta da impedância de entrada do inversor não é alterada. Na Figura 125 são ilustradas as magnitudes de  $Z_{o\_dab}(s)$  e  $Z_{in\_inv}(s)$  em três condições:  $|Z_{o\_dab}(j\omega)| > |Z_{in\_inv}(j\omega)|$ ,  $|Z_{o\_dab}(j\omega)| = |Z_{in\_inv}(j\omega)|$  e  $|Z_{o\_dab}(j\omega)| < |Z_{in\_inv}(j\omega)|$ . O ponto de igualdade das impedâncias é caracterizado por  $f_{c\_v\_dab} = 1,8$  Hz. As condições de estabilidade e instabilidade são configuradas com o  $f_{c\_v\_dab} = 2$  Hz e  $f_{c\_v\_dab} = 1$  Hz, respectivamente.

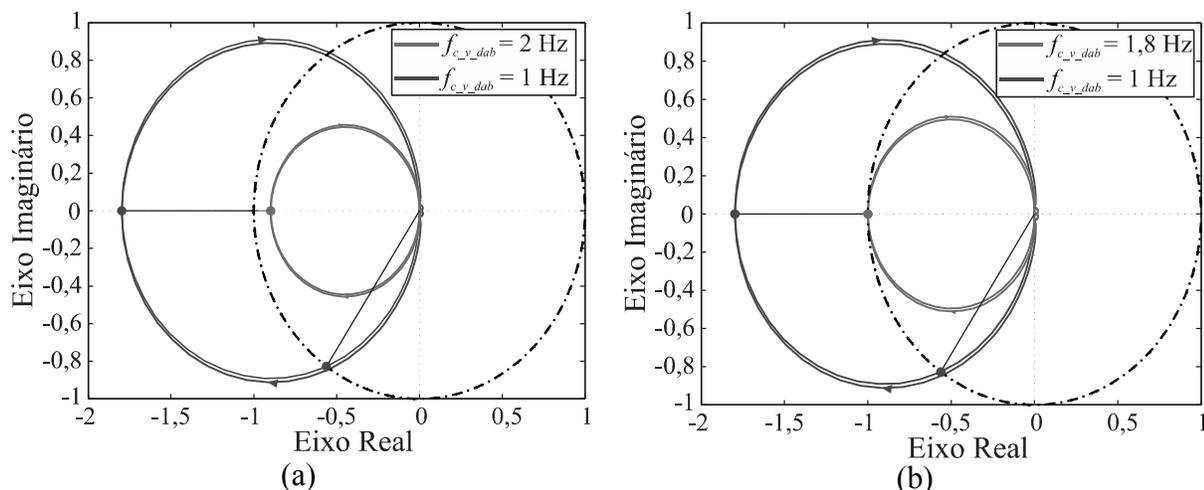
Figura 125 – Condição de magnitudes para o limiar de estabilidade do acoplamento entre DAB e inversor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 126 são apresentados os contornos de Nyquist de  $T_{bus\_sec}(s)$  para as três condições destacadas. Percebe-se que para  $f_{c\_v\_dab} = 1$  Hz o ponto crítico é envolvido, confirmando a instabilidade. Já com  $f_{c\_v\_dab} = 1,8$  Hz, o contorno de Nyquist intercepta exatamente o ponto crítico, o que significa que o sistema está no limite de estabilidade. Para  $f_{c\_v\_dab} = 2$  Hz o sistema é estável, pois o ponto crítico não é envolvido. O ponto em que  $|Z_{o\_dab}(j\omega)| = |Z_{in\_inv}(j\omega)|$ , instante em que ocorre a primeira intersecção de magnitudes e que o contorno de Nyquist intercepta exatamente  $(-1,0)$ , é denominado neste trabalho como limiar de estabilidade. Qualquer pequena alteração positiva de magnitude em  $Z_{o\_dab}(s)$ , o acoplamento torna-se instável.

Figura 126 – Contorno de Nyquist para o limiar de estabilidade do acoplamento entre DAB e inversor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Com estas análises, conclui-se que o estudo da estabilidade de um sistema com conversores em cascata pode ser feito com base no critério das impedâncias de Middlebrook. O requisito imposto às magnitudes das impedâncias por Middlebrook é equivalente àquele do critério de Nyquist ao termo da razão das impedâncias. Isto é, aplicando o critério de Middlebrook é possível analisar o nível de interação entre dois subsistemas acoplados e explorar a estabilidade.

Uma simples metodologia pode ser desenvolvida para a obtenção do limite de estabilidade para o caso prático do conversor DAB cascadeado ao inversor, definindo, assim, regiões de estabilidade e instabilidade de acordo com o nível de tensão do barramento CC, do fluxo de potência, da capacitância do barramento e da frequência de cruzamento do controlador PI aplicado à malha de regulação de tensão do barramento CC. Os principais passos são:

- i. Definição das grandezas bases de tensão, potência, capacitância e frequência, de modo a obter um estudo normalizado:

$$V_{o\_base} = V_{o\_dab} \quad (123)$$

$$P_{o\_base} = P_{o\_inv} \quad (124)$$

$$Z_{base} = \frac{V_{base}^2}{P_{o\_base}} \quad (125)$$

$$C_{base} = \frac{1}{2\pi f_r Z_{base}} \quad (126)$$

$$f_{base} = f_r \quad (127)$$

- ii. Projeto do controlador PI associado à malha de regulação de tensão de saída do DAB, visando determinar o ganho  $K_p$  (para simplificação, considera-se que o zero adicionado pelo PI esteja alocado sempre no polo da planta, resultando em margem de fase próxima a  $90^\circ$ );
- iii. Determinação da impedância de  $Z_{o\_dab}(s)$ ;
- iv. Determinação da frequência de magnitude máxima de  $Z_{o\_dab}(s)$ ,  $f_{Z_{o\_dab\_max}}$ , obtida mediante a derivada da função de transferência em relação a  $s$ :

$$\frac{dZ_{o\_dab}(s)}{ds} = 0 \quad (128)$$

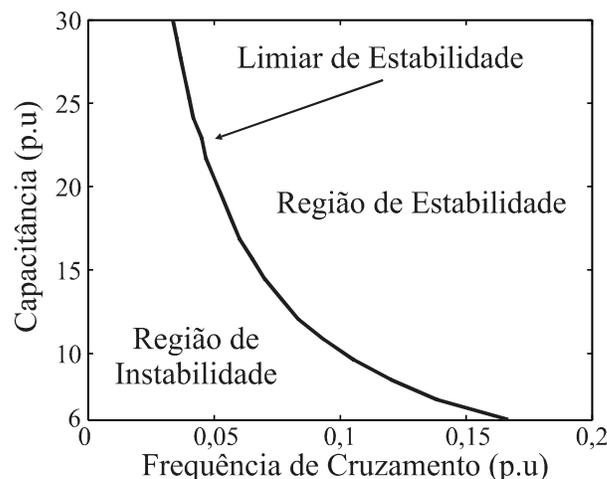
v. Determinação da estabilidade do acoplamento através da verificação da condição:

$$\left| Z_{o\_dab}(j2\pi f_{Z_{o\_dab\_max}}) \right| > 20 \log_{10} \left| -R_{Neg} \right| \quad (129)$$

Caso a condição imposta no último passo seja verdadeira, o sistema será instável. Observa-se que apenas a magnitude relativa à resistência negativa  $R_{Neg}$  é considerada. Tal proposição foi assumida visando simplificar a metodologia. Na Figura 125, além das respostas das impedâncias, há a magnitude referente à resistência negativa associada ao nível de tensão do barramento e à potência. Na faixa de frequência delimitada banda passante do sistema de controle do inversor,  $Z_{in\_inv}(s)$  é fielmente representada por  $R_{Neg}$ . Portanto, para esta metodologia, apenas o conhecimento da impedância de saída do DAB e os parâmetros de potência dos estágios envolvidos são necessários. Para o ponto de operação nominal, é realizada a varredura de valores para a capacitância do barramento e a frequência de cruzamento do PI. O gráfico da Figura 127 mostra a relação entre  $f_{c\_v\_dab}$  e a  $C_{bus\_sec}$ .

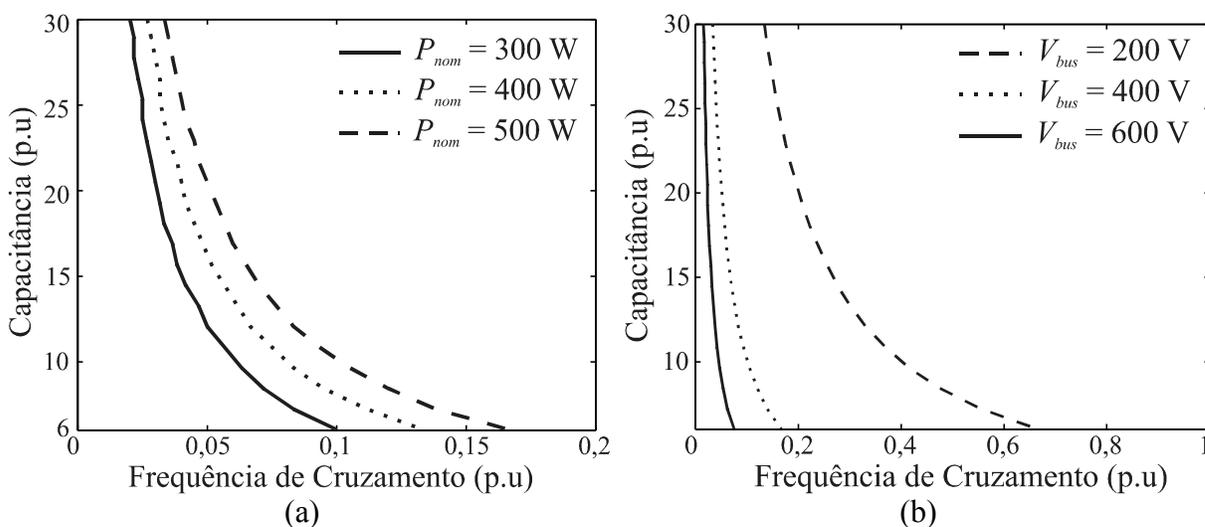
No instante em que a condição é violada, o valor de  $f_{c\_v\_dab}$  associado àquele ponto de operação é salvo, formando o vetor de  $f_{c\_v\_dab}$  em relação à  $C_{bus\_sec}$ . O limite entre a região de estabilidade e instabilidade configura exatamente o limiar de estabilidade. À medida que a capacitância aumenta, menor é a frequência de cruzamento do PI. Estendendo a metodologia para diferentes pontos de operação, as regiões de estabilidade e instabilidade para variações de

Figura 127 – Regiões de estabilidade e instabilidade do acoplamento entre DAB e inversor.



tensão do barramento e da potência, sendo ilustradas na Figura 128 (a) e (b). Como esperado, percebe-se que conforme a potência processada diminui menor a região de instabilidade. Aliado a isto, à proporção que a tensão do barramento aumenta menor a região de instabilidade. O aumento do nível de interação entre dois conversores é acompanhado pela redução da margem de estabilidade. Tal fato aproxima o sistema da instabilidade e influencia negativamente no desempenho do sistema. A resposta do sistema torna-se menos amortecida e passa a ser mais oscilatória.

Figura 128 – Regiões de estabilidade e instabilidade do acoplamento entre DAB e inversor:  
(a) Variação de potência; (b) variação da tensão do barramento.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### 3.8.4 Influência da componente alternada em 120 Hz no projeto controlador PI do estágio CC-CC

Os parâmetros de desempenho dos controladores PI das malhas de regulação das tensões dos barramentos primário e secundário são importantes tanto para desempenho como para estabilidade do módulo de potência. A frequência de cruzamento do controlador da malha de tensão do estágio retificador deve ser reduzida para não distorcer a referência da malha de corrente. A componente alternada centrada no dobro da frequência da rede elétrica presente na tensão de saída do retificador é transmitida a malha de controle através da realimentação da tensão. Assim, como o controlador de tensão é projetado para uma frequência de cruzamento baixa, o que gera um pequeno ganho  $K_p$ , o ganho em torno de 120

Hz é reduzido e, conseqüentemente, o impacto da componente alternada é atenuado. Isso explica o valor de 12 Hz adotado para a frequência de cruzamento do controlador de tensão do retificador, sendo este valor alocado uma década abaixo de 120 Hz. Por outro lado, a redução da frequência de cruzamento amplifica o pico de magnitude da impedância  $Z_{o\_ret}(s)$ , tornando suscetível a intersecção com a impedância de entrada  $Z_{in\_dab}(s)$ . Tal fato reduz a margem de estabilidade do acoplamento devido a fortes interações de impedâncias.

Portanto, o limite máximo da banda passante da malha de tensão do retificador está associado à necessidade de atenuar o ganho em torno da frequência de 120 Hz e evitar distorções na referência da malha de corrente. Já o limite mínimo permanece relativo à magnitude da impedância de saída para prevenir interações de impedância e situações de instabilidade (KRISHNAMURTHY; AYYANAR, 2008b). Para as especificações assumidas neste trabalho, uma faixa de frequência conveniente e que possibilita atender as necessidades tanto de estabilidade como de desempenho é limitada entre 10 Hz e 30 Hz.

Na seção referente ao estudo do DAB foi exposto que para o caso do controlador PI aplicado a sua malha de controle a frequência de cruzamento se apresenta como um parâmetro fundamental para a estabilidade do acoplamento ao inversor e para o desempenho satisfatório da estrutura. Na literatura o conversor DAB é extensivamente utilizado em aplicações caracterizadas pelo seu acoplamento a um estágio pré- ou pós-regulador que processam tensão e corrente alternada (NGO et al., 2012; VENKAT; SHUKLA; KULKARNI, 2014; WANG et al., 2016; XUE et al., 2015; ZHANG et al., 2016; ZHAO et al., 2013). Entretanto, não há qualquer estudo voltado a análise dos impactos da componente alternada no desempenho e operação do sistema. Assim, vê-se a necessidade de explorar o projeto do PI a partir do valor nominal do ângulo de defasagem e da amplitude da ondulação presente no ângulo de defasagem.

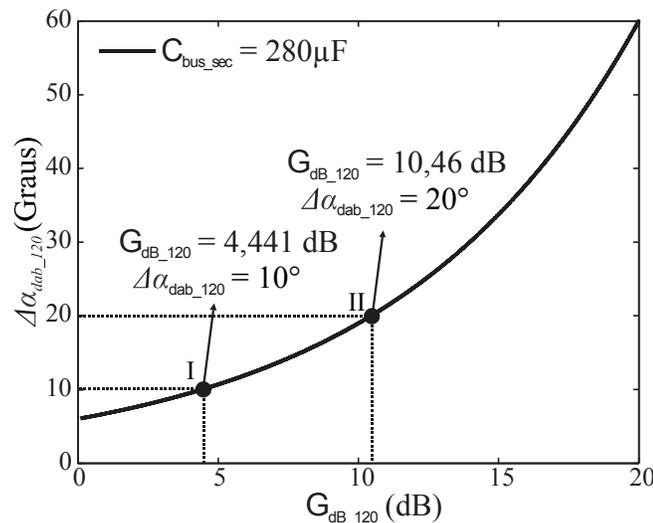
A metodologia matemática desenvolvida de projeto do PI é baseada na função de transferência  $G_{\alpha, V120}(s)$ , onde sua representação matemática é dada em (54). Com a definição do valor nominal do ângulo de defasagem, no qual depende exclusivamente do projetista, a determinação da região angular para a excursão de  $\alpha_{dab}$  ao longo da operação do conversor é definida, podendo está de acordo com os limites recomendados na literatura ou não. A partir do valor da ondulação  $\Delta\alpha_{dab}(t)$ , o ganho associado em 120 Hz é encontrado com base no gráfico da Figura 43 (a). Dessa forma, é estimado o ganho em dB de  $G_{\alpha, V120}(s)$  especificamente na frequência de 120 Hz. Utilizando a representação logarítmica da função de transferência e sendo 120 Hz a frequência base, (54) é reorganizada e reescrita da seguinte forma:

$$20 \log_{10} \left| \frac{K_p \frac{(2\pi 120 + w_z)}{2\pi 120}}{-1 - K_p \frac{(2\pi 120 + w_z)}{2\pi 120} G_{dab}(\alpha_{dab}) \frac{R_{dab}}{R_{dab} C_{bus\_sec} 2\pi 120 + 1}} \right| = G_{dB\_120} \quad (130)$$

O termo  $w_z$  refere-se à frequência angular do zero do PI. Para simplificação o zero do PI é sempre alocado na frequência do polo da planta, de modo que a margem de fase permaneça sempre por volta de  $90^\circ$ . Todos os parâmetros de (130) podem ser quantificados com base nas especificações de projeto, exceto  $K_p$ . Dessa forma, para determinar o ganho do controlador PI, o que permite a definição da frequência de cruzamento associada a uma dada ondulação  $\Delta\alpha_{dab}(t)$ , a equação (130) deve ser solucionada em função de  $K_p$ . Ao final, o controlador PI é projetado com base na ondulação  $\Delta\alpha_{dab}(t)$ , ao invés das especificações de desempenho utilizadas na metodologia convencional baseada na resposta em frequência.

Para exemplificar a aplicação desta metodologia matemática desenvolvida, o projeto do controlador PI é explorado para os casos configurados com  $\alpha_{dab}$  igual a  $40^\circ$ ,  $30^\circ$  e  $20^\circ$ . Para estes casos considera-se a amplitude da ondulação igual a  $10^\circ$  e  $20^\circ$ . O gráfico que define a relação entre  $G_{dB\_120}$  e  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  para  $C_{bus\_sec} = 280 \mu F$  é novamente apresentado na Figura 129. Os pontos I e II destacados são relativos à  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  igual a  $10^\circ$  e  $20^\circ$ , respectivamente. O valor de ganho associado a cada condição angular é 4,441 dB e 10,46 dB.

Figura 129 – Gráfico de  $G_{dB\_120}$  (dB) por  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  (graus) para  $C_{bus\_sec} = 280 \mu F$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Ainda para resolução da função logarítmica é necessário calcular o ganho da função de transferência da planta, representado por  $G_{dab}(\alpha_{dab})$ . O seu valor é expresso pela seguinte equação:

$$G_{dab}(\alpha_{dab}) = \frac{V_{in\_dab}(\pi - 2\alpha_{dab})}{2\pi L_{dab} f_{s\_dab} n_{Tr} \pi} \quad (131)$$

Para as condições angulares estabelecidas  $G_{dab}(\alpha_{dab})$  assume 1,419, 2,119 e 3,478, respectivamente. Portanto, com exceção de  $K_p$ , todas as variáveis da função logarítmica são conhecidas.

Tomando como ponto inicial  $\alpha_{dab} = 40^\circ$  e seus respectivos ganhos, (130) é quantificada:

$$20\log_{10} \left| \frac{K_p \frac{(2\pi 120 + w_z)}{2\pi 120}}{-1 - K_p \frac{(2\pi 120 + w_z)}{2\pi 120} 1,419 \frac{R_{dab}}{R_{dab} C_{bus\_sec} 2\pi 120 + 1}} \right| = 4,441 \quad (132)$$

$$20\log_{10} \left| \frac{K_p \frac{(2\pi 120 + w_z)}{2\pi 120}}{-1 - K_p \frac{(2\pi 120 + w_z)}{2\pi 120} 1,419 \frac{R_{dab}}{R_{dab} C_{bus\_sec} 2\pi 120 + 1}} \right| = 10,46 \quad (133)$$

Resolvendo (132) e (133) em função do ganho do controlador, as soluções encontradas são 1,638 e 3,13. Visualizando a resposta em frequência da função de transferência de laço aberto compensada, as frequências de cruzamento associadas são de 20,78 Hz e 39,71 Hz. Os controladores resultantes assumem as seguintes equações:

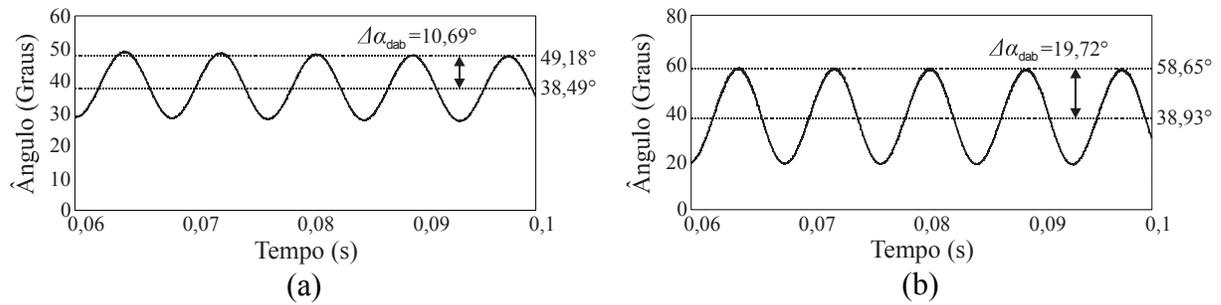
$$G_{PI,1}(s) = \frac{K_p(s + w_z)}{s} = \frac{1,638(s + 12,4)}{s} \quad (134)$$

$$G_{PI,2}(s) = \frac{K_p(s + w_z)}{s} = \frac{3,13(s + 12,4)}{s} \quad (135)$$

Para verificação e comprovação da metodologia desenvolvida o módulo de potência foi simulado com cada PI projetado. Na Figura 130 são ilustrados os ângulos de defasagem

gerados pelos controladores e obtidos via simulação no PSIM<sup>®</sup>. Para o primeiro caso, os valores médio e de pico de  $\alpha_{dab}$  foram de  $38,49^\circ$  e  $49,18^\circ$ , respectivamente, derivando  $\Delta\alpha_{dab\_120} = 10,69^\circ$ . Para o outro caso explorado,  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  foi de  $19,72^\circ$ , com valores médio e de pico de  $\alpha_{dab}$  iguais a  $38,93^\circ$  e  $58,95^\circ$ .

