

Universidade Federal de Juiz de Fora
Faculdade de Engenharia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Salatiel de Castro Lobato

**FONTE DE CORRENTE PARA APLICAÇÃO EM MAGNETOS DE
ACELERADORES DE PARTÍCULAS**

Juiz de Fora

2016

Salatiel de Castro Lobato

**FONTE DE CORRENTE PARA APLICAÇÃO EM MAGNETOS DE
ACELERADORES DE PARTÍCULAS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Área de Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: André Augusto Ferreira

Juiz de Fora

2016

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Lobato, Salatiel de Castro.

FONTE DE CORRENTE PARA APLICAÇÃO EM MAGNETOS DE ACELERADORES DE PARTÍCULAS / Salatiel de Castro Lobato. -- 2016.

128 p. : il.

Orientador: André Augusto Ferreira

Coorientador: Pedro Santos Almeida

Dissertação (mestrado acadêmico) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, 2016.

1. Conversor abaixador de tensão. 2. Conversor em ponte completa. 3. Fonte de corrente. 4. Retificador trifásico controlado . 5. Conversor fonte de tensão. I. Ferreira, André Augusto, orient. II. Almeida, Pedro Santos, coorient. III. Título.

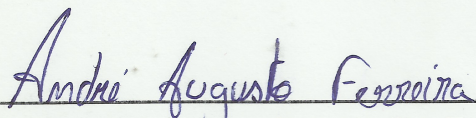
Salatiel de Castro Lobato

FONTE DE CORRENTE PARA APLICAÇÃO EM MAGNETOS DE
ACELERADORES DE PARTÍCULAS

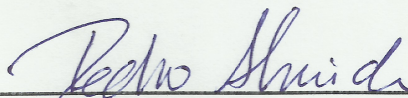
Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Área de Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 7 de novembro de 2016.

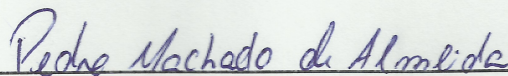
BANCA EXAMINADORA



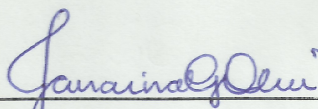
Prof. André Augusto Ferreira, Dr. Eng. (Orientador)
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF



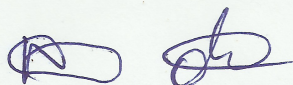
Prof. Pedro Santos Almeida, Dr. Eng. (Coorientador)
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF



Prof. Pedro Machado de Almeida, Dr. Eng.
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF



Profª. Janaina Gonçalves de Oliveira, Ph.D.
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF



Prof. Ricardo Quadros Machado, Dr. Eng.
USP - São Carlos

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pela presença infinita na minha vida.

Aos meus pais, Cláudio e Gardênia pelo amor, educação e apoio que sempre recebi. Ao meu irmão pela amizade e confiança. A minha namorada e futura esposa por estar sempre ao meu lado, me apoiando, incentivando e amando. Agradeço a toda minha família, que eu sei sempre irão estar por perto.

Agradeço, em especial, ao meu orientador professor André Augusto Ferreira pelos ensinamentos, disposição e amizade. Ao meu coorientador professor Pedro Santos Almeida, à professora Janaína Gonçalves de Oliveira, ao professor Vinícius Foletto Montagner por contribuírem ativamente na elaboração e execução deste trabalho.

Em especial agradeço ao meu amigo e servidor técnico exemplar da UFJF, José Américo Valentim pela franqueza e apoio constante.

A toda equipe e amigos que contribuíram diariamente para este trabalho, Guilherme Ferrarezi, Pedro Duarte e Mateus Castro. Aos amigos do LABSOLAR e NAEP, pelo companheirismo e convivência diária, em especial ao Alexandrino Pereira pela espontaneidade em ajudar.

Ao Cleber Rodrigues pela oportunidade ímpar de ampliar e desenvolver meu conhecimento. Agradeço também, a toda equipe do Grupo de Eletrônica de Potência do LNLS, em especial ao Gabriel Brunheira, por tornarem a experiência ainda mais produtiva.

Aos meus amigos que estão sempre comigo e sei posso confiar.