Figura 130 – Resultados de simulação com  $\alpha_{dab} = 40^\circ$ : (a) para  $G_{PI,1}(s)$ , (b) para  $G_{PI,2}(s)$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

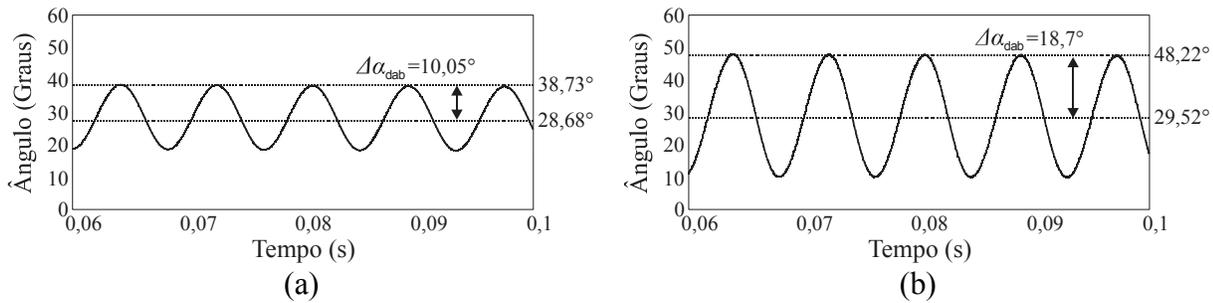
Com  $\alpha_{dab} = 30^\circ$ , a função logarítmica foi novamente determinada e solucionada. A principal alteração ficou em torno do ganho  $G_{dab}(\alpha_{dab})$ . As soluções encontradas para  $K_p$  foram 1,606 e 2,932 para  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  de  $10^\circ$  e  $20^\circ$ , respectivamente. Para tais ganhos, as frequências de cruzamento do PI alcançaram 30,43 Hz e 55,56 Hz. Assim, as equações dos controladores resultantes foram:

$$G_{PI,3}(s) = \frac{K_p(s+w_z)}{s} = \frac{1,606(s+12,4)}{s} \quad (136)$$

$$G_{PI,4}(s) = \frac{K_p(s+w_z)}{s} = \frac{2,932(s+12,4)}{s} \quad (137)$$

Na Figura 131 são reproduzidos os ângulos de defasagem obtidos em simulação. Para a condição de  $\Delta\alpha_{dab\_120} = 10^\circ$ , os valores médio e de pico de  $\alpha_{dab}$  foram de  $28,68^\circ$  e  $38,73^\circ$ , resultando em  $\Delta\alpha_{dab\_120} = 10,05^\circ$ . Com  $\Delta\alpha_{dab\_120} = 20^\circ$ , os valores médio e de pico foram de  $29,52^\circ$  e  $48,22^\circ$ , o que define  $\Delta\alpha_{dab\_120} = 18,7^\circ$ .

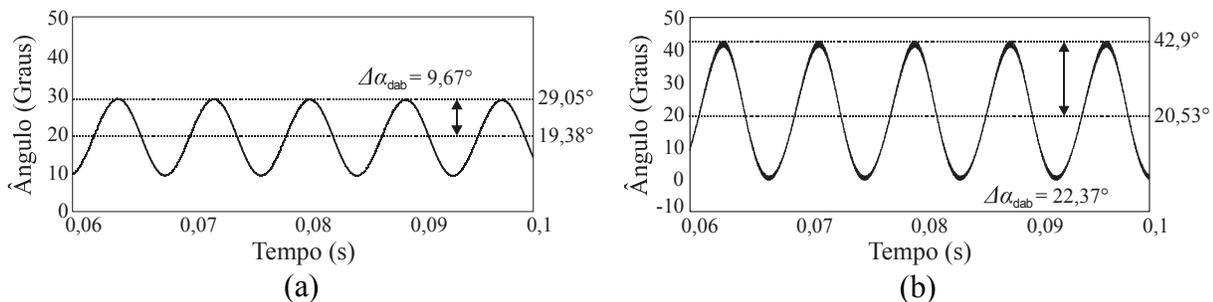
Figura 131 - Resultados de simulação com  $\alpha_{dab} = 30^\circ$ : (a) para  $G_{PI,3}(s)$ , (b) para  $G_{PI,4}(s)$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Por fim, a condição de  $\alpha_{dab} = 20^\circ$  foi aplicada. Para  $\Delta\alpha_{dab\_120} = 10^\circ$  e com a atualização de  $G_{dab}(\alpha_{dab})$ , a solução encontrada para  $K_p$  foi de 1,522, sendo 47,32 Hz a frequência de cruzamento relacionada. Considerando  $\Delta\alpha_{dab\_120} = 20^\circ$ , a solução  $K_p$  ficou em torno de 2,505, associado a uma frequência de 77,87 Hz. Na Figura 132 são apresentados os ângulos de defasagem obtidos em simulação. Observa-se que em todos os casos analisados a ondulação resultante em torno do nível médio do ângulo de defasagem é extremamente similar àquela estimada inicialmente como ponto de partida para o projeto do PI. A representação matemática da metodologia de projeto possibilita projetar o PI desassociado das especificações de frequência de cruzamento e margem de fase, sendo esta a principal diferença em relação à metodologia convencional utilizada fundamentada na resposta em frequência. Os resultados encontrados validam a metodologia proposta para o projeto do controlador PI. A principal vantagem da metodologia desenvolvida, o que justifica a sua aplicação ao sistema sob estudo, é o fornecimento com uma excelente precisão da informação acerca da ondulação na ação de controle. Assim, é possível conhecer e ajustar a região angular excursionada por  $\alpha_{dab}$ .

Figura 132 - Resultados de simulação com  $\alpha_{dab} = 20^\circ$ : (a)  $\Delta\alpha_{dab\_120} = 10^\circ$ , (b)  $\Delta\alpha_{dab\_120} = 20^\circ$ .

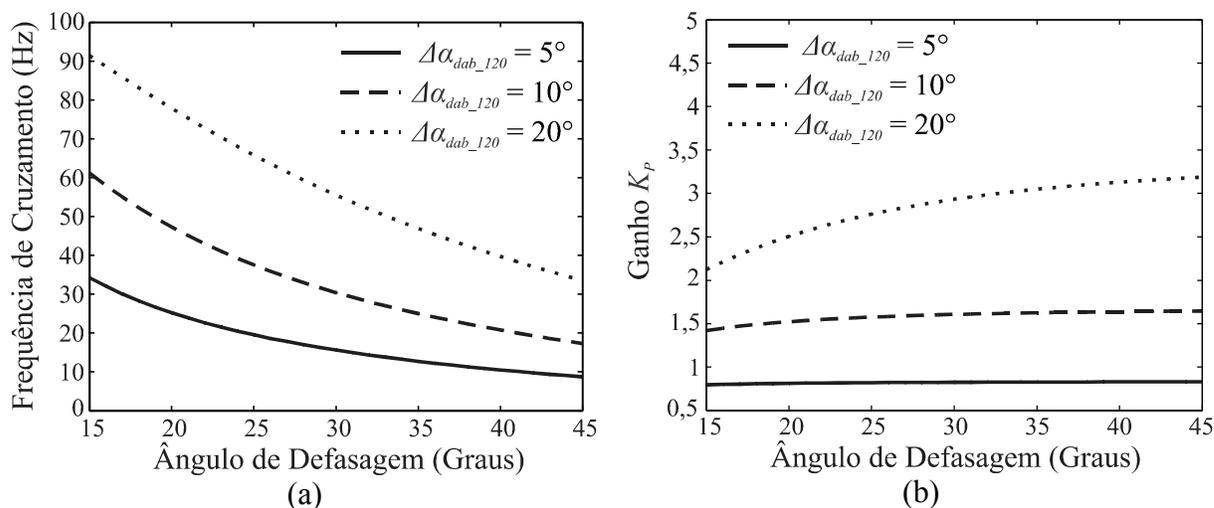


Fonte: Elaborada pelo autor.

Baseado na abordagem matemática aplicada é possível atribuir valores à frequência de cruzamento e ao ganho  $K_p$  de acordo com um dado valor de ângulo de defasagem e ondulação. Realizando a varredura de valores de  $\alpha_{dab}$ , é calculado para cada ângulo um dado  $K_p$  e  $f_{c\_v\_dab}$ , considerando  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  constante. Na Figura 133 (a) e (b) são ilustrados os gráficos que descrevem as relações mencionadas. Percebe-se que quanto maior o valor do ângulo de defasagem, menor é a frequência de cruzamento do PI para manter um dado valor de  $\Delta\alpha_{dab\_120}$ . Além disso, observa-se que o  $K_p$  aumenta à medida que o ângulo e a ondulação aumentam. Estes resultados estão de acordo com a teoria exposta nas seções anteriores.

Para o caso de  $\Delta\alpha_{dab\_120} = 10^\circ$ , os limites máximo e mínimo da faixa percorrida pelo valor da frequência de cruzamento foi 61,21 Hz e 17,33 Hz. O intervalo de frequência assumiu valores convenientes para a operação do conversor. Do ponto de vista de estabilidade, o acoplamento entre DAB e inversor terá uma boa margem de estabilidade, o que garante um desempenho transitório adequado e pouco oscilatório. A análise de estabilidade do barramento secundário mostrou que para as especificações de potência adotadas, o sistema permanece estável com a frequência de cruzamento por volta de 10 Hz, valor abaixo do limite mínimo associado a  $\alpha_{dab} = 45^\circ$ . Além disso, mesmo o sistema operando  $\alpha_{dab}$  nominal alto, próximo a  $45^\circ$ , a região angular percorrida além do limite máximo recomendável não é tão amplificada, resultando que as reduções do fator de potência da estrutura e da potência ativa transmitida permanecem numa faixa ainda limitada. Portanto, a interpretação das conclusões obtidas indica que  $10^\circ$  é um valor satisfatório para o parâmetro

Figura 133 – (a) Gráfico de  $\alpha_{dab}$  (graus) por  $f_{c\_v\_dab}$  (Hz) para diferentes valores de  $\Delta\alpha_{dab\_120}$ ; (b) gráfico de  $\alpha_{dab}$  (graus) por  $K_p$  para diferentes valores de  $\Delta\alpha_{dab\_120}$ .

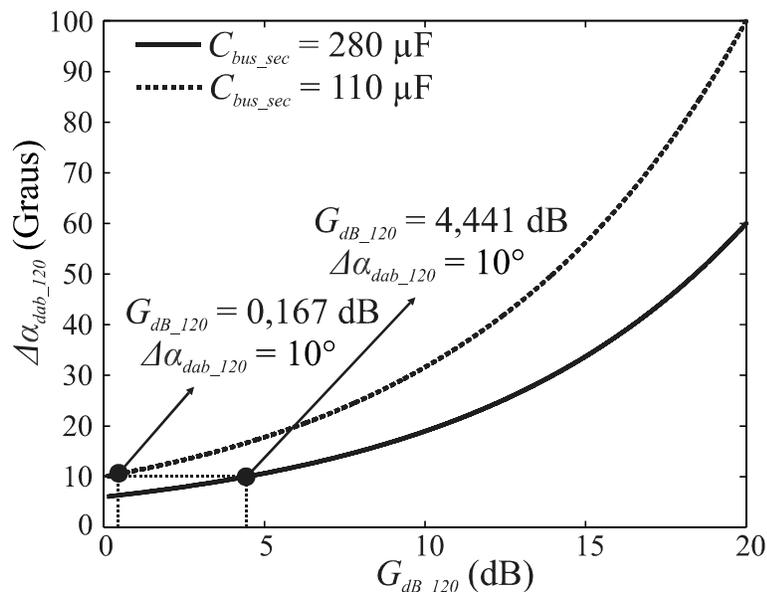


de ondulação do ângulo de defasagem.

Ainda é importante analisar o sistema em função do valor da capacitância do barramento secundário, de modo que seu impacto no projeto do PI seja elucidado. Considerando  $C_{bus\_sec}$  igual a 110  $\mu\text{F}$  e 280  $\mu\text{F}$  e mantendo  $\Delta\alpha_{dab\_120} = 10^\circ$ , o módulo de potência é novamente explorado. Na Figura 134 são destacados os pontos referentes à  $\Delta\alpha_{dab\_120} = 10^\circ$  nas curvas para as capacitâncias escolhidas, definindo os ganhos  $G_{dB\_120}$  em cada caso. A partir da aplicação da metodologia de projeto do PI, os gráficos que relacionam  $\alpha_{dab}$ ,  $\Delta\alpha_{dab\_120}$ ,  $f_{c\_v\_dab}$  e  $K_p$  são obtidos novamente para os dois valores de capacitâncias fixados. Na Figura 135 são ilustrados os gráficos, destacando os intervalos de valores de  $f_{c\_v\_dab}$  e  $K_p$ . Reduzindo o valor da capacitância, as ondulações no barramento de tensão são amplificadas. Dessa forma,  $K_p$  é necessariamente menor para sustentar  $\Delta\alpha_{dab\_120} = 10^\circ$  para um mesmo ângulo de defasagem. Por outro lado,  $f_{c\_v\_dab}$  tende a assumir valores maiores.

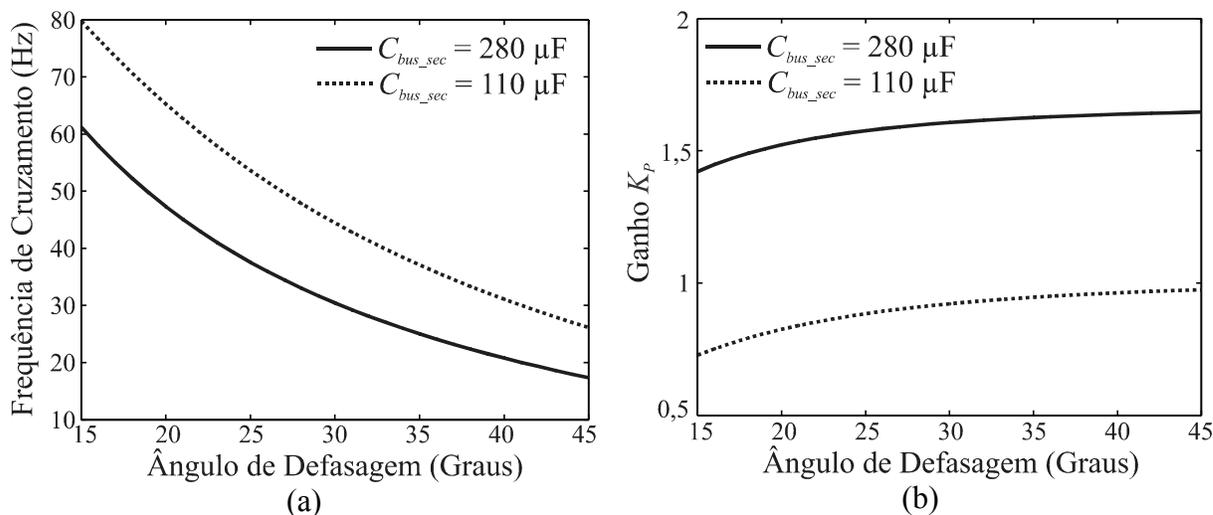
Além de impactar no desempenho do DAB, os ajustes em  $C_{bus\_sec}$  e  $f_{c\_v\_dab}$  interferem no nível do acoplamento e das interações com o inversor. As impedâncias de entrada do inversor e de saída do DAB, considerando os dois valores de  $C_{bus\_sec}$  e seus respectivos controladores PI para  $\alpha_{dab} = 20^\circ$ , são ilustradas na Figura 136. O impacto causado ao acoplamento entre DAB e inversor pela redução da capacitância do barramento é mais acentuado por causa da necessidade da limitação do ganho  $K_p$ . Além dos fatores técnicos do conversor DAB que são afetados pela componente alternada em 120 Hz, o acoplamento dos conversores interligados pelo barramento

Figura 134 - Gráfico de  $G_{dB\_120}$  (dB) por  $\Delta\alpha_{dab\_120}$  (graus) para diferentes valores de  $C_{bus\_sec}$ .



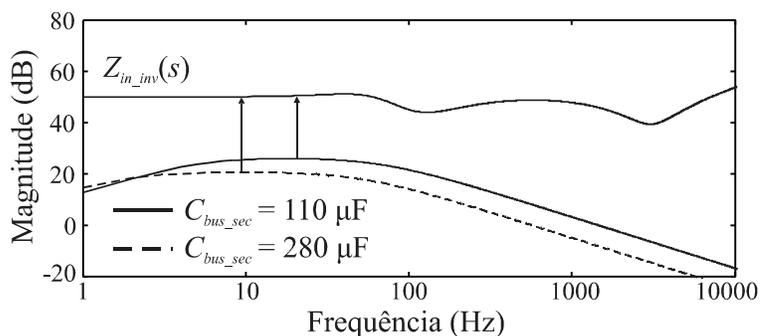
capacitivo secundário também pode ser prejudicado. Em razão da limitação dos impactos da parcela alternada em baixa frequência, a impedância de saída do DAB tende a sofrer modificações na sua magnitude que caracterizam a redução da margem de interação entre DAB e inversor.

Figura 135 - (a) Gráfico de  $\alpha_{dab}$  (graus) por  $f_{c\_v\_dab}$  (Hz) para diferentes valores de  $C_{bus\_sec}$ ; (b) gráfico de  $\alpha_{dab}$  (graus) por  $K_p$  para diferentes valores de  $C_{bus\_sec}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 136 - Critério das impedâncias de Middlebrook relativo ao acoplamento DAB/inversor para as condições de  $C_{bus\_sec}$  igual a 110  $\mu\text{F}$  e 280  $\mu\text{F}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

A solução voltada à atenuação dos impactos da componente alternada em 120 Hz na operação do DAB foi baseada na adição do filtro notch a parcela PI. A principal vantagem que justifica a sua inclusão ao sistema de controle do DAB é a possibilidade de aumentar a especificação da frequência de cruzamento, independentemente do valor nominal do ângulo

de defasagem, sem que os efeitos negativos introduzidos pela parcela alternada em baixa frequência sejam amplificados. O filtro **notch** é fundamental em sistemas caracterizados por  $\alpha_{dab}$  na faixa de  $30^\circ$  a  $45^\circ$ , pois a excursão possível para  $\Delta\alpha_{dab}(t)$  se torna bastante limitada. Um ponto importante ainda não evidenciado é acerca do limite máximo da frequência de cruzamento. Os polos e zeros adicionados pelo filtro **notch** inserem a malha de controle uma atraso de fase considerável que delimita o aumento da frequência de cruzamento. Tomando como exemplo o sistema sob estudo, considerando as especificações assumidas, o limite máximo situa-se em torno de 100 Hz.

A inclusão do filtro **notch** interfere também na escolha do valor da capacitância do barramento de tensão, sendo possível a aplicação de capacitâncias mais baixas. No caso do PI, a redução do valor de  $C_{bus\_sec}$  leva a também redução da  $K_p$ , de modo que o ganho  $G_{dB\_120}$  não seja alterado e a ondulação  $\Delta\alpha_{dab}(t)$  mantenha-se constante. Como o filtro **notch** age rejeitando a componente alternada e diminuindo o ganho em torno de 120 Hz, não é necessário limitar  $f_{c\_v\_dab}$ . Do ponto de vista de estabilidade, a inclusão do filtro **notch** permite preservar a margem de estabilidade mesmo ocorrendo a redução de  $C_{bus\_sec}$ , pois o valor da  $f_{c\_v\_dab}$  pode compensar a modificação na magnitude de  $Z_{o\_dab}(s)$ .

Diante das análises apresentadas e discutidas para os controladores PI e PI-**notch**, as principais vantagens da adição do filtro **notch** foram verificadas. A maior flexibilidade para a escolha das especificações de projeto permite uma faixa mais extensa para os valores do ângulo nominal de defasagem e a capacitância do barramento. Além disso, a banda passante do sistema de controle do DAB poderá ser maior. Isso porque não haverá a necessidade de capacitâncias tão elevadas para redução das ondulações no barramento e de ângulos baixos para atenuar o ganho em torno de 120 Hz.

Para um valor fixo de  $\alpha_{dab}$ , a inclusão do filtro **notch** possibilitou adotar um valor mais baixo de capacitância e ainda manter ou até mesmo aumentar a  $f_{c\_v\_dab}$ , o que garante um desempenho satisfatório e preserva a margem de interação e estabilidade do acoplamento ao inversor. Além disso, abre a possibilidade de até mesmo aumentar o ângulo de defasagem para um valor próximo ao limite máximo recomendável de  $45^\circ$ .

Com isso, as principais diretrizes de projeto para um desempenho adequado e alcançar uma margem de estabilidade considerável foram apresentados. É possível a realização de um estudo para determinar um ponto ótimo em função do valor da capacitância do barramento, das especificações de desempenho dos métodos de controle, do valor nominal de  $\alpha_{dab}$  e da ondulação  $\Delta\alpha_{dab}(t)$ . Com base na metodologia de projeto do PI é possível estimar o valor da frequência de cruzamento máxima que garanta a excursão angular dentro da faixa

recomendável, para dados valores de capacitância e ângulo de defasagem nominal. Pode ser também levada em consideração neste estudo a margem de estabilidade do acoplamento entre DAB e inversor. Enfim, o estudo teórico e matemático exposto definiu as principais orientações para se analisar o sistema em função das especificações e parâmetros de potência e controle e dos níveis de interação e estabilidade.

### 3.9 CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo apresentou o projeto das malhas de controle dos estágios de potência que compõem o módulo de potência do transformador de estado sólido. Os controladores foram projetados a partir do método da aproximação da resposta em frequência, utilizando a transformada invariante ao degrau e bilinear para realizar as conversões entre os planos  $s$ ,  $z$  e  $w$  e incluir a dinâmica do atraso de transporte. Os controladores das malhas de controle do retificador e do inversor foram obtidos e testados via simulação computacional, onde foi comprovado o bom desempenho dos sistemas de controle.

Também foi apresentada uma análise acerca dos impactos da componente alternada em 120 Hz na operação e desempenho do circuito de potência e controle do conversor DAB, de modo que foram estabelecidas as influências do valor nominal do ângulo de defasagem e da frequência de cruzamento do controlador PI da malha de regulação de tensão do DAB na amplitude da parcela alternada em baixa frequência do ângulo imposto ao conversor pelo sistema de controle. Visando atenuar os impactos negativos introduzidos na operação do DAB pela componente alternada, foi deduzida a solução simples e eficaz baseada na adição do filtro *notch* ao controlador PI. Assim, os controladores PI e PI-*notch* foram projetados e, em seguida, testados por simulações computacionais, verificando o desempenho satisfatório do sistema de controle e a atuação do filtro *notch* na operação do DAB.

Em seguida, foram realizadas as análises de impedância dos conversores destinados a cada estágio de potência, sendo determinados os parâmetros críticos e mais dominantes no comportamento da resposta em frequência das impedâncias de entrada e saída em malha fechada deduzidas. Com isso, foi abordada a análise de estabilidade do módulo de potência, explorando a interação entre os estágios de potência, baseado na teoria do critério das impedâncias de Middlebrook, e investigando a estabilidade dos acoplamentos realizados nos barramentos primário e secundário, com base nas condições do teorema de Nyquist. Por fim, foi realizada a simulação do módulo de potência e confirmado o desempenho adequado do sistema completo.

Ao final, diretrizes de projeto para assegurar um bom desempenho e a estabilidade da estrutura composta por conversores em cascata foram discutidas, sendo estabelecidas as relações mais importantes entre os parâmetros críticos de potência e controle. Além disso, a metodologia de projeto do PI baseada na definição da região angular excursionada pelo ângulo de defasagem foi apresentada. Através de simulações computacionais foi validada a eficácia desta metodologia. Finalizando, foram estimadas faixas recomendáveis para certos fatores e especificações de desempenho de potência e controle.

## 4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

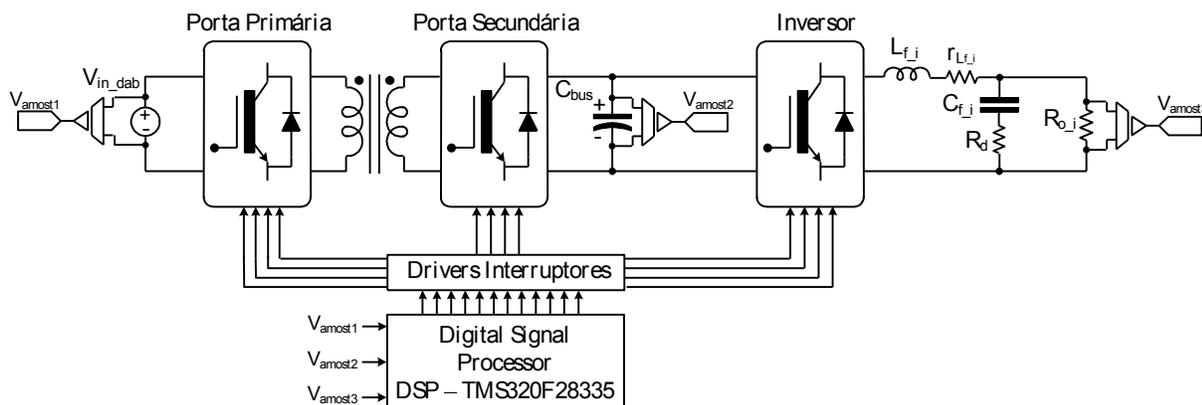
Este capítulo apresenta os resultados experimentais obtidos a partir do protótipo construído em laboratório. Inicialmente, os resultados experimentais dos conversores implementados operando isoladamente são apresentados e discutidos. Em seguida, os resultados experimentais do sistema completo, composto pelos conversores em cascata, são pontuados, sendo destacados os pontos mais relevantes para validar o estudo feito nos capítulos anteriores. Os resultados experimentais são visualizados em regime permanente e transitório, na ocorrência de degraus de carga.

### 4.1 INTRODUÇÃO

Para a obtenção dos resultados experimentais o protótipo implementado em laboratório foi composto somente pelo estágio CC-CC, constituído pelo conversor DAB, acoplado ao estágio CC-CA inversor, baseado na topologia **full-bridge**. O estágio retificador não foi implementado por não ter grande representatividade para as análises e contribuições de interesse. O acoplamento entre retificador e DAB não tem uma interação tão significativa para a operação do módulo de potência. O estudo do acoplamento entre retificador e DAB restringe-se a definição dos parâmetros críticos relativos ao comportamento das magnitudes das impedâncias de saída e entrada do retificador e DAB, respectivamente. O impacto da componente alternada em 120 Hz presente no barramento primário, resultando da interação entre os dois estágios, resume-se ao limite mínimo da escolha da frequência de cruzamento do controlador da malha de regulação de tensão do retificador. Portanto, os resultados obtidos são simples e já bastante explorados na literatura.

O acoplamento entre DAB e inversor, além de explorar a análise de impedâncias, possibilita abordar e investigar pontos não usuais acerca dos impactos da componente alternada em 120 Hz na operação e desempenho do circuito de potência e controle do DAB, buscando, então, as contribuições pontuais. Para emular a tensão contínua do barramento primário fornecida pelo estágio retificador foi conectada a entrada do DAB uma fonte de tensão CC capaz de oferecer ao sistema elétrico a tensão de entrada necessária e a corrente demandada para alcançar os 500 W de potência que a carga de saída demanda. Na Figura 137 é ilustrado o esquemático do circuito elétrico do protótipo implementado em laboratório. O sistema consta do conversor DAB em cascata ao inversor **full-bridge**, sendo alimentado pela fonte de tensão contínua. Junto a saída, após o filtro LC do inversor, é conectada uma carga

Figura 137 – Esquemático do circuito elétrico do protótipo construído e implementado.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 5 – Parâmetros de potência do sistema implementado.

Parâmetro	Valor
Tensão nominal de entrada	$V_{in\_dab} = 400 \text{ V}$
Tensão nominal do barramento CC	$V_{in\_inv} = 400 \text{ V}$
Tensão eficaz de saída do inversor	$V_{o\_inv} = 220 \text{ V}_{rms}$
Índice de modulação do inversor	$M_i = 0,7778$
Potência ativa nominal de saída	$P_{o\_inv} = 500 \text{ W}$
Frequência de chaveamento DAB/Inversor	$f_{s\_inv} = f_{s\_dab} = 20 \text{ kHz}$
Frequência da rede elétrica	$f_r = 60 \text{ Hz}$
Relação de transformação do transformador	$n_{Tr} = 1$
Ângulo de defasagem nominal do DAB	$\alpha_{dab1} = 20^\circ / \alpha_{dab2} = 30^\circ$
Indutância de transferência de potência	$L_{dab1} = 7,111 \mu\text{H} / L_{dab2} = 1 \text{ mH}$
Capacitância do barramento CC	$C_{bus} = 280 \mu\text{F}$
Filtro LC de saída do inversor	$L_{f\_i} = 2,593 \text{ mH} / r_{Lf\_i} = 0,8561 \Omega /$ $C_{f\_i} = 1 \mu\text{F}$
Resistência de amortecimento do filtro LC	$R_d = 10 \Omega / 22 \text{ W}$

Fonte: Elaborada pelo autor.

linear puramente resistiva. Maiores detalhes sobre a montagem do circuito de potência e do circuito de controle digital são discutidos no Apêndice B. Os parâmetros utilizados para implementação do protótipo são resumidos na Tabela 5.

#### 4.1.1 Resultados Experimentais do Inversor

Inicialmente, foi realizado o teste do inversor full-bridge isolado, a fim de validar o seu bom desempenho operando desacoplado do estágio CC-CC. Para esse teste foi utilizado no protótipo o esquemático da Figura 137, porém apenas o inversor foi posto em funcionamento. Os resultados experimentais do inversor foram obtidos para três condições: regime permanente para condição de plena carga, regime permanente para condição a vazio e resultados dinâmicos do regime transitório para um degrau de carga na saída. As principais formas de onda do inversor em regime permanente para condição de plena carga adquiridas a partir do protótipo implementado são ilustradas na Figura 138. A tensão e corrente de saída (após o filtro LC) que alimenta a carga resistiva na saída do inversor são destacadas na Figura 138. Observa-se que a tensão e corrente de saída são senoidais e apresentam uma baixa distorção. Para condição de plena carga a tensão de saída encontra-se controlada, comprovando o desempenho satisfatório do inversor nesta condição de operação. Por fim, é apresentada a forma de onda da tensão de entrada derivada da fonte CC de alimentação utilizada. Na Figura 139 são apresentados os mesmos resultados em regime permanente considerando a condição de carga a vazio. Verifica-se através das formas de onda desta última figura que a tensão de saída mantém-se c para a condição a vazio, assegurando que o sistema de controle é apto a regular a tensão de saída para toda a faixa de carga. A corrente de carga nula mostra que não há carga na saída consumindo energia. Por fim, é importante ressaltar que os valores eficazes da tensão de saída para os dois casos explorados permaneceram

Figura 138 – Resultados experimentais do inversor full-bridge em regime permanente para condição de plena carga (Ch1: tensão de saída do inversor  $V_{o\_inv}$  (250 V/div); Ch2: tensão de entrada do inversor  $V_{in\_inv}$  (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor  $i_{o\_inv}$  (5 A/div)).

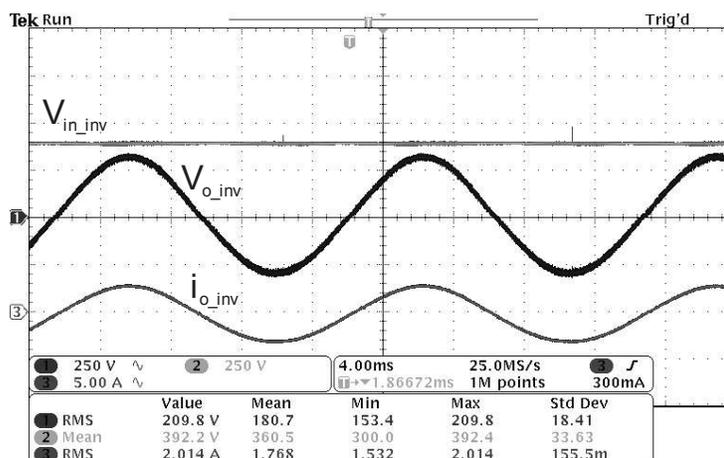
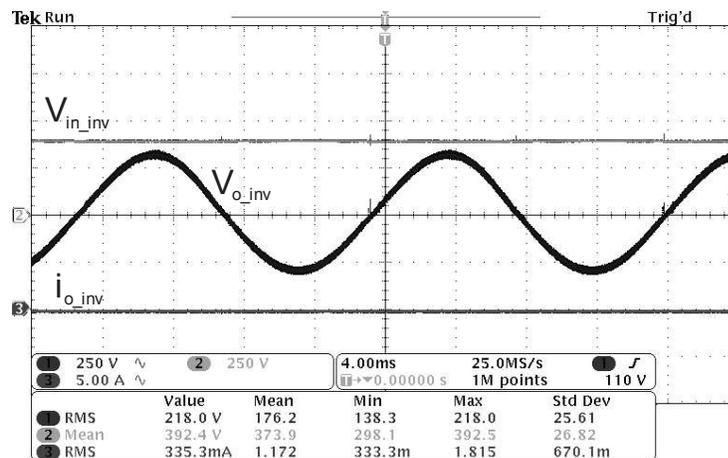


Figura 139 - Resultados experimentais do inversor full-bridge em regime permanente para condição a vazio (Ch1: tensão de saída do inversor  $V_{o\_inv}$  (250 V/div); Ch2: tensão de entrada do inversor  $V_{in\_inv}$  (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor  $i_{o\_inv}$  (5 A/div)).

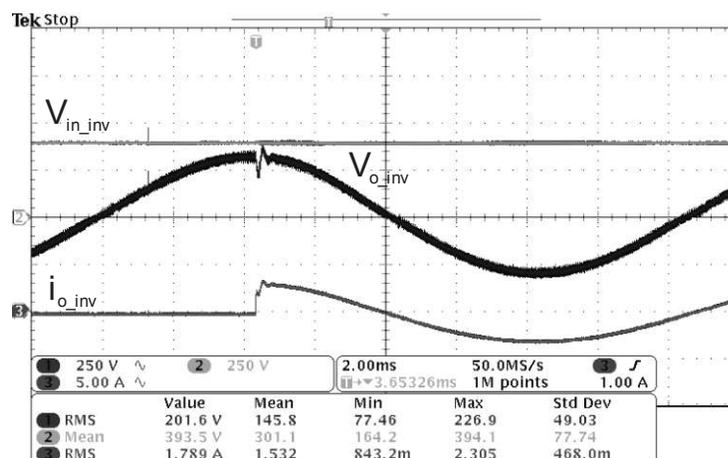


Fonte: Elaborada pelo autor.

próximos ao valor de projeto.

Para finalizar, foram realizados testes dinâmicos no inversor, de modo a verificar a atuação do sistema de controle na regulação da tensão na ocorrência de um degrau de carga. Para isso, foi imposto ao inversor um degrau positivo (entrada de carga) de 100%, caracterizando a operação de vazio até plena carga. A Figura 140 mostra a tensão e corrente de saída do conversor durante o transitório de carga. Analisando a tensão de saída, nota-se a rápida atuação do sistema de controle na compensação das variações na sua forma de onda,

Figura 140 - Resultados experimentais da resposta dinâmica do inversor full-bridge (Ch1: tensão de saída do inversor  $V_{o\_inv}$  (250 V/div); Ch2: tensão de entrada do inversor  $V_{in\_inv}$  (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor  $i_{o\_inv}$  (5 A/div)).



Fonte: Elaborada pelo autor.

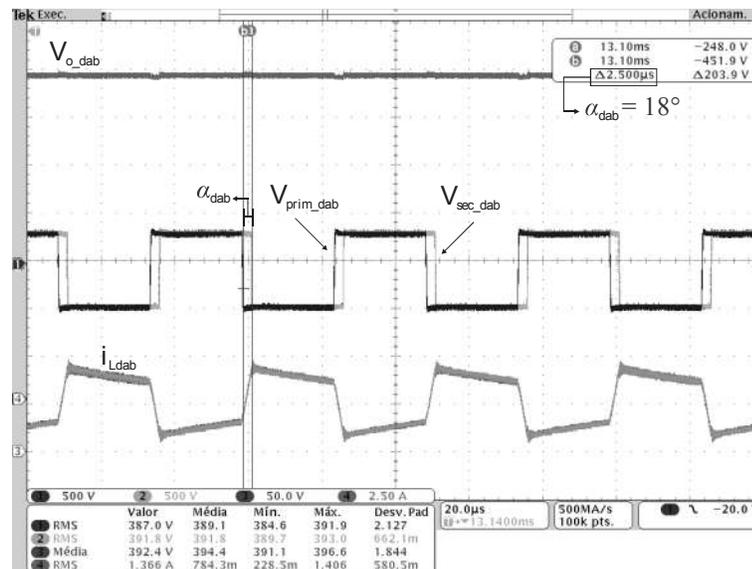
buscando reestabelecer o seu valor nominal e mantê-la controlada. Assim, por meio dos testes dinâmicos, foi avaliada e comprovada a eficácia da malha de controle de tensão do inversor, validando o projeto e estudo de estabilidade realizado para o controlador.

#### 4.1.2 Resultados Experimentais do conversor DAB

Os testes também foram realizados no conversor DAB operando desacoplado do inversor, visando obter os resultados experimentais em regime permanente para condição de plena carga e a vazio e os resultados dinâmicos do regime transitório para um degrau de carga na saída. Como apenas o DAB é posto em funcionamento, o controlador aplicado ao sistema de controle foi o PI. O esquemático da Figura 137 foi novamente aplicado. Na Tabela 5 são estabelecidos dois valores para o ângulo de defasagem,  $20^\circ$  e  $30^\circ$ , o que leva a impor o DAB a operar em dois pontos de operação diferentes. Primeiramente, o sistema foi testado para o ângulo igual a  $20^\circ$ . As formas de onda em regime permanente da tensão de saída  $V_{o\_dab}$ , tensão da porta primária  $V_{prim\_dab}$ , tensão da porta secundária  $V_{sec\_dab}$  e corrente através da indutância de transferência de potência (equivalente a corrente do lado primário do transformador)  $i_{Ldab}$  são ilustradas na Figura 141, considerando a condição de carga nominal na saída. Nota-se que a tensão de saída, que corresponde à tensão do barramento CC secundário, está devidamente regulada em torno do valor nominal adotado. Também é destacado na Figura 141 o ângulo de defasagem imposto ao DAB pelo circuito de controle. O valor do ângulo de defasagem estabiliza-se em torno de  $18^\circ$ , como pode ser verificado na defasagem entre as tensões da porta primária e secundária.

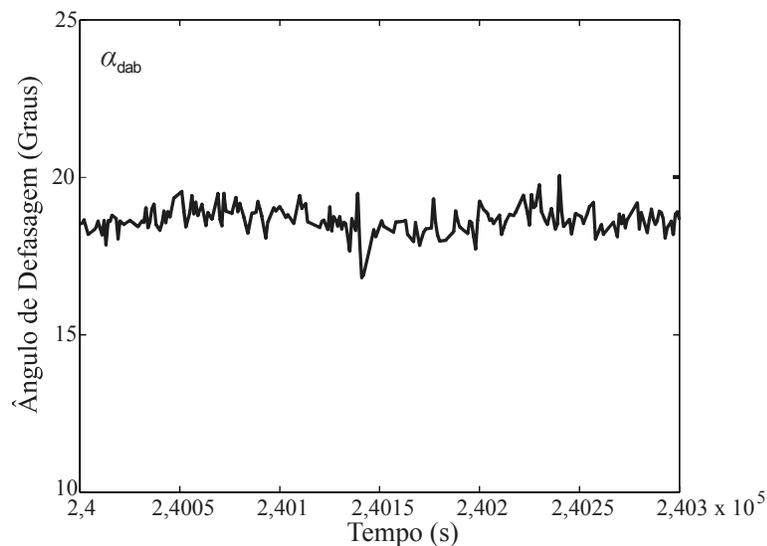
Ainda, utilizando o **buffer** de memória externo ao DSP, foi obtido em tempo real o ângulo de defasagem gerado e imposto ao conversor, sendo o resultado mostrado na Figura 141. Com base neste gráfico, certifica-se o valor do ângulo de defasagem adquirido a partir das tensões das portas primária e secundária. Por fim, percebe-se que a corrente através do enrolamento primário do transformador possui o formato esperado, sendo o seu valor eficaz bem próximo ao calculado. Os resultados em regime permanente para a condição de operação a vazio são apresentados na Figura 143. A tensão de saída do DAB permanece regulada e seu valor médio aproxima-se do valor de projeto. Como não há carga consumindo potência na saída, não há transferência de potência a saída, o que justifica o ângulo de defasagem praticamente nulo.

Figura 141 - Resultados experimentais do conversor DAB em regime permanente para condição de plena carga e  $\alpha_{dab} = 20^\circ$  (Ch1: tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$  (50 V/div); Ch2: tensão da porta primária do DAB  $V_{prim\_dab}$  (500 V/div); Ch3: tensão da porta secundária do DAB  $V_{sec\_dab}$  (500 V/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (2,5 A/div)).



Fonte: Elaborada pelo autor.

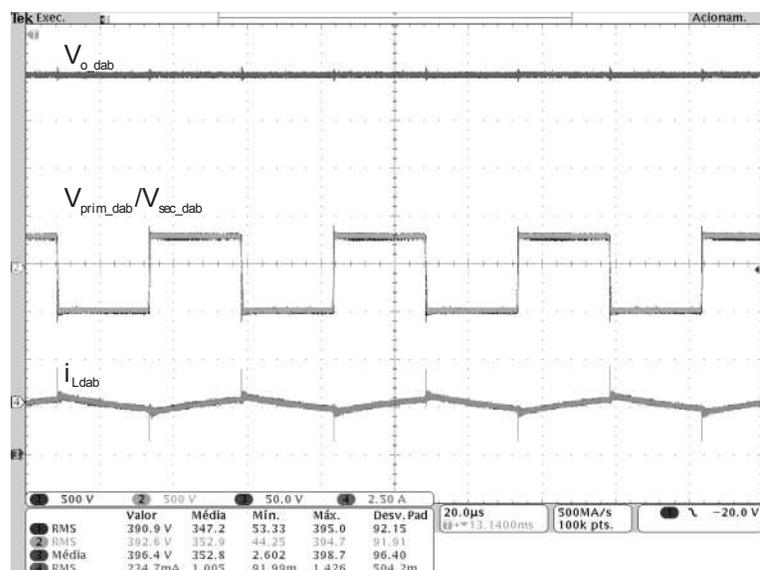
Figura 142 – Ângulo de defasagem gerado e imposto ao conversor DAB para a condição de operação a plena carga e  $\alpha_{dab} = 20^\circ$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

É importante pontuar que o ângulo de defasagem não assume o valor zero, pois no circuito há não idealidades, como as resistências equivalentes do indutor e dos enrolamentos

Figura 143 - Resultados experimentais do conversor DAB em regime permanente para condição a vazio e  $\alpha_{dab} = 20^\circ$  (Ch1: tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$  (50 V/div); Ch2: tensão da porta primária do DAB  $V_{prim\_dab}$  (500 V/div); Ch3: tensão da porta secundária do DAB  $V_{sec\_dab}$  (500 V/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (2,5 A/div)).

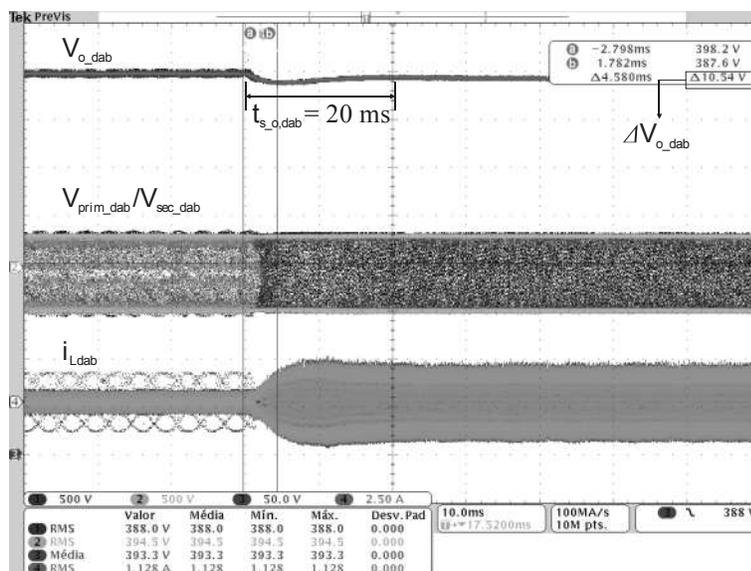


Fonte: Elaborada pelo autor.

do transformador. Assim, a corrente através do enrolamento primário do transformador é bem baixa. Diante disto, é constatado o bom desempenho em regime permanente do conversor DAB nas condições de plena carga e a vazio.

Em seguida, foi imposto ao DAB operando a vazio um degrau positivo de carga de 100%, para, então, investigar a ação do sistema de controle na regulação da tensão de saída. Para melhorar a visualização das formas de onda a escala de tempo foi amplificada de tal forma ( $t_{base} = 10$  ms) que a dinâmica da tensão no barramento capacitivo se tornasse mais nítida e perceptível. As principais formas de onda de tensão e corrente para o degrau de carga na saída são ilustradas na Figura 144. Na forma de onda da tensão do barramento capacitivo percebe-se o afundamento de aproximadamente 10 V no instante em que a carga é conectada a saída do conversor. O sistema de controle age restaurando o nível da tensão do barramento, restabelecendo-a em aproximadamente 20 ms. Assim, em regime permanente a tensão do barramento permanece equilibrada e regulada. A forma de onda da corrente através do enrolamento primário do transformador acusa a conexão da carga e que potência está sendo transferida a saída.

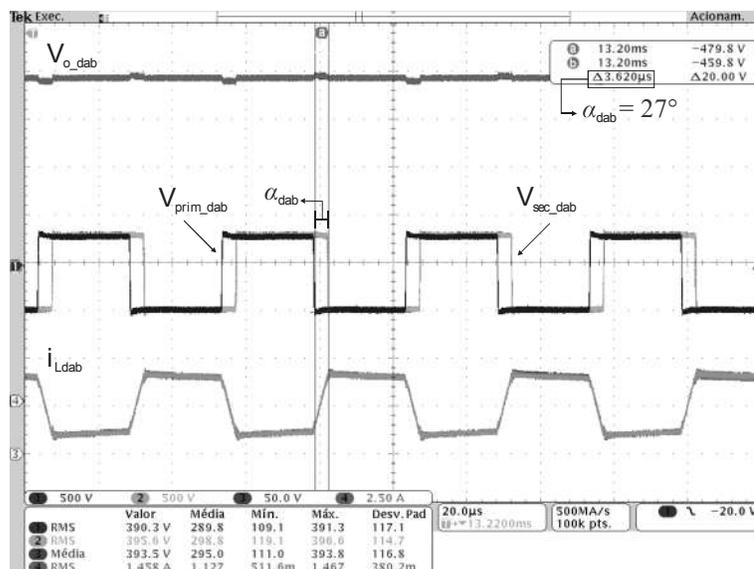
Figura 144 - Resultados experimentais da resposta dinâmica do conversor DAB para  $\alpha_{dab} = 20^\circ$  (Ch1: tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$  (50 V/div); Ch2: tensão da porta primária do DAB  $V_{prim\_dab}$  (500 V/div); Ch3: tensão da porta secundária do DAB  $V_{sec\_dab}$  (500 V/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (2,5 A/div)).



Fonte: Elaborada pelo autor.

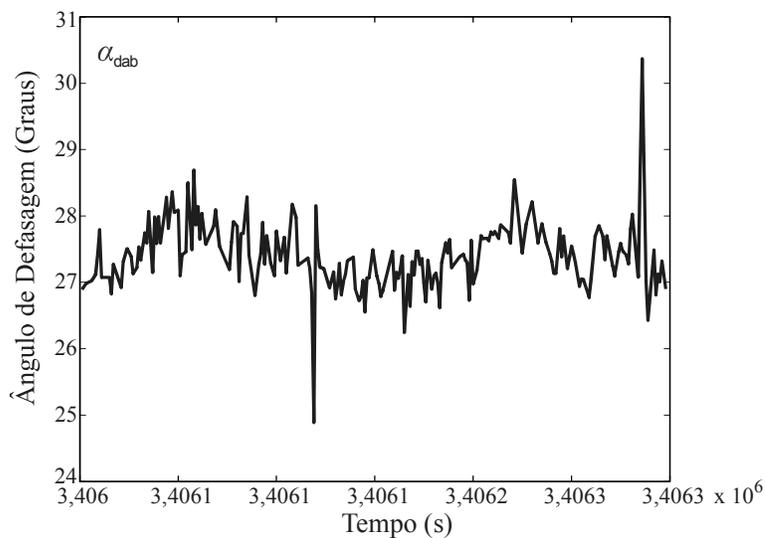
Obtidos os resultados experimentais no protótipo do DAB para o ângulo de defasagem igual a  $20^\circ$ , foi posto em funcionamento o protótipo caracterizado para o valor nominal do ângulo igual a  $30^\circ$ . Os testes foram novamente realizados para obter as principais formas de onda em regime permanente e transitório. Para condição a plena carga as formas de onda em regime permanente são ilustradas na Figura 145. A tensão do barramento capacitivo está regulada de acordo com o valor nominal de projeto e a corrente através do enrolamento primário do transformador apresenta o formato adequado para a operação do conversor com carga nominal. Na Figura 146 é reproduzido o ângulo de defasagem imposto ao DAB, obtido em tempo real através do **buffer** de memória do DSP. Tem-se que o valor do ângulo para a condição de carga nominal permanece fixo em torno de  $27^\circ$  e  $28^\circ$ . Ainda, as formas de onda das tensões da porta primária e secundária apresentam uma defasagem próxima a  $27^\circ$ , o que mostra a coerência dos resultados encontrados. Para a condição sem carga as formas de onda são apresentadas na Figura 147. Observa-se que a tensão de saída permanece regulada e a corrente através do enrolamento primário do transformador possui um valor resultante baixo, já que não há carga na saída consumindo potência. Como esperado, o ângulo de defasagem, identificado com base na defasagem entre as tensões das portas primária e secundária, é praticamente nulo.

Figura 145 - Resultados experimentais do conversor DAB em regime permanente para condição de plena carga e  $\alpha_{dab} = 30^\circ$  (Ch1: tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$  (50 V/div); Ch2: tensão da porta primária do DAB  $V_{prim\_dab}$  (500 V/div); Ch3: tensão da porta secundária do DAB  $V_{sec\_dab}$  (500 V/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (2,5 A/div)).



Fonte: Elaborada pelo autor.

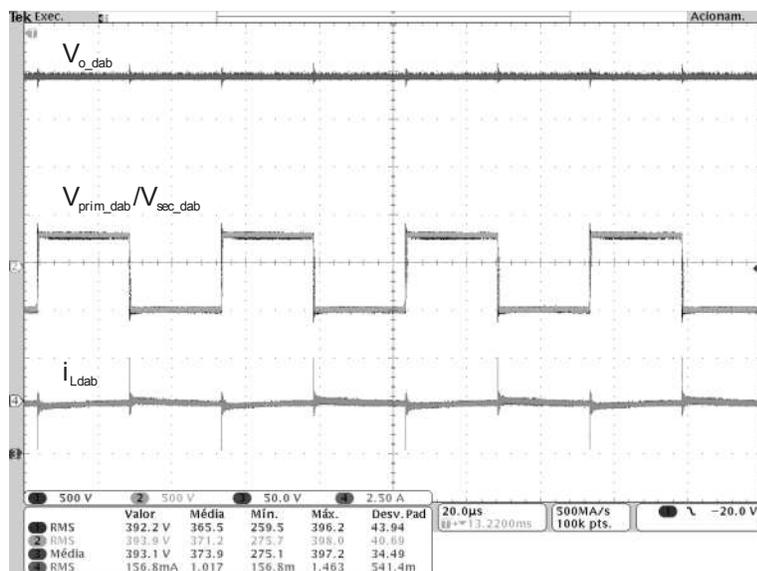
Figura 146 - Ângulo de defasagem gerado e imposto ao conversor DAB para a condição de operação a plena carga e  $\alpha_{dab} = 30^\circ$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Assim, é constatado o bom funcionamento do conversor DAB em regime permanente para o novo ponto de operação adotado. Para concluir os testes no DAB operando com ângulo nominal de  $30^\circ$ , o degrau de carga positivo de 100% foi realizado. A escala de tempo foi

Figura 147 - Resultados experimentais do conversor DAB em regime permanente para condição a vazio e  $\alpha_{dab} = 30^\circ$  (Ch1: tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$  (50 V/div); Ch2: tensão da porta primária do DAB  $V_{prim\_dab}$  (500 V/div); Ch3: tensão da porta secundária do DAB  $V_{sec\_dab}$  (500 V/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (2,5 A/div)).

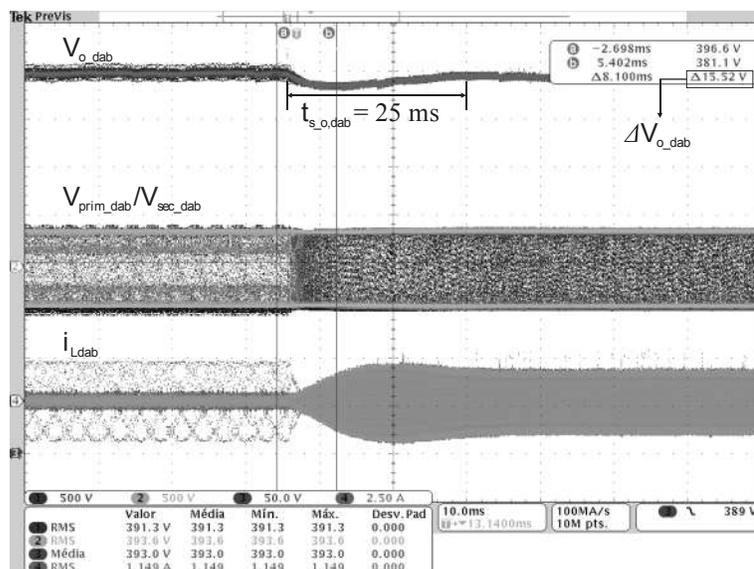


Fonte: Elaborada pelo autor.

novamente ampliada devido à dinâmica lenta da tensão de saída no barramento capacitivo. A Figura 148 ilustra as principais formas de onda. No momento em que a carga é inserida, o afundamento de tensão no barramento capacitivo aproxima-se de 16 V. Já a atuação do sistema de controle para compensar o afundamento de tensão e restaurar o nível de tensão do barramento resume-se em torno de 25 ms. O afundamento e o tempo de acomodação da tensão do barramento são levemente superiores ao caso anterior devido à dinâmica mais lenta do controlador de tensão utilizado. Como exposto na seção de projeto dos controladores, as frequências de cruzamento dos controladores PI aplicados são 50 Hz e 32 Hz, respectivamente, para as condições angulares de  $20^\circ$  e  $30^\circ$ . Por consequência, a banda passante do sistema de controle para a condição de  $30^\circ$  é mais limitada que aquela de  $20^\circ$ . Por fim, observa-se que ao atingir o regime permanente a tensão do barramento capacitivo é regulada e retorna ao ponto de equilíbrio.

Os testes dinâmicos do conversor DAB para as duas condições angulares mostraram o eficaz funcionamento da malha de controle de tensão para manter a tensão do barramento capacitivo de saída regulada para toda a faixa de carga e restaurá-la quando há variações de carga na saída, validando o projeto e estudo de estabilidade realizado para o controlador.

Figura 148 - Resultados experimentais da resposta dinâmica do conversor DAB para  $\alpha_{dab} = 30^\circ$  (Ch1: tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$  (50 V/div); Ch2: tensão da porta primária do DAB  $V_{prim\_dab}$  (500 V/div); Ch3: tensão da porta secundária do DAB  $V_{sec\_dab}$  (500 V/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (2,5 A/div)).



Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 4.1.3 Resultados Experimentais do Sistema DAB em cascata ao Inversor

Verificado o funcionamento dos conversores isoladamente, foi realizado o acoplamento do conversor DAB e do inversor para compor o sistema em cascata. O esquemático da Figura 137 foi aplicado por completo, conectando a carga resistiva à saída do inversor. O sistema é posto em funcionamento considerando as duas condições angulares da Tabela 5. Esta consideração foi assumida para visualizar os impactos da componente alternada em 120 Hz na operação do circuito de controle do conversor DAB, mais precisamente, no ângulo gerado e imposto ao circuito elétrico, de modo a verificar a análise teórica apresentada.

Inicialmente, para a realização dos testes no protótipo completo foi utilizado o controlador PI na malha de regulação de tensão do DAB. Na condição angular de  $20^\circ$ , a frequência de cruzamento assumida foi de 50 Hz, e para  $30^\circ$ , foi atribuído o valor de 32 Hz. Estas ponderações foram feitas para que as ondulações em baixa frequência em torno do valor médio do ângulo de defasagem alcançassem níveis similares, como já citado anteriormente. De acordo com o gráfico para capacitância do barramento CC igual a  $280 \mu\text{F}$  da Figura 43 (a), as ondulações no ângulo de defasagem são próximas a  $7,4^\circ$ .

As principais formas de onda do sistema completo para o primeiro teste, no qual consiste a operação do sistema em regime permanente e com carga nominal, e para o ângulo de  $20^\circ$  são ilustradas na Figura 149. Nesta figura são destacadas a tensão e corrente de saída do inversor  $V_{o\_inv}$  e  $i_{o\_inv}$ , respectivamente, a tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$  e a corrente através do enrolamento primário do transformador. Observa-se na tensão regulada sobre o barramento capacitivo as ondulações em baixa frequência referentes à componente alternada em 120 Hz. Para a capacitância de  $280 \mu\text{F}$  adotada as ondulações mantêm-se em torno de 15 V, sendo a sobretensão de aproximadamente 7,5 V. Como esperado, no formato da corrente através do enrolamento primário do transformador também visualiza-se a envoltória em baixa frequência, sendo o valor máximo da corrente alterado. Por sua vez, o ângulo de defasagem imposto ao DAB foi, mais uma vez, obtido através do **buffer** do DSP, sendo o resultado ilustrado na Figura 150.  $\alpha$

Observa-se claramente o impacto da parcela alternada em 120 Hz no formato do ângulo. Outro ponto importante a destacar é que o valor médio do ângulo resultante e imposto ao conversor alcançou um nível levemente superior ao valor nominal de projeto, mantendo-se em torno de  $21,5^\circ$ . Isso está associado à compensação das perdas devido às não idealidades do circuito elétrico para atingir a transferência de potência desejada.

Figura 149 - Resultados experimentais do sistema em cascata em regime permanente para condição de plena carga, controlador PI e  $\alpha_{dab} = 20^\circ$  (Ch1: tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$  (50 V/div); Ch2: tensão de saída do inversor  $V_{o\_inv}$  (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor  $i_{o\_inv}$  (5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).

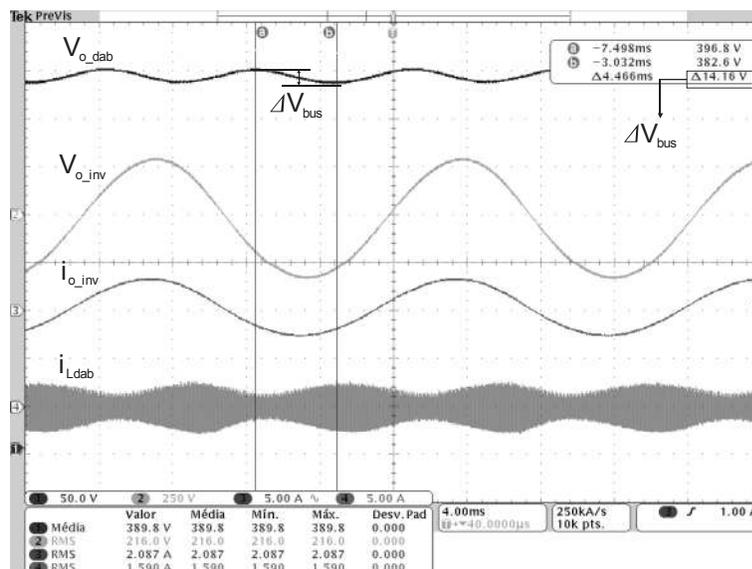
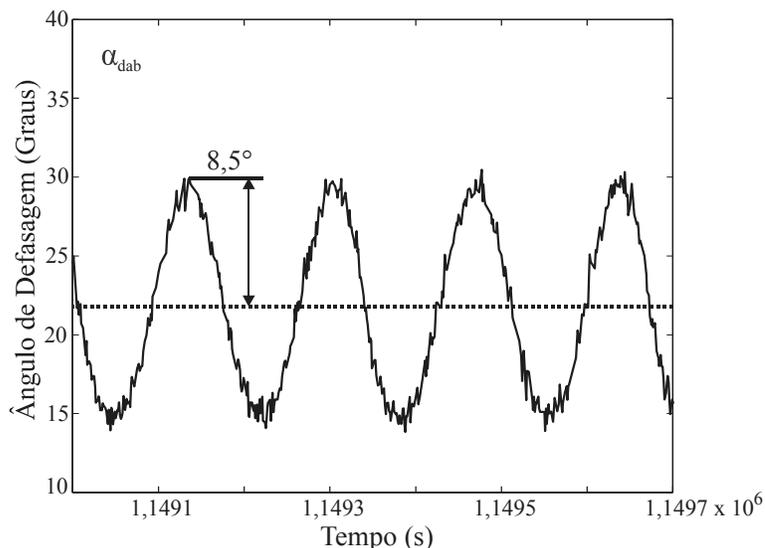


Figura 150 – Ângulo de defasagem gerado e imposto ao conversor DAB para carga nominal, controlador PI e  $\alpha_{dab} = 20^\circ$ .



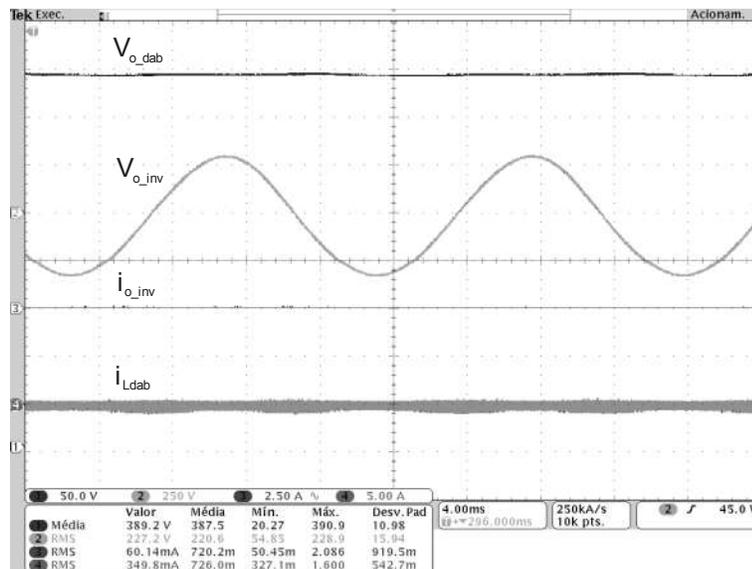
Fonte: Elaborada pelo autor.

Como resultado, o ganho final na frequência de 120 Hz é levemente amplificado. Apesar disso, as ondulações no ângulo de defasagem alcançaram um valor extremamente próximo ao estimado através da Figura 43, atingindo aproximadamente  $8,5^\circ$ . Por fim, analisando as formas de onda da tensão e corrente de saída do inversor, observa-se que os seus formatos são senoidais em 60 Hz e apresentam uma distorção desprezível. Além disso, para a condição de operação com carga nominal, a tensão está regulada e o valor eficaz desta grandeza permanece próximo ao de projeto.

As formas de onda do sistema em regime permanente para condição a vazio são ilustradas na Figura 151. Devido à ausência de carga conectada à saída do sistema, não há transferência de potência. Por consequência, as ondulações em baixa frequência na tensão do barramento capacitivo e na corrente através do enrolamento primário do transformador são inexistentes. Mediante a Figura 151, constata-se que tanto a tensão de saída do inversor com a tensão do barramento capacitivo estão regulada.

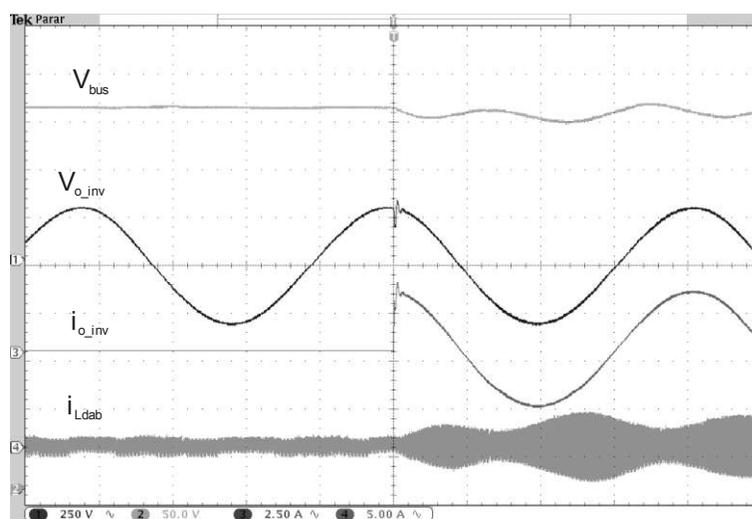
Verificada a operação do sistema em regime permanente, os resultados experimentais dinâmicos, considerando um degrau de carga positivo de 100% na saída, foram obtidos. Na Figura 152 são apresentadas as principais formas de onda dos conversores acoplados durante a transição de carga na saída, indo da condição a vazio até plena carga. Neste instante, a tensão do barramento capacitivo, que até então não apresentava ondulações em baixa frequência devido à potência ser nula, passa a exibir a envoltória em baixa frequência em

Figura 151 - Resultados experimentais do sistema em cascata em regime permanente para condição a vazio, controlador PI e  $\alpha_{dab} = 20^\circ$  (Ch1: tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$  (50 V/div); Ch2: tensão de saída do inversor  $V_{o\_inv}$  (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor  $i_{o\_inv}$  (5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 152 - Resultados experimentais da resposta dinâmica do sistema em cascata para controlador PI e  $\alpha_{dab} = 20^\circ$  (Ch1: tensão de saída do inversor  $V_{o\_inv}$  (250 V/div); Ch2: tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$  (50 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor  $i_{o\_inv}$  (2,5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).



Fonte: Elaborada pelo autor.

torno do seu valor CC. Além disso, a tensão de saída do inversor sofre um afundamento, na qual é compensado rapidamente pela malha de controle. O teste da resposta dinâmica do

sistema verificou e comprovou a atuação das malhas de controle de tensão do DAB e do inversor, uma vez que a tensão do barramento capacitivo e a tensão senoidal de saída nos terminais da carga são corrigidas e reestabelecidas ao equilíbrio.

Para finalizar os testes voltados ao protótipo de 20°, foi aplicado o controlador PI-notch na malha de tensão do DAB, visando verificar a atuação do filtro notch na atenuação dos impactos da componente alternada em baixa frequência na operação do DAB. Na Figura 153 são apresentadas as formas de onda em regime permanente para condição de plena carga dos conversores acoplados. A atuação do filtro notch fica clara ao visualizar o formato da forma de onda da corrente através do enrolamento primário do transformador, onde a envoltória em baixa frequência foi eliminada e o valor máximo inalterado se comparado ao do DAB operando isolado.

Ademais, no ângulo de defasagem imposto pelo circuito de controle ao conversor, ilustrado na Figura 154, também se constata a ação do filtro notch. Comparado as respostas do PI e PI-notch, sobrepostas na Figura 154, nota-se que as ondulações em torno do ângulo de defasagem são fortemente atenuadas pela filtro notch, permanecendo somente a parcela referente ao valor médio. Investigando a forma de onda da tensão do barramento capacitivo, percebe-se a existência das ondulações em baixa frequência, preservadas em torno de 15 V.

Figura 153 - Resultados experimentais do sistema em cascata em regime permanente para condição de plena carga, controlador PI-notch e  $\alpha_{dab} = 20^\circ$  (Ch1: tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$  (50 V/div); Ch2: tensão de saída do inversor  $V_{o\_inv}$  (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor  $i_{o\_inv}$  (5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).

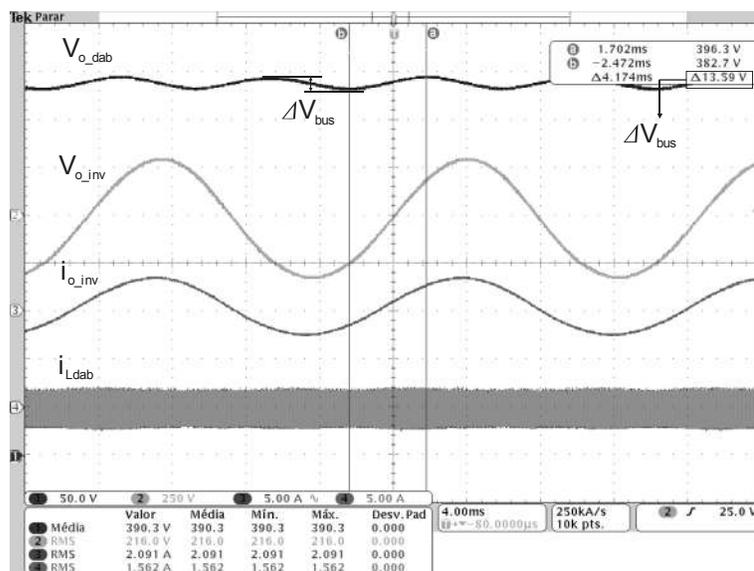
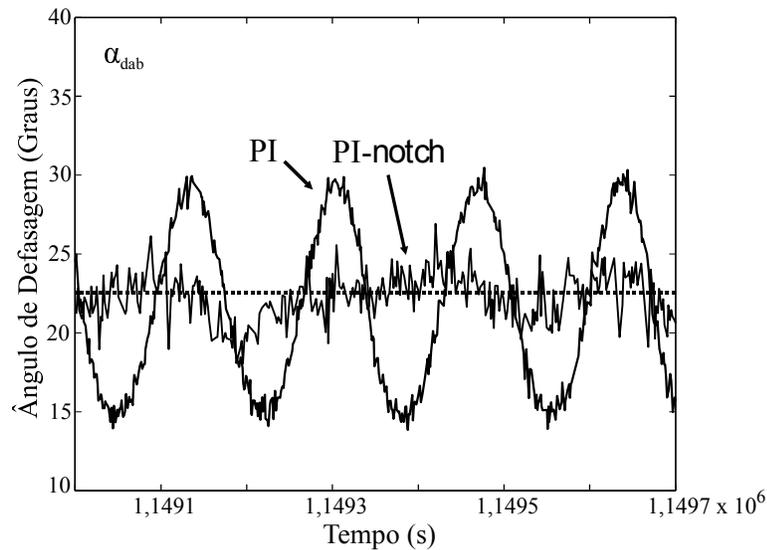


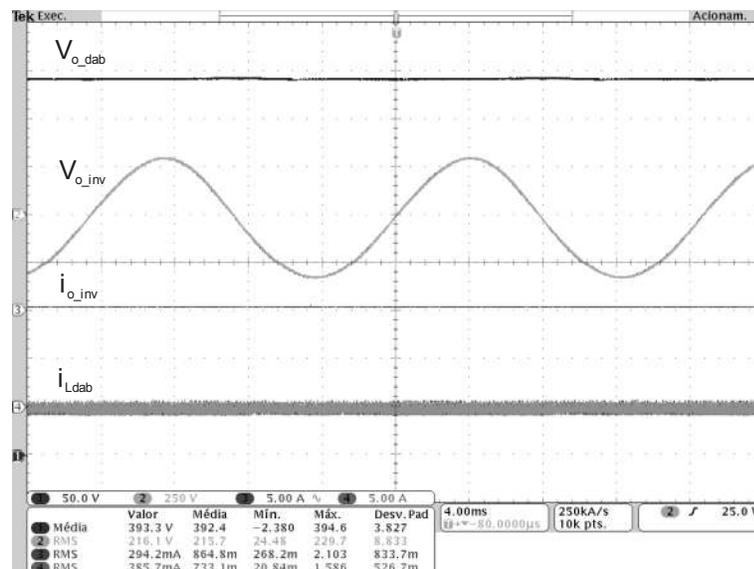
Figura 154 - Ângulo de defasagem gerado e imposto ao conversor DAB para carga nominal, controlador PI e PI-notch e  $\alpha_{dab} = 20^\circ$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

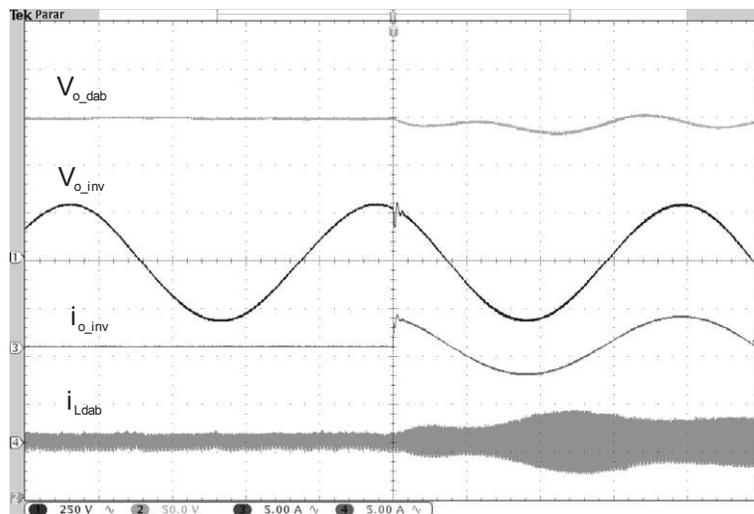
Na Figura 155 são apresentadas as formas de onda em regime permanente para condição a vazio. Os resultados obtidos são bastante similares ao do caso para o controlador PI. Por fim, na Figura 156 são ilustrados os resultados experimentais da resposta dinâmica do

Figura 155 - Resultados experimentais do sistema em cascata em regime permanente para condição a vazio, controlador PI-notch e  $\alpha_{dab} = 20^\circ$  (Ch1: tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$  (50 V/div); Ch2: tensão de saída do inversor  $V_{o\_inv}$  (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor  $i_{o\_inv}$  (5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 156 - Resultados experimentais da resposta dinâmica do sistema em cascata para controlador PI-notch e  $\alpha_{dab} = 20^\circ$  (Ch1: tensão de saída do inversor  $V_{o\_inv}$  (250 V/div); Ch2: tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$  (50 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor  $i_{o\_inv}$  (2,5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).



Fonte: Elaborada pelo autor.

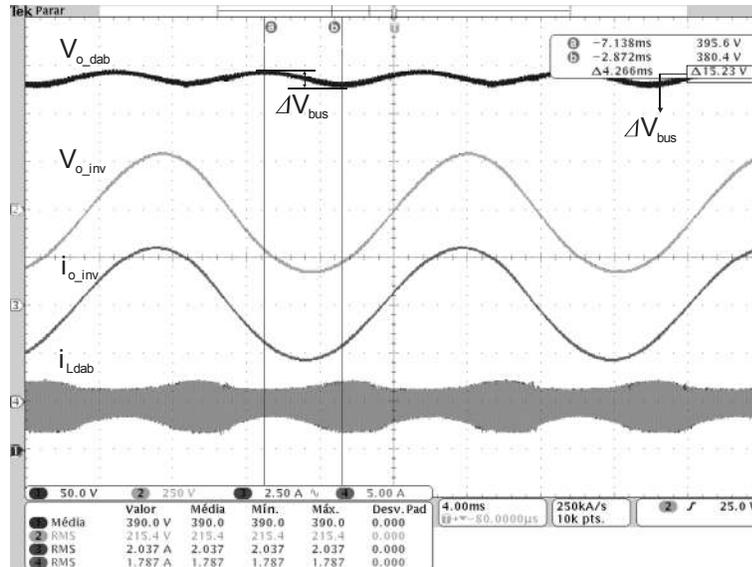
sistema para o degrau de carga configurado de vazio até plena carga. Observa-se o circuito de controle do inversor atua restaurando o afundamento da tensão de saída e, no caso da malha de tensão do DAB, age conservando a tensão do barramento regulada.

Concluídos os testes no protótipo para  $20^\circ$ , foi posto em operação o outro projetado para a condição angular de  $30^\circ$ . As principais formas de onda da estrutura em regime permanente operando com carga nominal são apresentadas na Figura 157. As ondulações em baixa frequência são novamente visualizadas na tensão do barramento capacitivo, sendo limitadas em torno de 15 V. Ainda, a corrente através do enrolamento primário do transformador também apresenta a parcela em 120 Hz na qual influencia no seu valor de pico. Observa-se também que a tensão e corrente de saída do inversor são senoidais em 60 Hz.

O ângulo de defasagem imposto ao conversor, obtido por meio do **buffer** do DSP, é reproduzido na Figura 158. O valor médio do ângulo resultante ficou próximo a  $34^\circ$ . Como resultado, o ganho em 120 Hz é levemente amplificado se comparado ao nível estimado, causando ondulações levemente superiores ao valor calculado, alcançando aproximadamente  $10^\circ$ . O deslocamento em torno do nível médio do ângulo de defasagem ocorre devido a compensação das perdas para que seja fornecida a carga de saída a potência demandada. Neste caso o valor de projeto do ângulo de defasagem aumentou, assumindo um valor mais próximo a  $45^\circ$ . Por consequência, o fluxo de potência não-ativa é maior, havendo a necessidade de mais potência ativa ser enviada a saída. Tal comportamento justifica a maior

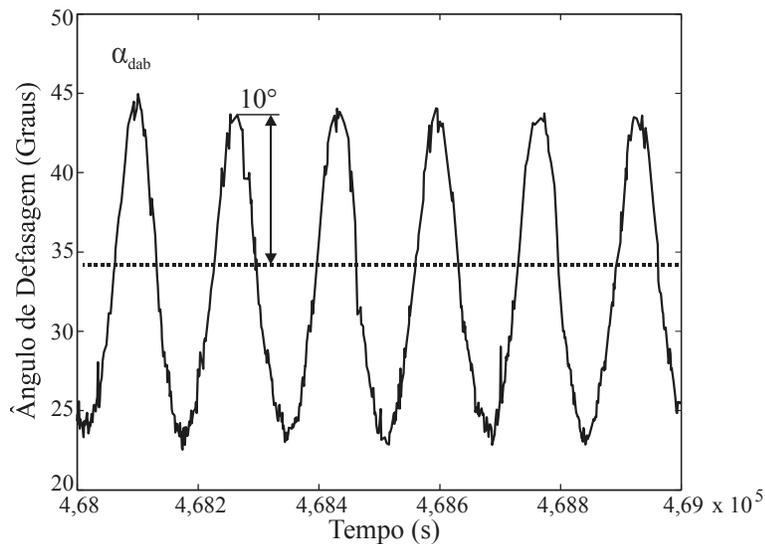
variação do valor médio do ângulo de defasagem, o que naturalmente impacta na amplitude da ondulação.

Figura 157 - Resultados experimentais do sistema em cascata em regime permanente para condição de plena carga, controlador PI e  $\alpha_{dab} = 30^\circ$  (Ch1: tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$  (50 V/div); Ch2: tensão de saída do inversor  $V_{o\_inv}$  (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor  $i_{o\_inv}$  (5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).



Fonte: Elaborada pelo autor.

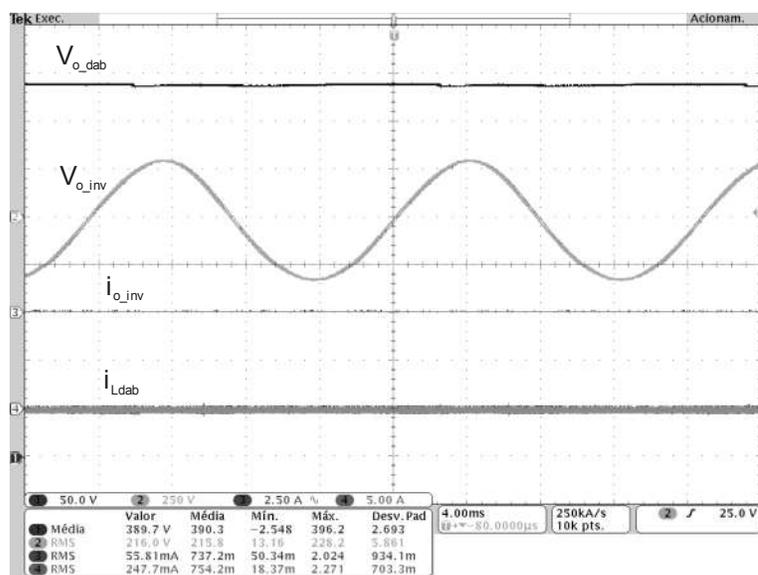
Figura 158 - Ângulo de defasagem gerado e imposto ao conversor DAB para carga nominal, controlador PI e  $\alpha_{dab} = 30^\circ$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para a condição a vazio, as formas de onda do sistema em regime permanente são ilustradas na Figura 159. As ondulações em baixa na tensão do barramento e na corrente através do enrolamento primário do transformador são inexistentes, pois não há carga conectada a saída do sistema e a transferência de potência é nula. Assim, com base nestes últimos resultados, comprova-se a boa operação do sistema na condição de a vazio até plena carga.

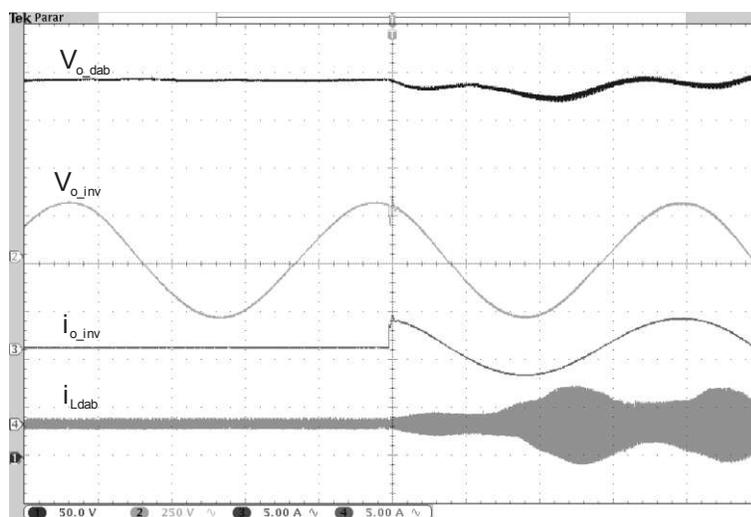
Figura 159 - Resultados experimentais do sistema em cascata em regime permanente para condição a vazio, controlador PI e  $\alpha_{dab} = 30^\circ$  (Ch1: tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$  (50 V/div); Ch2: tensão de saída do inversor  $V_{o\_inv}$  (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor  $i_{o\_inv}$  (5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para finalizar, foi aplicado ao sistema um degrau de carga positivo de 100%. A Figura 160 mostra os comportamentos dinâmicos das principais grandezas elétricas. Devido a circulação de potência, a parcela pulsante em baixa frequência surge na envoltória da tensão do barramento capacitivo. Por fim, observa-se, novamente, a atuação dos circuitos de controle do DAB e do inversor na compensação das variações de tensão na ocorrência do degrau de carga para regulá-las a níveis de projeto.

Figura 160 - Resultados experimentais da resposta dinâmica do sistema em cascata para controlador PI e  $\alpha_{dab} = 20^\circ$  (Ch1: tensão de saída do inversor  $V_{o\_inv}$  (250 V/div); Ch2: tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$  (50 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor  $i_{o\_inv}$  (2,5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).



Fonte: Elaborada pelo autor.

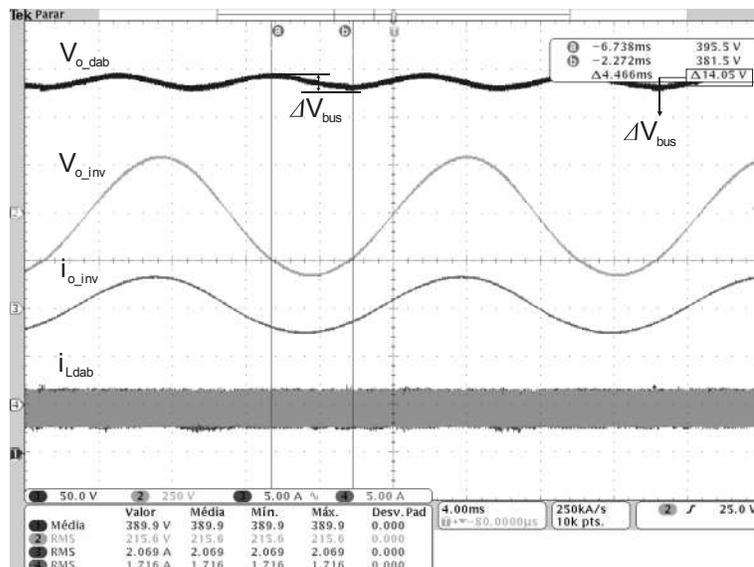
Como no caso anterior, para concluir os testes no protótipo foi adicionado o filtro *notch* à parcela PI do controlador de tensão do DAB. Na Figura 161 são ilustradas as formas de onda em regime permanente do sistema operando sob a condição de carga nominal. A ação do filtro *notch* evidencia-se na forma de onda de corrente através do enrolamento primário do transformador, como no caso anterior analisado. Na Figura 162 são sobrepostas as respostas do PI e PI-*notch* obtidas, que reproduzem os ângulos impostos ao DAB. Como esperado, as ondulações em torno do valor médio do ângulo, situado em torno de  $33,5^\circ$ , são fortemente atenuadas. Ainda, analisando a forma de onda da tensão do barramento capacitivo, observa-se as ondulações em baixa frequência de aproximadamente 15 V. Na Figura 163 são apresentadas as formas de onda em regime permanente para condição a vazio, sendo os resultados obtidos bastante semelhantes ao do caso do controlador PI.

Para concluir a análise do sistema, foi realizado o teste dinâmico aos conversores acoplados, onde foi aplicado um degrau de carga positivo de 100%. A Figura 164 mostra as respostas dinâmicas das tensões e correntes. As tensões são compensadas pelos respectivos circuitos de controle, permanecendo reguladas nas condições sem carga e com carga.

Diante disto, observa-se que para as duas condições angulares assumidas o sistema composto pelo conversor DAB cascadeado ao inversor é estável e apresenta um bom desempenho. O sistema de controle garantiu a operação do sistema para toda a faixa de carga,

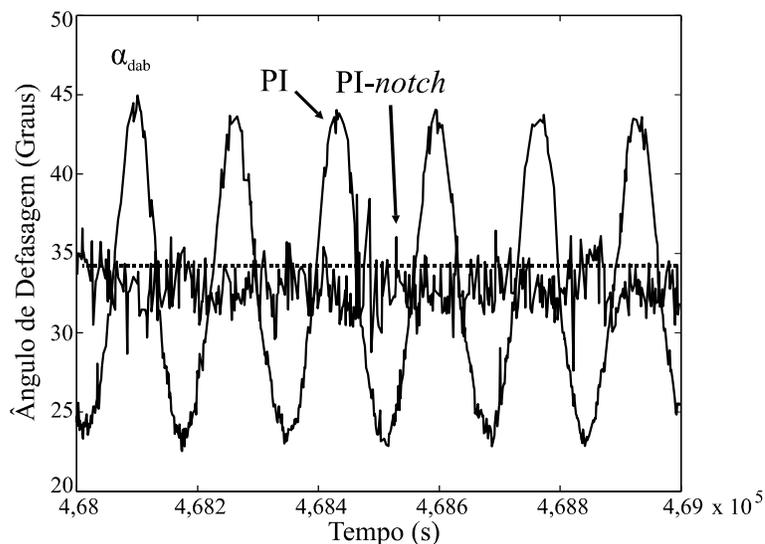
além de compensar variações de tensão (elevações e afundamentos) na ocasião de transição de carga.

Figura 161 - Resultados experimentais do sistema em cascata em regime permanente para condição de plena carga, controlador PI-notch e  $\alpha_{dab} = 30^\circ$  (Ch1: tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$  (50 V/div); Ch2: tensão de saída do inversor  $V_{o\_inv}$  (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor  $i_{o\_inv}$  (5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).



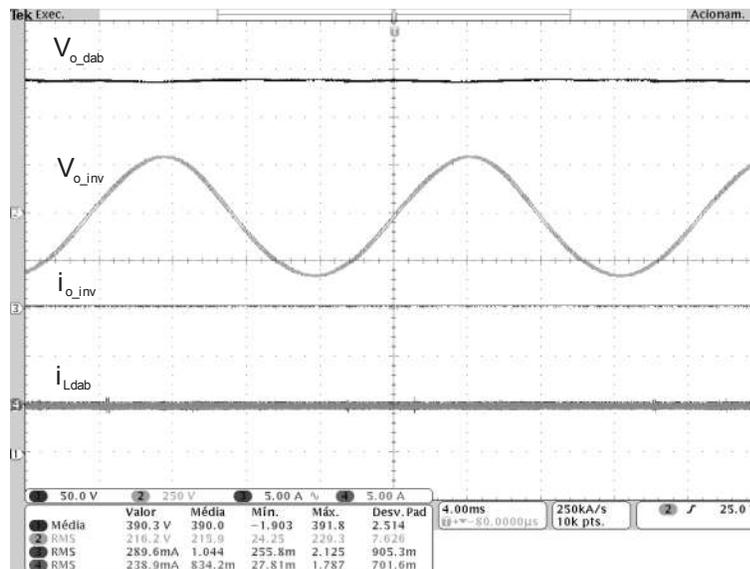
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 162 - Ângulo de defasagem gerado e imposto ao conversor DAB para carga nominal, controlador PI e PI-notch e  $\alpha_{dab} = 30^\circ$ .



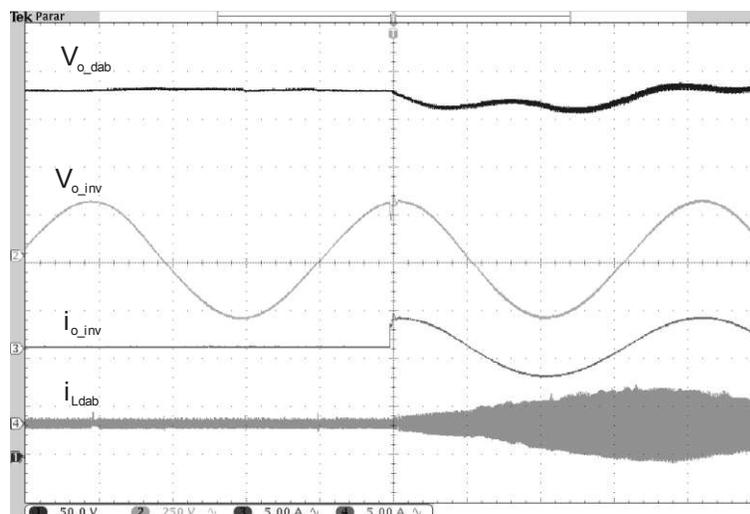
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 163 - Resultados experimentais do sistema em cascata em regime permanente para condição a vazio, controlador PI-notch e  $\alpha_{dab} = 30^\circ$  (Ch1: tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$  (50 V/div); Ch2: tensão de saída do inversor  $V_{o\_inv}$  (250 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor  $i_{o\_inv}$  (5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 164 - Resultados experimentais da resposta dinâmica do sistema em cascata para controlador PI-notch e  $\alpha_{dab} = 30^\circ$  (Ch1: tensão de saída do inversor  $V_{o\_inv}$  (250 V/div); Ch2: tensão de saída do DAB  $V_{o\_dab}$  (50 V/div); Ch3: corrente de saída do inversor  $i_{o\_inv}$  (2,5 A/div); Ch4: corrente através da indutância de transferência de potência (5 A/div)).

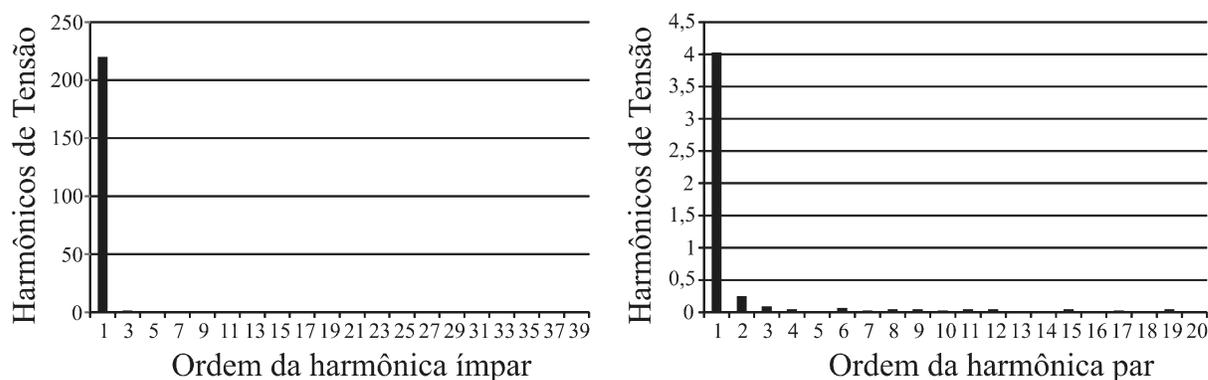


Fonte: Elaborada pelo autor.

Por fim, a taxa de distorção harmônica total da tensão de saída do inversor foi avaliada. Para isso foi utilizado o analisador de potência Yokogawa, modelo WT1800. O

máximo harmônico considerado na medição foi o de ordem 40. Para a condição de potência nominal processada, a  $THD_v$  ficou em torno de 2,441%. A baixa taxa de distorção harmônica encontrada comprova que a tensão fornecida à carga de saída apresenta leves distorções e que a energia fornecida pelo sistema tem boa qualidade para aplicação prática. Para complementar, na Figura 165 são apresentados os resultados experimentais dos harmônicos individuais da tensão de saída de ordens ímpar e par. Verifica-se que, com exceção da componente fundamental, os harmônicos ímpares e pares, tanto os de baixa e de alta ordem, são bastante limitados.

Figura 165 – Harmônicos da tensão de saída (ordem ímpar e par).



Fonte: Elaborada pelo autor.

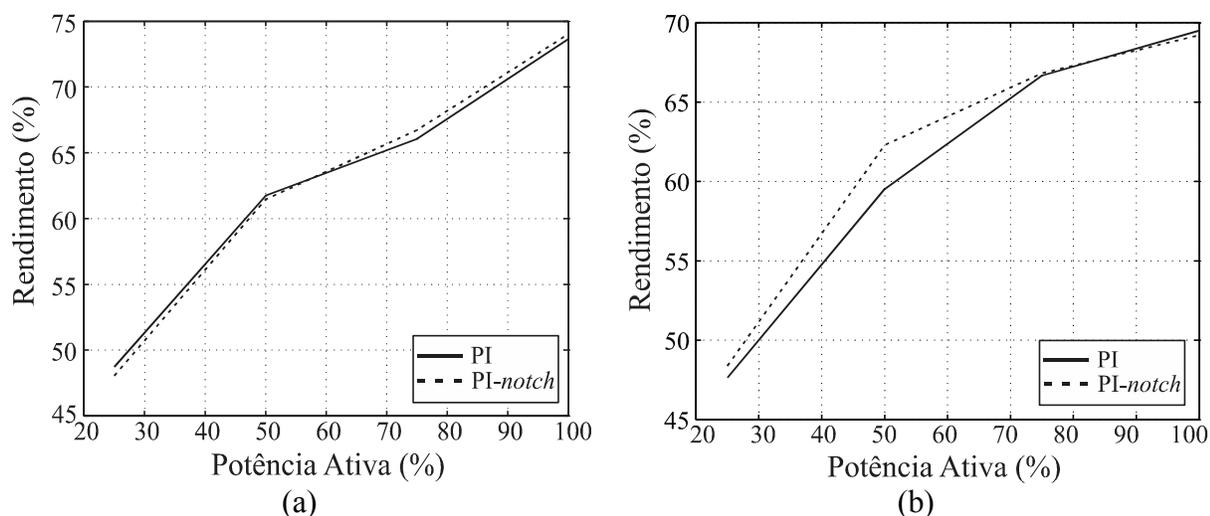
Os impactos da componente alternada em 120 Hz na operação e desempenho do sistema, sobre tudo no comportamento das grandezas elétricas do conversor DAB, foram verificados. A análise matemática desenvolvida para quantificação das ondulações em torno do valor médio do ângulo de defasagem mostrou-se precisa, uma vez que os resultados encontrados a partir do protótipo montado em laboratório são condizentes, tanto em formato quanto em valores, com aqueles obtidos matematicamente. Também a eficácia e atuação do filtro notch foi comprovada, ficando restrita ao ângulo de defasagem e a corrente através da indutância de transferência de potência, o que corroborou para comprovar o desenvolvimento teórico apresentado.

#### 4.1.4 Análise do rendimento do módulo de potência

O rendimento do módulo de potência foi obtido utilizando novamente o equipamento analisador de potência Yokogawa, modelo WT1800. Para tanto, diferentes condições de carga

foram consideradas. Os dois pontos de operação angular foram aplicados. As curvas de rendimento em função da potência ativa transferida à carga de saída para o ângulo de defasagem igual a  $20^\circ$  e  $30^\circ$  com os controladores PI e PI-notch são ilustradas na Figura 166 (a) e (b). Observa-se que para a condição de  $\alpha_{\text{dab}} = 20^\circ$  o rendimento do módulo de potência apresenta diferenças mínimas para os casos do PI e PI-notch em toda faixa de carga. Por outro lado, com  $\alpha_{\text{dab}} = 30^\circ$ , o rendimento do módulo de potência em baixa carga com o filtro notch é levemente superior ao caso em que apenas o controlador PI é aplicado.

Figura 166 – Curva de rendimento experimental em função da potência ativa: (a)  $\alpha_{\text{dab}} = 20^\circ$ ; (b)  $\alpha_{\text{dab}} = 30^\circ$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

## 4.2 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram apresentados os principais resultados experimentais dos conversores e do sistema sob estudo. Inicialmente, foram reproduzidos apenas os resultados experimentais do inversor full-bridge e do conversor DAB operando de forma independente, sendo que para este último duas condições angulares foram impostas e somente o controlador PI foi utilizado. Os resultados foram obtidos tanto em regime permanente como para a operação dinâmica dos conversores durante transitórios de carga. Os resultados em regime permanente mostraram o desempenho satisfatório dos conversores para toda a faixa de carga, validando as análises de estabilidade realizadas. Já a partir dos resultados dinâmicos, encontrados com base em um degrau de carga de 100% na saída de cada conversor, observou-

se a atuação dos sistemas de controle na regulação da tensão do barramento capacitivo e de saída.

Os resultados experimentais do sistema composto pelo conversor DAB cascadeado ao inversor também foram apresentados. A operação em regime permanente e durante transitórios de carga foi novamente explorada. Para o sistema em cascata os controladores PI e PI-notch foram utilizados na malha de controle do DAB. Pelos resultados em regime permanente foi possível visualizar os impactos da componente alternada em 120 Hz na tensão do barramento capacitivo, na corrente através do enrolamento primário do transformador e no ângulo de defasagem imposto ao DAB. Para as condições angulares de 20° e 30°, as ondulações em baixa frequência em torno do valor médio do ângulo alcançaram níveis próximos aos previamente calculados, validando a análise matemática realizada. Por fim, observou-se a ação do filtro notch na atenuação dos impactos da componente alternada sobre o ângulo de defasagem e a corrente do primário do transformador. Além disso, foi possível certificar a estabilidade do sistema em cascata para diferentes pontos de operação e a eficácia das malhas de controle nas regulações das tensões para as condições de operação.

## 5 CONCLUSÕES FINAIS

Esta Dissertação de Mestrado teve como objetivo principal o estudo de um módulo de potência da arquitetura de um transformador de estado sólido composto por três estágios de processamento de energia: estágio CA-CC retificador, constituído pela topologia *full-bridge*, estágio intermediário CC-CC isolado, dado pelo conversor DAB, e estágio CC-CA inversor, também formado pela topologia *full-bridge*. Os pontos principais explorados foram a análise da estabilidade do sistema, investigando as interações de impedâncias nos barramentos capacitivos que interligam os conversores de potência, e o desempenho e operação dos circuitos de controle, sobretudo do DAB, diante dos desafios postos pela parcela pulsante da potência de saída do estágio inversor.

O Capítulo 1 apresentou uma contextualização teórica em torno do tema desta pesquisa, abordando os principais aspectos e características dos transformadores de estado sólido. Ainda no Capítulo 1 foi apresentada a descrição da estrutura do transformador de estado sólido explorada, destacando o circuito elétrico das topologias aplicadas a cada estágio de conversão de energia de um único módulo de potência. Por fim, foram introduzidos os principais pontos estudados, destacando as pontuais contribuições.

Estruturas com múltiplos estágios de conversão de energia tendem a apresentar problemas de estabilidade e degradação de desempenho devido a interações de impedâncias entre os estágios acoplados. Sob tais circunstâncias, no Capítulo 2 foram relatados os principais aspectos relacionados a interações dinâmicas de impedância em sistemas com múltiplos estágios de conversores de potência em cascata. Foi mostrado que os terminais de entrada de conversores realimentados operando em malha fechada comportam-se como uma carga de potência constante. As cargas de potência constante possuem a característica de impedância incremental negativa, na qual a sua dinâmica tensão/corrente tende a desestabilizar o sistema. Sob tais circunstâncias, fornecer energia a uma carga de potência constante pode influenciar no desempenho e estabilidade do sistema. Assim, em sistemas elétricos formados por múltiplos estágios de conversão de energia, há a necessidade de estudar a estabilidade após o acoplamento dos conversores de potência.

A partir disso, foram discutidos os principais critérios voltados à análise de estabilidade e de interações de impedâncias em sistemas com múltiplos estágios integrados. Foi enfatizada a condição básica a impedância de entrada do estágio alimentador e a impedância de saída do estágio de carga para garantir que as interações entre os conversores não irá interferir na estabilidade do sistema total, de acordo com o critério das impedâncias de

Middlebrook, e para assegurar a estabilidade do acoplamento, com base na teoria do critério da estabilidade de Nyquist. Por fim, foram detalhados os circuitos elétricos das topologias adotadas, seus respectivos circuitos de controle e principais funções de transferência.

No Capítulo 3, inicialmente, foram realizados os projetos dos controladores das malhas de controle do retificador **full-bridge** e do inversor **full-bridge**. Em seguida, foi apresentada no Capítulo 3 uma análise orientada a avaliação dos impactos da componente alternada em baixa frequência, oriunda da parcela pulsante da potência de saída do inversor, na operação e desempenho dos circuitos de potência e controle do conversor DAB. A dinâmica introduzida pela componente alternada impacta no comportamento do ângulo de defasagem, no formato e no valor de pico da corrente circulante através dos componentes do conversor DAB e no valor do ganho de tensão. Como consequência o nível de potência não ativa circulante tende a ser amplificada, assim como a potência ativa tende a ser minimizada, uma vez que o ângulo de defasagem poderá excursionar regiões angulares além dos limites máximo e mínimo apresentados na literatura para garantir o bom aproveitamento teórico do conversor. Além disso, devido às ondulações de tensão nos barramentos capacitivos, o ganho de tensão apresentará um valor diferente da unidade. Tal comportamento influenciará na limitação da região de comutação suave do DAB, o que pode impactar no rendimento do conversor.

Diante disto, no Capítulo 3 o estágio CC-CC, que compreende o conversor DAB e seu sistema de controle, foi investigado, considerando, em um primeiro momento, o controlador PI. A metodologia de análise aplicada possibilitou encontrar que o valor nominal do ângulo de defasagem, a frequência de cruzamento do controlador PI e a capacitância do barramento de tensão CC que interliga o DAB ao estágio inversor são os fatores mais relevantes para a amplitude e quantificação da ondulação em torno do valor médio do ângulo de defasagem imposto ao conversor. Foi demonstrado que dependendo do valor do ângulo nominal de projeto, associado ao ponto de operação do conversor, a excursão de valores possíveis da frequência de cruzamento a ser sintetizada no controlador é bastante limitada. Caso contrário, o DAB poderia operar em regiões angulares não recomendáveis durante uma parcela considerável do seu período de operação. Assim, o controlador PI, apesar de garantir erro nulo em regime permanente, não é apto a atenuar os principais impactos gerados pela componente alternada em 120 Hz. Assim, são geradas limitações de potência, para a escolha do valor nominal do ângulo de defasagem e do valor da capacitância do barramento secundário, e de controle, para a escolha do valor da frequência de cruzamento.

No intuito de apresentar uma alternativa ao controlador PI capaz de atenuar os eventos indesejados introduzidos a estrutura pela parcela alternada, foi analisado o controlador PI-notch na malha de controle do DAB. A adição do filtro notch permitiu suavizar os impactos da componente alternada na operação do conversor DAB, uma vez que a parcela oscilatória foi suprimida do circuito de controle. Assim, possibilitou elevar a frequência de cruzamento e reduzir o valor da capacitância do barramento sem que qualquer prejuízo fosse causado à operação e desempenho dos circuitos de potência e controle do DAB. A inclusão do filtro notch a parcela PI do controlador da malha de tensão do DAB resultou na maior flexibilidade na escolha dos valores dos parâmetros de potência e controle, isto é, atenuou as possíveis limitações de projeto. Com isso, o conversor DAB foi simulado considerando as condições desacoplada e acoplada aos demais estágios de conversão de energia, sendo comprovada a eficácia da metodologia matemática proposta para a quantificação da amplitude da ondulação em torno do ângulo de defasagem, dos impactos da componente alternada no DAB e da efetividade da ação do filtro notch.

Ainda no Capítulo 3 foi explorada a estabilidade dos acoplamentos retificador/DAB e DAB/inversor. As impedâncias de entrada e saída em malha fechada dos conversores envolvidos foram obtidas e analisadas detalhadamente, sendo determinado como cada parâmetro de potência e controle influencia nas suas respostas em frequência. A partir desse estudo e se apoiando na teoria do critério das impedâncias de Middlebrook, foi determinado que o nível de tensão dos barramentos, a potência processada pelo módulo, a capacitância dos barramentos e a frequência de cruzamento dos controladores das malhas de regulação de tensão são os parâmetros críticos para a estabilidade. O nível de interação entre os conversores acoplados foram explorados em diferentes pontos de operação e para diferentes valores de capacitância e frequência de cruzamento. Em todos os casos foi comprovado que o nível de interação não era tão forte a ponto de prejudicar a estabilidade do sistema. Aliado a isso, com base no critério de Nyquist a estabilidade do sistema foi verificada.

Ao final deste capítulo, foram discutidas diretrizes de projeto para assegurar que o sistema em cascata alcançasse uma região de operação segura, tanto em termos de estabilidade quanto de desempenho. O critério de Middlebrook mostrou-se equivalente ao critério de Nyquist do ponto de vista de análise de estabilidade. Por meio do estudo da impedância de saída em malha fechada do estágio alimentador e da impedância de entrada em malha fechada do estágio de carga foi possível assegurar o nível de interação do acoplamento e a condição de estabilidade ou instabilidade. Assim, uma simples metodologia para a obtenção do limite das regiões de estabilidade e instabilidade foi apresentada e discutida.

Através desta metodologia foi possível estimar valores à capacitância e a frequência de cruzamento do controlador PI aplicado à malha de tensão do DAB para garantir que o acoplamento junto ao barramento secundário fosse estável. Além disso, foi possível relacionar o nível de tensão do barramento e a potência processada pelos conversores.

Outro ponto importante abordado e destacado no Capítulo 3 foi a metodologia matemática aplicada para o projeto do controlador PI da malha de controle do DAB de acordo com a delimitação da região angular a ser excursão pelo ângulo de defasagem. A metodologia empregada permitiu estimar valores para a frequência de cruzamento do PI que assegurasse a operação do DAB dentro da faixa angular recomendável. Além disso, possibilitou prever com uma boa precisão o valor máximo da frequência de cruzamento para certificar que o valor do ângulo de defasagem não percorresse uma região além do limite máximo recomendado.

De forma geral, em um sistema elétrico com estágios de conversão de energia em cascata o estudo da estabilidade deve explorar uma análise de cada conversor, garantindo, assim, a sua estabilidade individual, e uma análise global referida o nível de interação e a margem de estabilidade do acoplamento dos conversores. A abordagem global da estabilidade deve ser realizada principalmente em estruturas caracterizadas por baixa amplitude de tensão dos barramentos alimentando cargas de potência elevada ou projetadas para baixas capacitâncias de barramento devido à necessidade de otimização do volume para uma dada aplicação. Indica-se que é melhor ter um sistema com estágios levemente desacoplados por capacitâncias relativamente baixas e ajustar os parâmetros de potência e, principalmente, de controle, por permitirem uma maior flexibilidade na escolha e definição de valores, de modo que o módulo de potência opera em uma região de estabilidade para uma extensa faixa de pontos de operação. No caso da arquitetura em estudo, o acoplamento entre DAB e inversor mostrou-se mais problemático, tanto em termos de estabilidade como de desempenho, devido à influência da componente alternada na dinâmica do DAB.

Por fim, no Capítulo 4 foram mostrados os principais resultados experimentais do conversor DAB e do inversor **full-bridge** e do sistema composto pelo cascadeamento destas duas últimas topologias. Os resultados experimentais relativos à operação dos conversores integrados mostrou claramente o impacto da componente alternada na tensão do barramento, no ângulo de defasagem e na corrente através da indutância de transferência de potência do DAB, sendo condizentes com as análises teóricas. Também foi comprovada a validade e precisão do estudo acerca da limitação da região excursionada pelo ângulo de defasagem para o caso em que o controlador PI é aplicado.

A atuação do filtro **notch** para limitar os impactos da componente alternada na operação do conversor DAB foi destacada nos resultados experimentais e validada ao explorar o rendimento global da estrutura com conversores em cascata. Para condição de baixa carga e com ângulo de defasagem igual a  $30^\circ$ , o rendimento global para o caso do PI-**notch** foi superior àquele em que apenas o PI é aplicado. Assim, é importante salientar que em aplicações em que o ângulo de defasagem adotado para o conversor DAB é superior à  $30^\circ$ , a adição do filtro **notch** é relevante, pois possibilita melhorar o rendimento da estrutura em condições de operação caracterizadas por baixa carga.

Diante disto, a principal contribuição desta Dissertação de Mestrado consiste no estudo dos impactos da componente alternada em baixa frequência na operação e desempenho do módulo de potência composto pelo conversor DAB cascadeado a estágios CA-CC de entrada e CC-CA de saída. Aliado a isso, busca estender a análise para associar também a estabilidade dos acoplamentos. Dessa forma, alcançar uma região de operação segura, tanto em termos de estabilidade quanto de desempenho.

## 5.1 PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

Como possibilidades de trabalhos futuros destacam-se as seguintes ideias:

- Ampliação da estrutura do SST a partir da conexão de novos módulos, baseadas nas possibilidades de conexão série ou paralelo descritas no Capítulo 1;
- Realização de novas análises de estabilidade após a inclusão de novos módulos, de forma a verificar o impacto causado a interações entre os conversores e a margem de estabilidade;
- Considerar a condição bidirecional do fluxo de potência e investigar a influência no estudo das impedâncias, no nível de interação entre os conversores e na estabilidade do sistema;
- Desenvolvimento de técnicas de controle destinadas à rejeição do distúrbio de saída regido pela componente alternada em 120 Hz. Isto é, técnicas de controle que atue na atenuação da parcela alternada junto ao barramento capacitivo ou no erro gerado pela componente em 120 Hz, visando obter alternativas ao método de controle analisado no Capítulo 3;
- Análise voltada à quantificação dos impactos da componente alternada no valor eficaz da corrente através dos componentes do circuito elétrico do DAB. Para então,

investigar sua influência nas perdas dos componentes e quantificar de forma mais precisa o impacto no rendimento do conversor.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABE, S. et al. Stability design consideration for on-board distributed power system consisting of full-regulated bus converter and POLs. *37th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 2006, p. 1-5.

AHMADI, R.; PASCHEDAG, D.; FERDOWSI, M. Analyzing stability issues in a cascaded converter system comprised of two voltage-mode controlled dc-dc converter. *Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2011, p. 1769-1775.

BAI, H. et al. The dynamic model and hybrid phase-shift control of a dual-active-bridge converter. *34th Annual Conference IEEE Industrial Electronics (IECON)*, 2008, p. 2840-2845.

BAI, H.; NIE, Z.; MI, C. C. Experimental comparison of traditional phase-shift, dual-phase-shift, and model-based control of isolated bidirectional DC-DC converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 6, June 2010, p. 1444-1449.

BARBI, P. I. *Projetos de Inversores*, 2008.

BHATTACHARYA, S. et al. Design and development of Generation-I silicon based Solid State Transformer applied power electronics. *Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010, p. 1666-1673.

BIFARETTI, S. et al. Advanced power electronic conversion and control system for universal and flexible power managementsmart grid. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 2, n. 2, June 2011, p. 231-243.

BRANDO, G.; DANNIER, A.; PIZZO, A. DEL. A simple predictive control technique of power electronic transformers with high dynamic features. *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, 2010, p. 1-6.

BROOKS, J. L. *Solid-Stat Transformer Concept Development*, 1980.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. Morgan & Claypool, 2006.

CESPEDES, M.; XING, L.; SUN, J. Constant-power load system stabilization by passive damping. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 7, July 2011, p. 1832-1836.

CHO, B. H.; CHOI, B. Analysis and design of multi-stage distributed power systems. *13th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, 1991, p. 220-226.

COSTA MACCARINI, M. *Inversor Monofásico Sincronizado para a Conexão de um Gerador Eólico à Rede Elétrica: Estudo, Projeto e Implementação. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)*. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2009.

DONCKER, R. W. A. A. DE; 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, Jan. 1991, p. 63-73.

EMADI, A. et al. Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 55, n. 4, July 2006, p. 1112-1125.

EMADI, A.; EHSANI, M. Negative impedance stabilizing controls for PWM DC-DC converters using feedback linearization techniques. *35th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference and Exhibit (IECEC)*, 2000, p. 613-620.

EMADI, A.; EHSANI, M. Dynamics and control of multi-converter DC power electronic systems. *32nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 2001, p. 248-253.

ERICKSON, R. W. Optimal single resistors damping of input filters. *Fourteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 1999, p. 1073-1079.

FENG, X. et al. Impedance specification and impedance improvement for DC distributed power system. *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 1999, p. 889-894.

FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle of control theory. *Automatica*, v. 12, n. 5, 1976, p. 457-465.

GRIGORE, V. et al. Dynamics of a buck converter with a constant power load. *29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 1998, p. 72-78.

HATUA, K. et al. Transformer less Intelligent Power Substation design with 15kV SiC IGBT for grid interconnection. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2011, p. 4225-4232.

IEEE STD 399-1997, I. S. *IEEE Recommended Practice for Industrial and Commercial Power Systems Analysis (Brown Book)*. IEEE Std 399-1997, 1998.

JUSOH, A. B. The instability effect of constant power loads. *Power and Energy Conference (PECon)*, 2004, p. 175-179.

KHAZRAEI, M. et al. Solid-state transformer stability and control considerations. *Twenty-Ninth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2014, p. 2237-2244.

KIRSTEN, A. *Metodologia de Projeto e Otimização do Conversor DAB Aplicado a Transformadores de Estado Sólido. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)*. Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2014.

KOLAR, J. W.; ORTIZ, G. I. *Solid State Transformer Concepts in Traction and Smart Grid Applications Schedule / Outline*. p. 1-166, 2012.

KREIN, P. T.; BALOG, R. S.; MIRJAFARI, M. Minimum energy and capacitance

requirements for single-phase inverters and rectifiers using a ripple port. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 11, Nov. 2012, p. 4690-4698.

KRISHNAMURTHY, H.; AYYANAR, R. Stability analysis of cascaded converters for bidirectional power flow applications. *30th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, 2008.

KRISHNAMURTHY, H.; AYYANAR, R. Stability analysis of cascaded converters for bidirectional power flow applications. *30th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, 2008, p. 1-8.

LAI, J.-S. et al. Multilevel intelligent universal transformer for medium voltage applications. *Fourtieth IAS Annual Meeting Conference Record of Industry Applications Conference*, 2005, p. 1893-1899.

LEWIS, L. R. et al. Modeling, analysis and design of distributed power systems. *20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 1989, p. 152-159.

LIU, J. et al. Stability margin monitoring for DC distributed power systems via perturbation approaches. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 6, Nov. 2003, p. 1254-1261.

LIU, X.; FORSYTH, A. J.; CROSS, A. M. Negative input-resistance compensator for a constant power load. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 6, Dec. 2007, p. 3188-3196.

LIU, X.; FOURNIER, N.; FORSYTH, A. J. Active stabilisation of an HVDC distribution system with multiple constant power loads. *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2008.

MADHUSOODHANAN, S. et al. Stability analysis of the high voltage DC link between the FEC and DC-DC stage of a transformer-less intelligent power substation. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014.

MAGNETS. *Magnetics Powder Core Catalog*. 2011.

MENEZES, L. M. Projeto Inversol – Desenvolvimento de uma Fonte Ininterrupta de Energia com Possibilidade de uso em Sistema Fotovoltaico. *Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)*. Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2007.

MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1976.

NGO, T. et al. Study of single-phase bidirectional battery charger for high power application. *7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, 2012.

OGATA, K. *Discrete-Time Control Systems*. Prentice Hall, 1995.

OGATA, K. *Engenharia Controle Moderno*. Prentice Hall, 1998.

PIVETA, R. Otimização do rendimento do conversor dab aplicado ao transformador eletrônico. *Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)*. Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria 2015.

QIN, H.; KIMBALL, J. W. Generalized average modeling of Dual Active Bridge DC-DC converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 4, April 2012, p. 2078-2084.

QIN, H.; KIMBALL, J. W. Closed-loop control of DC-DC Dual Active Bridge converters driving single-phase inverters. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012, p. 173-179.

RAHIMI, A. M.; EMADI, A. Active damping in DC/DC power electronic converters: a novel method to overcome the problems of constant power loads. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 5, May 2009, p. 1428-1439.

RAHIMI, A. M.; EMADI, A. An analytical investigation of DC/DC power electronic converters with constant power loads in vehicular power systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 58, n. 6, July 2009, p. 2689-2702.

RICCOBONO, A.; SANTI, E. Comprehensive review of stability criteria for DC power distribution systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 5, Set. 2014, p. 3525-3535.

RIVETTA, C.; WILLIAMSON, G. A. Large-signal analysis of a DC-DC buck power converter operating with constant power load *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, 2003.

RIVETTA, C.; WILLIAMSON, G. A. Large-signal analysis and control of buck converters loaded by DC-DC converters. *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 2004, p. 3675-3680.

RIVETTA, C.; WILLIAMSON, G. A.; EMADI, A. Constant power loads and negative impedance instability in sea and undersea vehicles: statement of the problem and comprehensive large-signal solution. *IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, 2005, p. 313-320.

RONAN, E. R. et al. A power electronic-based distribution transformer. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 17, n. 2, Apr 2002, p. 537-543.

SALMANI, M. et al. Online and offline stability analysis methods for the power electronic-based components in design and operational stages. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 4, April 2016, p. 3151-3164.

SAVELLI, D. A. Síntese de Sinais e Escolha de Estrutura de Controladores de Sistemas Elétricos de Potência Interligados Considerando Robustez a Perturbações Externas. *Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)*. Instituto Militar de Engenharia, Rio de Janeiro, 2007.

SCAPINI, R. Z. Análise de estabilidade de retificadores com correção de fator de potência empregando modelos lineares periódicos no tempo. *Dissertação (Mestrado em Engenharia*

Elétrica). Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2012.

SCHIETEKAT, L. M. Design and Implementation of the Main Controller of a Solid-State Transformer. Thesis (Master of Science in Electrical & Electronic). University of Stellenboch, South Africa, 2011.

SEGARAN, D.; HOLMES, D. G.; MCGRATH, B. P. High-performance bi-directional AC-DC converters for PHEV with minimised DC bus capacitance. 37th Annual Conference IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2011, p. 3620-3625.

SHE, X. et al. Review of solid state transformer in the distribution system: From components to field application. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012, p. 4077-4084.

SHE, X.; HUANG, A. Q.; BURGOS, R. Review of solid-state transformer technologies and their application in power distribution systems. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, v. 1, n. 3, Sept 2013, p. 186-198.

SUDHOFF, S. D. et al. Admittance space stability analysis of power electronic systems. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, v. 36, n. 3, Jul 2000, p. 965-973.

TAHIM, A. P. N. et al. Control of interconnected power electronic converters in DC distribution systems. XI Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 2011, p. 269-274.

TAHIM, A. P. N. Controle de Microrredes de Distribuição de Energia Elétrica em Corrente Contínua. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2015.

TAO, H. et al. Transformer-coupled multiport ZVS bidirectional DC-DC converter with wide input range. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 23, n. 2, March 2008, p. 771-781.

TIAN, Y. et al. Impedance interaction modeling and analysis for bidirectional cascaded converters. 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), 2015, p. 2064-2071.

TIAN, Y. et al. Active power and DC voltage coordinative control for cascaded DC-AC converter with bidirectional power application. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 30, n. 10, Oct. 2015, p. 5911-5925.

VAN DER MERWE, J. W.; DU T.MOUTON, H. The solid-state transformer concept: A new era in power distribution. AFRICON, 2009, p. 1-6.

VENKAT, J.; SHUKLA, A.; KULKARNI, S. V. Operation of a three phase solid state-Transformer under unbalanced load conditions. IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2014, p. 1-6.

WALBERMARK, M. Estudo e Implementação do Conversor TAB(Triple-Active Bridge) aplicado a Sistemas Renováveis Solares Fotovoltaicos. Dissertação (Mestrado em Engenharia

Elétrica). Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.

WANG, L. et al. Power and voltage balance control of a novel three-phase solid-state transformer using multilevel cascaded h-bridge inverters for microgrid applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 4, April 2016, p. 3289-3301.

WANG, X. Y.; VILATHGAMUWA, D. M.; CHOI, S. S. Decoupling load and power system dynamics to improve system stability. *International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, 2005, p. 268-273.

WEAVER, W. W.; KREIN, P. T. Optimal Geometric Control of Power Buffers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n.5, May 2009, p. 1248-1258.

WILDRICK, C. M. et al. A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 10, n. 3, May 1995, p. 280-285.

XIAOQIANG, G.; QINGLIN, Z.; WEIYANG, W. A single-phase grid-connected inverter system with zero steady-state error. *CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, 2006, p. 1-5.

XUE, L. et al. Dual active bridge-based battery charger for plug-in hybrid electric vehicle with charging current containing low frequency ripple. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 12, Dec. 2015, p. 7299-7307.

ZHANG, J. M. et al. Stability problems and input impedance improvement for cascaded power electronic systems. *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2004, p. 1018-1024.

ZHANG, Z. et al. Voltage and power balance control strategy for three-phase modular cascaded solid stated transformer. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2016, p. 1475-1480.

ZHAO, B. et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 8, Aug. 2014, p. 4091-4106.

ZHAO, T. Design and Control of a Cascaded H-Bridge Converter based Solid State Transformer (SST). Dissertation (Degree of Doctor of Philosophy). North Carolina University, Raleigh, North Carolina, 2010.

ZHAO, T. et al. Voltage and power balance control for a cascaded h-bridge converter-based solid-state transformer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 4, April 2013, p. 1523-1532.

## APÊNDICE A – MODELAGEM E PROJETO DOS CONVERSORES

No capítulo 2 foram apresentadas as funções de transferência dos conversores adotados a cada estágio de potência. Além disso, nas tabelas referentes às especificações de projeto foram dados os valores dos principais componentes (indutância e capacitância) de cada topologia. Visando acrescentar informações necessárias para melhor compreensão da modelagem dos conversores e da quantificação e projeto dos componentes dos circuitos elétricos, a seguir são apresentadas algumas deduções pontuais.

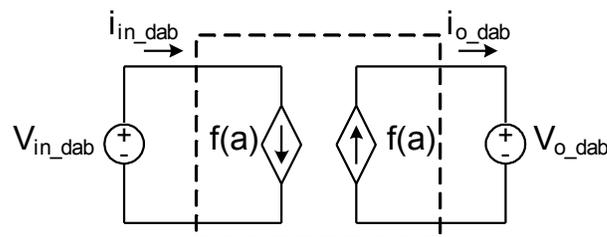
### A.1 Modelagem do conversor dual-active bridge

Na literatura diferentes técnicas já foram propostas e aplicadas à modelagem do conversor DAB, sendo as principais destacadas a seguir:

- Modelo Simplificado por Variáveis de Estado (BAI et al., 2008; BAI; NIE; MI, 2010);
- Modelo Médio Generalizado (QIN; KIMBALL, 2012a, 2012b; TIAN et al., 2015b);
- Modelo Médio por Valores Médios (TAO et al., 2008).

Para a obtenção dos modelos de pequenos sinais do DAB é aplicada a técnica de modelagem por valores médios. A ideia central desta técnica é modelar as portas de entrada e saída do conversor DAB como fontes de corrente dependentes do ângulo de defasagem, sendo a amplitude o valor médio calculado em um período completo de chaveamento. Na Figura 167 é ilustrado o circuito médio equivalente do DAB com base na definição aplicada pela técnica por valores médios.

Figura 167 – Circuito equivalente do conversor DAB para o modelo por valores médios.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As equações associadas aos valores médios das correntes de entrada e saída são determinadas por (WALBERMARK, 2011):

$$I_{in\_dab} = \frac{V_{o\_dab} \alpha_{dab} (1 - \alpha_{dab})}{2\pi f_{s\_dab} L_{dab} n_{Tr} \pi} \quad (138)$$

$$I_{o\_dab} = \frac{V_{in\_dab} \alpha_{dab} (1 - \alpha_{dab})}{2\pi f_{s\_dab} L_{dab} n_{Tr} \pi} \quad (139)$$

Os modelos de pequenos sinais referentes à  $G_{I_{in}, V_{o\_dab}}(s)$  e  $G_{I_{o}, V_{in\_dab}}(s)$  são obtidos considerando que o conversor opera em um dado ponto de equilíbrio de tensão. Assim, as equações (138) e (139) são linearizadas neste ponto. A manipulação matemática para derivação dos modelos despreza os termos CC e os termos não lineares de segunda ordem. Fatorando no domínio da frequência as equações resultantes, são derivados os seguintes modelos:

$$G_{I_{in}, V_{o\_dab}}(s) = \frac{I_{in\_dab}(s)}{V_{o\_dab}(s)} = \frac{\alpha_{dab} (1 - \alpha_{dab})}{2\pi f_{s\_dab} L_{dab} n_{Tr} \pi} \quad (140)$$

$$G_{I_{o}, V_{in\_dab}}(s) = \frac{I_{o\_dab}(s)}{V_{in\_dab}(s)} = \frac{\alpha_{dab} (1 - \alpha_{dab})}{2\pi f_{s\_dab} L_{dab} n_{Tr} \pi} \quad (141)$$

Os modelos relativos à  $G_{I_{in}, \alpha_{dab}}(s)$  e  $G_{I_{o}, \alpha_{dab}}(s)$  são estimados de forma similar, porém a operação de linearização é realizada para um ponto de equilíbrio angular. As funções resultantes são:

$$G_{I_{in}, \alpha_{dab}}(s) = \frac{I_{in\_dab}(s)}{\alpha_{dab}(s)} = \frac{V_{o\_dab} (\pi - 2\alpha_{dab})}{2\pi f_{s\_dab} L_{dab} n_{Tr} \pi} \quad (142)$$

$$G_{I_{o}, \alpha_{dab}}(s) = \frac{I_{o\_dab}(s)}{\alpha_{dab}(s)} = \frac{V_{in\_dab} (\pi - 2\alpha_{dab})}{2\pi f_{s\_dab} L_{dab} n_{Tr} \pi} \quad (143)$$

Por fim, o modelo que relaciona a tensão de saída ao ângulo de defasagem  $G_{V_{o}, \alpha_{dab}}(s)$  é formulado considerando a resistência de carga  $R_{dab}$  em paralelo a capacitância de saída  $C_{bus\_sec}$ . Para tal configuração, a função de transferência alusiva a tensão e corrente de saída é dada por:

$$G_{V_{o}, I_{o\_dab}}(s) = \frac{V_{o\_dab}(s)}{I_{o\_dab}(s)} = \frac{R_{dab}}{R_{dab} C_{bus\_sec} s + 1} \quad (144)$$

Substituindo (144) em (143), é encontrado o modelo final, conforme:

$$G_{V_o, \alpha_{\text{dab}}}(\mathbf{s}) = \frac{V_{o_{\text{dab}}}(\mathbf{s})}{\alpha_{\text{dab}}(\mathbf{s})} = \frac{V_{\text{in}_{\text{dab}}}(\pi - 2\alpha_{\text{dab}})}{2\pi f_{\text{s}_{\text{dab}}} L_{\text{dab}} n_{\text{Tr}} \pi} \frac{R_{\text{dab}}}{R_{\text{dab}} C_{\text{bus}_{\text{sec}}} \mathbf{s} + 1} \quad (145)$$

## A.2 Projeto do conversor dual-active bridge

As capacitâncias dos barramentos primário e secundário,  $C_{bus\_prim}$  e  $C_{bus\_sec}$ , são aplicadas para amortecer as ondulações de tensão devido à parcela pulsante em 120 Hz. As capacitâncias são calculadas pela seguinte equação (KREIN; BALOG; MIRJAFARI, 2012):

$$C_{bus\_120Hz} = \frac{P_{dab}}{2\pi f_r V_{dab} \Delta V_{dab}} \quad (146)$$

onde  $P_{dab}$  e  $V_{dab}$  são os termos referentes a potência processada e a tensão no respectivo barramento e  $\Delta V_{dab}$  a ondulação de tensão máxima. Quantificando (146) com os parâmetros relativos ao barramento primário e secundário, são encontrados os seguintes valores:

$$C_{bus\_prim120Hz} = \frac{P_{in\_dab}}{2\pi f_r V_{in\_dab} \Delta V_{in\_dab}} = \frac{620}{(2\pi 60)(400)(400 \cdot 0,1)} = 1,023 \cdot 10^{-4} \mu F \quad (147)$$

$$C_{bus\_sec120Hz} = \frac{P_{o\_dab}}{2\pi f_r V_{o\_dab} \Delta V_{o\_dab}} = \frac{555}{(2\pi 60)(400)(400 \cdot 0,1)} = 9,21 \cdot 10^{-5} \mu F \quad (148)$$

Capacitores adicionais são necessários em ambos os barramentos para amortecer ondulações geradas pela operação de comutação dos interruptores (ruídos de alta frequência). As capacitâncias são calculadas por:

$$C_{bus\_primF} = \frac{50P_{in\_dab}}{V_{in\_dab}^2 f_{s\_dab}} = \frac{(50)(620)}{(400^2)(20 \cdot 10^3)} = 9,6 \mu F \quad (149)$$

$$C_{bus\_secF} = \frac{50P_{o\_dab}}{V_{o\_dab}^2 f_{s\_dab}} = \frac{(50)(555)}{(400^2)(20 \cdot 10^3)} = 8,5 \mu F \quad (150)$$

Para o cálculo das capacitâncias os valores das potências de entrada e saída do DAB foram ajustados considerando um rendimento teórico de 90% dos conversores, sendo a potência nominal de saída do módulo igual a 500 W. A capacitância final é encontrada considerando as duas parcelas calculadas:

$$C_{bus\_prim} = C_{bus\_prim120} + C_{bus\_primF} = 112 \mu F \quad (151)$$

$$C_{bus\_sec} = C_{bus\_sec120} + C_{bus\_secF} = 100\mu F \quad (152)$$

Os esforços de tensão sobre os capacitores são de 400 V. Assim, a partir das informações obtidas, optou-se por utilizar dois capacitores eletrolíticos de 560  $\mu F$  / 400  $V_{cc}$ , fabricado pela SAMWHA, conectados em série, resultando em um valor final de 280  $\mu F$ . Associado em paralelo a cada capacitor, foram adicionados resistores de equalização de 10  $k\Omega$  / 10 W.

O projeto físico do transformador de alta frequência foi realizado de acordo com o equacionamento de (MENEZES, 2007). Os esforços de tensão e corrente para as bobinas primária e secundária são iguais, uma vez que a relação de transformação é unitária. A tensão máxima sobre as bobinas durante um período completo de operação é igual a:

$$V_{prim\_dab,max} = V_{sec\_dab,max} = V_{in\_dab} = 400V \quad (153)$$

As correntes eficazes através das bobinas são equivalentes a corrente através da indutância de transferência de potência  $L_{dab}$ . Aplicando o equacionamento dado em (WALBERMARK, 2011), as correntes resultantes para as condições de  $\alpha_{dab}$  igual a 20° e 30° são:

$$i_{L_{dab},rms,20} = 1,5A \quad (154)$$

$$i_{L_{dab},rms,30} = 2,1A \quad (155)$$

Com a determinação dos esforços de corrente e tensão e definida a potência a ser processada pelo transformador, foi realizado o seu projeto físico. Na Tabela 8 são apresentados os principais parâmetros assumidos no projeto do transformador.

Tabela 6 – Parâmetros de projeto do transformador isolador de alta frequência.

Parâmetro	Valor
Fator de utilização da janela do núcleo	$K_u = 0,7$
Fator de ocupação do enrolamento primário	$K_p = 0,5$
Densidade de fluxo magnético no núcleo	$B = 0,15$ T
Máxima variação da densidade de fluxo	$\Delta B_{max} = 0,3$ T

Máxima densidade de corrente	$J_{\max} = 450 \text{ A/cm}^2$
Permeabilidade elétrica no vácuo	$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m}$

Fonte: Elaborada pelo autor.

Como o DAB foi analisado em dois pontos de operação angulares diferentes, foram construídos dois transformadores, sendo um dedicado a cada protótipo. Os principais parâmetros físicos dos transformadores implementados são apresentados na Tabela 7.

Tabela 7 – Parâmetros físicos dos transformadores construídos.

Descrição	Valor
Núcleo adotado	NEE-65/33/26 - Thornton
Relação de transformação	$n_{Tr} = 1$
Número de espiras do primário	$N_{\text{prim}} = 63$
Número de espiras do secundário	$N_{\text{sec}} = 63$
Fio de cobre esmaltado utilizado	18 AWG
Indutância de dispersão do primário	$L_{\text{disp1.1}} = 40,4 \mu\text{H} / L_{\text{disp1.2}} = 37 \mu\text{H}$
Indutância de dispersão do secundário	$L_{\text{disp2.1}} = 43,95 \mu\text{H} / L_{\text{disp2.2}} = 45,33 \mu\text{H}$

Fonte: Elaborada pelo autor.

Com base nos valores das indutâncias de dispersão dos transformadores implementados, o projeto físico das indutâncias de transferência de potência foi realizado. O valor de  $L_{\text{dab}}$  é obtido diretamente a partir de (WALBERMARK, 2011):

$$L_{\text{dab}} = \frac{V_{\text{in\_dab}} V_{\text{o\_dab}} \alpha_{\text{dab}} (\pi - \alpha_{\text{dab}})}{2\pi f_{\text{s\_dab}} P_{\text{o\_dab}} n_{Tr} \pi} \quad (156)$$

Substituindo em (156) os valores dos parâmetros necessários, são encontrados 711,1  $\mu\text{F}$  e 1 mH para  $L_{\text{dab}}$  com  $\alpha_{\text{dab}}$  igual a 20° e 30°, respectivamente. Para compor tais valores, indutâncias auxiliares foram adicionadas em série aos transformadores. Os dados referentes às indutâncias de dispersão dos respectivos transformadores são levados em consideração para o cálculo das indutâncias auxiliares, resultando em:

$$L_{\text{aux\_20}} = L_{\text{dab\_20}} - L_{\text{disp1.1}} - L_{\text{disp2.1}} = 634 \mu\text{F} \quad (157)$$

$$L_{aux\_30} = L_{dab\_30} - L_{disp1.2} - L_{disp2.2} = 910\mu F \quad (158)$$

A implementação das indutâncias auxiliares foi feita com núcleos toroidais, sendo utilizado o equacionamento de (MAGNETS, 2011). Para o projeto físico das indutâncias com núcleos toroidais foi necessário apenas o conhecimento dos esforços de corrente, parâmetros já calculados. Na Tabela 8 são apresentadas as principais características físicas dos indutores projetados.

Tabela 8 - Parâmetros físicos das indutâncias auxiliares utilizadas no conversor DAB.

Descrição	Valor
Núcleo adotado	77442 / Kool M $\mu$ - Magnetics
Número de espiras	$N_{20} = 64 / N_{30} = 79$
Fio de cobre esmaltado utilizado	37 AWG (Fio Litz)
Indutância resultante para $\alpha_{dab} = 20^\circ$	$L_{aux20} = 639,9 \mu F$
Indutância resultante para $\alpha_{dab} = 30^\circ$	$L_{aux20} = 0,938 mF$

Fonte: Elaborada pelo autor.

A especificação dos interruptores foi feita a partir do cálculo dos esforços de corrente e tensão. A máxima tensão sobre os interruptores em um período completo de operação é igual a:

$$V_{s\_dab} = V_{in\_dab} = 400V \quad (159)$$

As correntes média e eficaz foram calculadas com base no equacionamento apresentado em (PIVETA, 2015). De acordo com as condições angulares, os valores médio e eficaz calculados foram:

$$I_{s\_dab\_20,med} = 0,65A \quad (160)$$

$$I_{s\_dab\_20,rms} = 1,06A \quad (161)$$

$$I_{s\_dab\_30,med} = 0,87A \quad (162)$$

$$I_{s\_dab\_30,rms} = 1,56A \quad (163)$$

Diante disto, foi escolhido o IGBT HGTG11N120CND da fabricante Fairchild Semiconductor. As especificações de corrente e tensão deste interruptor são apresentadas na Tabela 9. Para a escolha do semicondutor foi considerada uma margem de segurança de 100% em relação à tensão nominal dos barramentos.

Tabela 9 – Especificações do IGBT HGTG11N120CND.

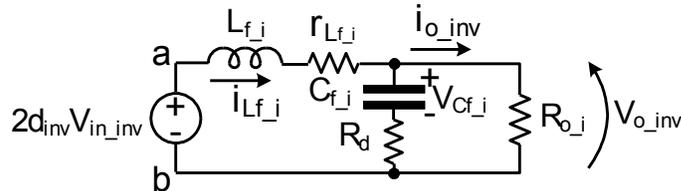
Descrição	Valor
Tensão máxima coletor-emissor	$V_{CE} = 1200 \text{ V}$
Corrente de dreno máxima	$I_c = 22 \text{ A (100}^\circ\text{)}$

Fonte: Elaborada pelo autor.

### A.3 Modelagem do inversor full-bridge

As funções de transferência do inversor full-bridge são extraídas com base no circuito elétrico equivalente do lado CA ilustrado na Figura 168 (COSTA MACCARINI, 2009). A capacitância do barramento de entrada e os semicondutores de potência foram simplificados pela fonte de tensão entre os terminais a e b. Para a modelagem do inversor são considerados somente os valores médios das grandezas elétricas em um período completo de chaveamento. Com isso, o modelo dinâmico obtido a partir do circuito equivalente já é o próprio modelo médio do conversor, linear e invariante no tempo. Observa-se que a tensão média entre os terminais a e b é escrita em função da tensão do barramento  $V_{in\_inv}$  e da razão cíclica  $d_{inv}$ .

Figura 168 - Circuito equivalente do inversor full-bridge.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A partir do circuito equivalente da Figura 168, são obtidas as seguintes equações:

$$V_{ab}(t) = L_{f\_i} \frac{di_{Lf\_i}(t)}{dt} + i_{Lf\_i}(t)r_{Lf\_i} + V_{o\_inv}(t) \quad (164)$$

$$i_{Lf\_i}(t) = C_{f\_i} \frac{dV_{Cf\_i}(t)}{dt} + \frac{V_{o\_inv}(t)}{R_{o\_i}} \quad (165)$$

$$V_{Cf\_i}(t) + R_d C_{f\_i} \frac{dV_{Cf\_i}(t)}{dt} = V_{o\_inv}(t) \quad (166)$$

Substituindo (165) em (164), obtém-se:

$$V_{ab}(t) = L_{f\_i} C_{f\_i} \frac{d^2 V_{Cf\_i}(t)}{dt^2} + \frac{L_{f\_i}}{R_{o\_i}} \frac{dV_{o\_inv}(t)}{dt} + r_{Lf\_i} C_{f\_i} \frac{dV_{Cf\_i}(t)}{dt} + \frac{V_{o\_inv}(t)r_{Lf\_i}}{R_{o\_i}} + V_{o\_inv}(t) \quad (167)$$

Com base na equação (167), é determinada a função de transferência que relaciona a tensão  $V_{ab}$  e a tensão de saída. Perturbando estas duas variáveis, desprezando os termos

médios e não lineares de segunda ordem, aplicando a Transformada de Laplace e trabalhando matematicamente (166) e (167) de modo a deixar  $V_{Cf\_i}$  em função de  $V_{o\_inv}$ , encontra-se  $G_{V_o, V_{ab\_inv}}(s)$ :

$$G_{V_o, V_{ab\_inv}}(s) = \frac{V_{o\_inv}(s)}{V_{ab}(s)} = \frac{(1 + sC_{f\_i}R_d)}{Den_{inv}(s)} \quad (168)$$

$$Den_{inv}(s) = s^2 \left( L_{f\_i} C_{f\_i} + \frac{L_{f\_i} C_{f\_i} R_d}{R_{o\_i}} \right) + s \left( \frac{L_{f\_i}}{R_{o\_i}} + \frac{C_{f\_i} R_d r_{Lf\_i}}{R_{o\_i}} + C_{f\_i} r_{Lf\_i} + C_{f\_i} R_d \right) + \left( 1 + \frac{r_{Lf\_i}}{R_{o\_i}} \right) \quad (169)$$

O valor médio da tensão  $V_{ab}$  do inversor em um período completo de operação depende dos valores médios das tensões de cada braço, definidas por:

$$V_a(t) = d_{inv}(t)V_{in\_inv} \quad (170)$$

$$V_b(t) = (1 - d_{inv}(t))V_{in\_inv} \quad (171)$$

Dessa forma, o valor médio da tensão  $V_{ab}$  é dado por:

$$V_{ab}(t) = V_a(t) - V_b(t) = V_{in\_inv}(2d_{inv}(t) - 1) \quad (172)$$

Perturbando a tensão  $V_{ab}$  e a razão cíclica e desconsiderando os termos médios e não lineares de segunda ordem, é obtida a seguinte equação no domínio da frequência:

$$V_{ab}(s) = 2V_{in\_inv}D_{inv}(s) \quad (173)$$

Substituindo (173) em (168), define-se  $G_{V_o, d_{inv}}(s)$ :

$$G_{V_o, d_{inv}}(s) = \frac{V_{o\_inv}(s)}{D_{inv}(s)} = \frac{2V_{in\_inv}(1 + sC_{f\_i}R_d)}{Den_{inv}(s)} \quad (174)$$

Com o objetivo de encontrar  $G_{V_o, V_{in\_inv}}(s)$ , a equação (172) é explorada novamente, considerando perturbações na tensão  $V_{ab}$  e na tensão de entrada. A equação resultante é dada por:

$$V_{ab}(s) = V_{in\_inv}(s)(2d_{inv} - 1) \quad (175)$$

Substituindo (175) em (168), obtém-se a função de transferência  $G_{V_o, V_{in\_inv}}(s)$ :

$$G_{V_o, V_{in\_inv}}(s) = \frac{V_{o\_inv}(s)}{V_{in\_inv}(s)} = \frac{(2d_{inv} - 1)(1 + sC_{f\_i}R_d)}{Den_{inv}(s)} \quad (176)$$

A obtenção das funções de transferência relacionadas à corrente de entrada está associada ao modelo  $G_{iL,d\_inv}(s)$ . Perturbando a corrente  $i_{Lf\_i}$  e as tensões  $V_{Cf\_i}$  e  $V_{o\_inv}$  em (165), desprezando os termos médio e não lineares de segunda ordem e aplicando a Transformada de Laplace, obtém-se:

$$I_{Lf\_i}(s) = sC_{f\_i}V_{Cf\_i}(s) + \frac{V_{o\_inv}(s)}{R_{b\_i}} \quad (177)$$

A manipulação de (166) baseado nas perturbações nas tensões  $V_{Cf\_i}$  e  $V_{o\_inv}$  e aplicação da transformada de Laplace conduz a seguinte função de transferência:

$$V_{Cf\_i}(s) = \frac{V_{o\_inv}(s)}{1 + sR_d C_{f\_i}} \quad (178)$$

Substituindo (178) em (177) e realizando as devidas operações matemáticas visando isolar  $V_{o\_inv}(s)$  e  $I_{Lf\_i}(s)$ , a função de transferência de interesse é determinada:

$$G_{V_o, iL\_inv}(s) = \frac{V_{o\_inv}(s)}{I_{Lf\_i}(s)} = \frac{R_{b\_i}(1 + sC_{f\_i}R_d)}{s(C_{f\_i}R_{b\_i} + C_{f\_i}R_d) + 1} \quad (179)$$

Substituindo (179) em (174), obtém-se  $G_{iL,d\_inv}(s)$ :

$$G_{iL,d\_inv}(s) = \frac{I_{Lf\_i}(s)}{D_{inv}(s)} = \frac{2V_{in\_inv}}{R_{b\_i}} \frac{s(C_{f\_i}R_{b\_i} + C_{f\_i}R_d) + 1}{Den_{inv}(s)} \quad (180)$$

O valor médio da corrente de entrada do inversor está associado aos valores médios das correntes de cada braço, definidas por:

$$i_a(t) = d_{inv}(t)i_{Lf\_i} \quad (181)$$

$$i_b(t) = (1 - d_{inv})(t)i_{Lf\_i} \quad (182)$$

$$i_{in\_inv}(t) = (2d_{inv}(t) - 1)i_{Lf\_i} \quad (183)$$

A perturbação da razão cíclica impacta o comportamento de ambas as correntes. Dessa maneira, tem-se a seguinte relação:

$$I_{in\_inv}(s) = I_{Lf\_i}(s)(2d_{inv} - 1) + 2I_{Lf\_i}D_{inv}(s) \quad (184)$$

Fatorando a última equação, a função de transferência associada a corrente de entrada e a razão cíclica é definida por:

$$G_{lin,d\_inv}(s) = \frac{I_{in\_inv}(s)}{D_{inv}(s)} = \frac{I_{Lf\_i}(s)}{D_{inv}(s)}(2d_{inv} - 1) + \frac{2V_{in\_inv}(2d_{inv} - 1)}{R_{o\_i} - r_{Lf\_i}} \quad (185)$$

Para determinar  $G_{lin,Vin\_inv}(s)$ , o termo relacionado a razão cíclica é desprezado em (184), restando, assim, a função de transferência em termos de  $I_{in\_inv}(s)$  e  $I_{f\_i}(s)$ :

$$I_{in\_inv}(s) = I_{Lf\_i}(s)(2d_{inv} - 1) \quad (186)$$

A substituição de (186) em (179) resulta em:

$$G_{Vo,iL\_inv}(s) = \frac{V_{o\_inv}(s)}{I_{in\_inv}(s)} = \frac{R_{o\_i}(1 + sC_{f\_i}R_D)}{s(C_{f\_i}R_{o\_i} + C_{f\_i}R_D) + 1} \frac{1}{(2d_{inv} - 1)} \quad (187)$$

Atribuindo (187) a (176) e manipulando corretamente a função de transferência,  $G_{lin,Vin\_inv}(s)$  é finalmente definida:

$$G_{lin,Vin\_inv}(s) = \frac{I_{in\_inv}(s)}{V_{in\_inv}(s)} = \frac{(2d_{inv} - 1)^2 (sC_{f\_i}R_{o\_i} + sC_{f\_i}R_D + 1)}{R_{o\_i} Den_{inv}(s)} \quad (188)$$

#### A.4 Projeto do inversor full-bridge

O projeto do filtro LC de saída utiliza o equacionamento de (BARBI, 2008). Para a quantificação da indutância  $L_{f\_i}$  é necessário o cálculo dos seus esforços de corrente. Aplicando as expressões de (MENEZES, 2007), as correntes eficaz e de pico através da indutância são 2,32 A e 3,21 A, respectivamente. Assim, o valor da indutância é dado por:

$$L_{f\_inv} = \frac{V_{in\_inv}}{8 f_{s\_inv} \Delta I_{L_{f\_inv}}} = \frac{400}{8(20 \cdot 10^3)(0,3,214)} = 2,593 \text{mH} \quad (189)$$

A implementação de  $L_{f\_i}$  foi feita a partir de núcleo toroidal, sendo aplicada a metodologia de (MAGNETS, 2011). Na Tabela 10 são apresentados os parâmetros físicos de  $L_{f\_i}$ .

Tabela 10 - Parâmetros físicos da indutância do filtro LC de saída do inversor.

Descrição	Valor
Núcleo adotado	77442 / Kool M $\mu$ - Magnetics
Número de espiras	N = 164
Fio de cobre esmaltado utilizado	37 AWG
Indutância resultante	$L_{f\_i} = 2,587 \text{ mH}$
Resistência série equivalente	$r_{L_{f\_i}} = 0,8561 \ \Omega$

Fonte: Elaborada pelo autor.

A frequência de corte do filtro LC,  $f_{LC}$ , considerada foi de 4 kHz. Dessa maneira, a capacitância  $C_{f\_i}$  assumiu o seguinte valor:

$$C_{f\_inv} = \frac{1}{4\pi^2 f_{LC}^2 L_{f\_i}} = \frac{1}{4\pi^2 (4 \cdot 10^3)^2 (2,587 \cdot 10^{-3})} = 0,6 \mu\text{F} \quad (190)$$

Foi adotado um capacitor de poliéster de 1  $\mu\text{F}/250 \text{ V}_{\text{rms}}$ , com referência B81192 e fabricado pela Epcos. Os esforços de corrente e tensão dos interruptores foi realizada para obter sua especificação. A máxima tensão sobre os interruptores foi igual a 400 V. As correntes média e eficaz atingiram 0,824 A e 1,338 A, respectivamente. Para o inversor foi escolhido o mesmo IGBT especificado para o conversor DAB.

## A.5 Modelagem e Projeto do Retificador Full-Bridge

As funções de transferência do retificador full-bridge são obtidas utilizando a metodologia explorada em (SCHIETEKAT, 2011). De forma resumida, a metodologia de modelagem aproxima o modelo matemático do conversor original ao modelo do conversor boost. Dessa maneira, para a obtenção das funções de transferência foi aplicada a técnica do modelo médio por variáveis de estado (MIDDLEBROOK; CUK, 1976). As matrizes de estado, entrada e saída,  $X(t)$ ,  $U(t)$  e  $Y(t)$ , respectivamente, foram definidas da seguinte forma:

$$X(t) = \left[ i_{in\_ca}(t) V_{o\_ret}(t) \right]^T \quad (191)$$

$$U(t) = \left[ V_{in\_ca}(t) i_{o\_ret}(t) \right]^T \quad (192)$$

$$Y(t) = \left[ i_{in\_ca}(t) V_{o\_ret}(t) \right]^T \quad (193)$$

Aplicando a teoria da técnica por variáveis de estado, foram obtidos os modelos de pequenos sinais referentes ao retificador full-bridge destacados no Capítulo 2. O termo relativo à razão cíclica, expresso por  $D_{ret}$  nas funções de transferência, assume o seguinte valor, de acordo com (SCHIETEKAT, 2011):

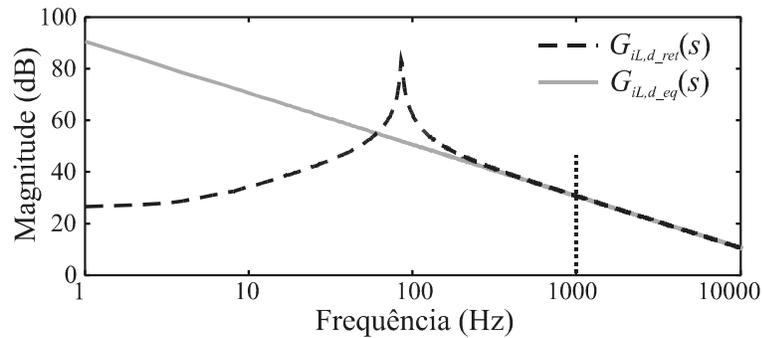
$$D_{ret} = 1 - \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \frac{V_{o\_ret}}{V_{in\_ca\_rms}}} = 0,611 \quad (194)$$

Na literatura há trabalhos que buscam a modelagem do retificador através da derivação de um circuito médio equivalente, como exposto em (SCAPINI, 2012). Esta abordagem não é conveniente ao presente trabalho por trazer modelos simplificados que impactam no formato das respostas em frequência da impedância de saída analisada. Se comparados os modelos obtidos a partir destas duas técnicas, a validade ocorre somente para faixas restritas do espectro de frequência. Como consequência, o comportamento da impedância de entrada do retificador é alterado.

A validade entre  $G_{iL,d\_ret}(s)$  e  $G_{iL,d\_eq}(s)$  é verificada a partir das magnitudes das respostas em frequências das funções de transferência, ilustradas na Figura 169. Em torno da frequência de cruzamento fixada para a malha de controle (1000 Hz), as respostas possuem o

mesmo ganho e são equivalentes. Dessa forma, o modelo equivalente é adequado para o projeto do controlador.

Figura 169 – Equivalência das funções de transferência  $G_{iL,d_{ret}}(s)$  e  $G_{iL,d_{eq}}(s)$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Por fim, para a quantificação da indutância de entrada  $L_{ret}$  foi aplicada a equação (189). A corrente de entrada foi calculada a partir a expressão da potência média de entrada. O valor instantâneo da potência de entrada é dado por:

$$P_{in\_ret\_inst}(\theta) = I_{in\_ret\_pico} V_{in\_ret\_pico} (\text{sen}(\theta))^2 \quad (195)$$

Aplicando a definição de potência média é obtida:

$$P_{in\_ret\_med} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{in\_ret\_pico} V_{in\_ret\_pico} (\text{sen}(\theta))^2 \quad (196)$$

Resolvendo a integral e isolando o termo referente à corrente de pico, encontra-se que:

$$I_{in\_ret\_pico} = \frac{2P_{in\_ret\_med}}{V_{in\_ret\_pico}} = \frac{2 \cdot 688}{311} = 4,428 \text{ A} \quad (197)$$

Com isso, a indutância de entrada foi calculada conforme:

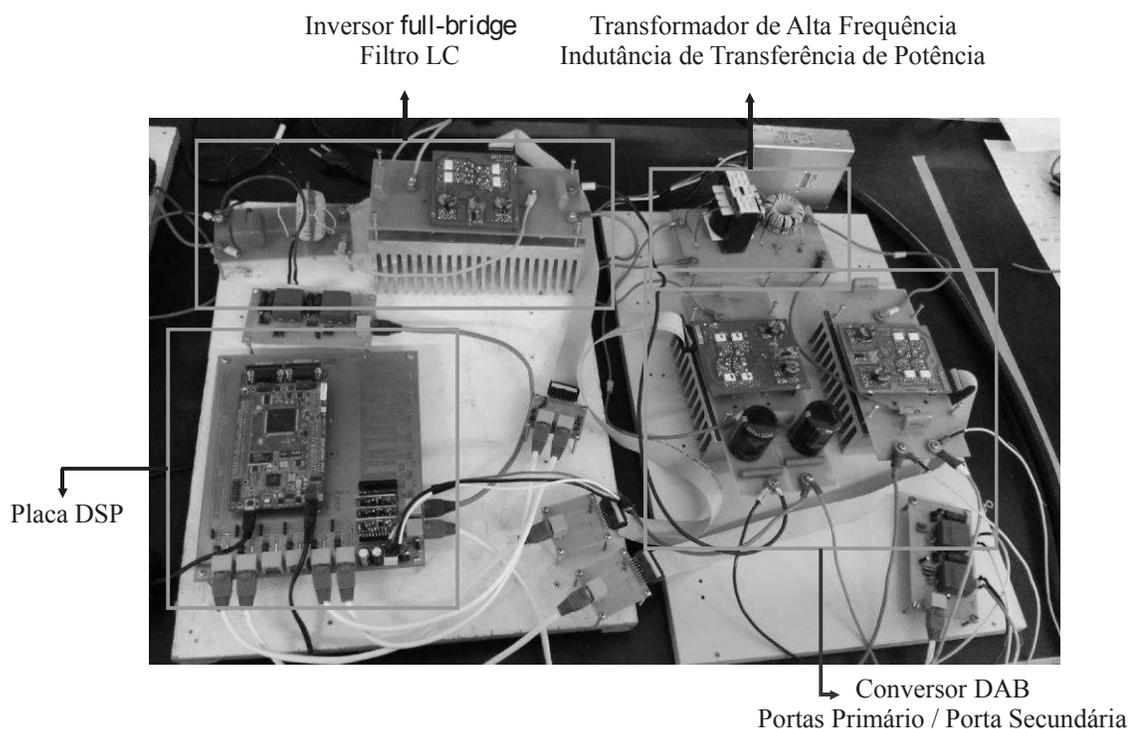
$$L_{ret} = \frac{V_{o\_ret}}{8 f_{s\_ret} \Delta I_{L_{ret}}} = \frac{400}{8(20 \cdot 10^3)(0,3 \cdot 4,428)} = 1,882 \text{ mH} \quad (198)$$

Como não foi realizada a implementação do estágio retificador, não houve projeto físico de  $L_{ret}$ . Por sua vez, o projeto da capacitância de saída (barramento capacitivo primário) foi feito durante o estudo do conversor DAB.

## APÊNDICE B – DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

Na Figura 170 é representada uma visão geral do protótipo desenvolvido em laboratório. A montagem consiste no circuito elétrico do conversor DAB, circuito elétrico do inversor, placa de processamento de sinal do DSP e placas do transformador e indutância auxiliar do DAB e filtro LC de saída do inversor.

Figura 170 – Protótipo desenvolvido em laboratório.



Fonte: Elaborada pelo autor.

### B.1 Placa de processamento de sinal

A placa de processamento de sinal comporta o kit eZdsp TMF280335, que contém o processador digital de sinal modelo TMS320F280335, fabricado pela Texas Instruments. Além disso, encontram-se as placas de condicionamento dos sinais medidos pelos sensores. Todo o sistema de controle dos conversores é realizado pelo DSP, assim como a geração dos pulsos de comandos dos interruptores e sinais de referência das malhas de controle. Os pulsos de comandos dos interruptores são enviados aos drivers através de cabos de rede.

## B.2 Conversor DAB e inversor full-bridge

Para a implementação do DAB e do inversor full-bridge foram elaboradas as placas dos circuitos elétricos dos conversores. A cada placa, na qual comporta quatro interruptores, é encaixada na parte superior uma placa de driver. Os interruptores fixados na parte inferior são parafusados no dissipador. Assim, são replicados três módulos para a elaboração da estrutura total. No caso da porta secundária do DAB foi incluído o banco de capacitores a sua saída.

## B.3 Medições

As medições das tensões de saída do DAB e do inversor são realizadas utilizando os sensores de efeito hall LV-25P, fabricados pela LEM. A tensão de entrada do DAB também é medida para geração do sinal de referência do seu sistema de controle. Todos os sinais medidos são enviados a placa do DSP através de cabo de rede, tratados pelas placas de condicionamento e, então, enviados ao DSP.

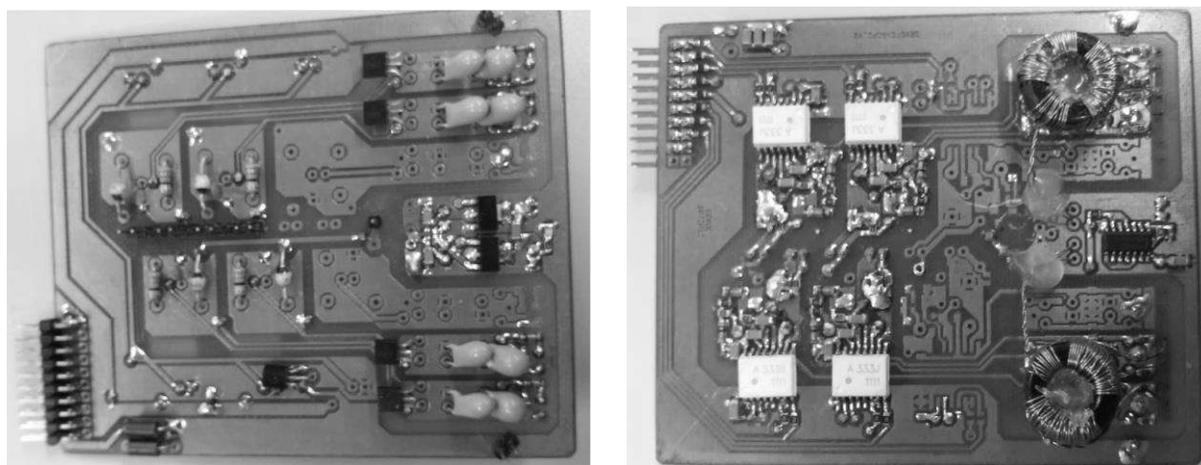
## B.4 Placas dos elementos magnéticos

O transformador e a indutância auxiliar do DAB foram implementados em uma placa desassociada das portas primária e secundária, visando facilitar a troca dos dispositivos magnéticos do conversor. Como o DAB foi projetado para operar em dois pontos de operação angular distintos, houve a necessidade da alteração do valor da indutância de transferência de potência. O filtro LC de saída do inversor também foi posto desassociado do circuito elétrico do conversor.

## B.5 Drivers dos interruptores

A placa dos circuitos dos drivers, em destaque na Figura 171, possui a capacidade de acionar até quatro interruptores. Como os módulos das portas primária e secundário do DAB e da topologia do inversor são compostos exatamente por quatro interruptores, foi associada e encaixada uma placa de drivers a cada módulo. As principais características deste driver são o sistema de proteção contra sobrecarga, grampeamento ativo da capacitância Miller e bloqueio do interruptor com tensão negativa. A entrada dos sinais na placa é realizada através de cabo flat, sendo necessário um circuito extra para adaptação do sinal de saída da placa do DSP que é feito por meio de cabo de rede.

Figura 171 – Ilustração da placa de driver.



Fonte: Elaborada pelo autor.