À CAPES, CNPEM, LNLS, PPEE, LABSOLAR, Faculdade de Engenharia e a Universidade Federal de Juiz de Fora pelo suporte financeiro e por prover estrutura e materiais para desenvolvimento da minha pesquisa.

*“Você tem todo direito de tentar me ensinar das tuas coisas,
porque a vida é séria e a guerra é dura,
mas se eu não quiser aprender tudo,
deixe eu viver minha loucura,
pois nunca critiquei a sua.”*

Raul Seixas

RESUMO

O objetivo geral desta dissertação é o aperfeiçoamento do projeto de uma nova fonte de corrente em desenvolvimento para o acelerador de partículas Sirius. A corrente da fonte é aplicada em magnetos de elevada indutância e são programadas para apresentar forma de onda com significativa componente senoidal em corrente contínua e em baixa frequência, de acordo com as características operacionais necessárias do Sirius. Para efeitos de estudo, a metodologia empregada consiste essencialmente em desacoplar a análise e o projeto do controle em um estágio regulador de tensão seguido de um estágio de síntese da corrente. Foram realizados ensaios em uma fonte em construção no Laboratório Nacional de Luz Síncrotron e em um protótipo desenvolvido na UFJF. As principais contribuições descritas nesta dissertação são: i) atenuação da propagação de distúrbios de baixa frequência para a rede elétrica; ii) emprego de retificador de tensão controlado para regulação da tensão do barramento CC, melhoria do fator de potência e redução de componentes harmônicas. Os resultados experimentais evidenciam que as alterações de projeto propostas nesta dissertação apresentam grande potencial para melhorar o desempenho da fonte de corrente em termos da qualidade de energia elétrica e da sintetização de corrente senoidal no magneto do acelerador de partículas.

Palavras-chave: Conversor abaixador de tensão. Conversor em Ponte Completa. Retificador trifásico controlado. Conversor fonte de tensão. Fonte de Potência. Fonte de Corrente. Rejeição de Distúrbio.

ABSTRACT

This work consists in the evaluation and improvement of a current source for a particle accelerator. The output current presents a DC sinusoidal waveform in low frequency which flows through the windings of high inductance electromagnets. The methodology consists in separating the analysis and project of the control into two parts: a voltage regulator stage, followed by a current synthesis stage. Tests were performed on a current source under construction at the Brazilian Synchrotron Light Laboratory (LNLS) and on a prototype developed at UFJF. The work main contributions are: i) Attenuation of the low frequency disturbances on the electrical grid; ii) Use of a controlled rectifier to regulate the voltage of the DC bus, improvement in power factor and reduction of harmonic components. The experimental results show that the proposed changes have potential in improving the performance of the current source in terms of its electric power quality and synthesis of sinusoidal current in the particule accelerator.

Key-words: Buck converter. Full-bridge converter. Controlled three-phase rectifier. Voltage source converter. Power source. Current source. Disturbances rejection.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Dipolo magnético.	18
Figura 2 – Fonte de luz síncrotron.	18
Figura 3 – <i>White circuit</i>	19
Figura 4 – Modelo simplificado das fontes de potência de <i>booster</i>	19
Figura 5 – Conversor de 2 quadrantes.	20
Figura 6 – Fonte do <i>booster</i> do UVX.	21
Figura 7 – Conversor 4 quadrantes.	21
Figura 8 – Estágio de saída.	25
Figura 9 – Conversor de ponte completa.	30
Figura 10 – Conversor de meia ponte.	31
Figura 11 – PWM unipolar.	32
Figura 12 – Modelo médio do estágio de saída.	32
Figura 13 – Esquemático para validação do modelo do estágio de saída.	36
Figura 14 – Validação do modelo do estágio de saída.	36
Figura 15 – Controle de corrente do estágio de saída.	37
Figura 16 – Lugar das raízes de $G_{id}(s)$	38
Figura 17 – Resposta ao degrau da simulação do estágio de saída.	40
Figura 18 – Resposta à referência senoidal utilizando o compensador <i>PI</i>	40
Figura 19 – Respostas em frequência do estágio de saída.	41
Figura 20 – Resposta à referência senoidal utilizando o compensador <i>PIR</i>	42
Figura 21 – Protótipo LNLS.	43
Figura 22 – Circuito equivalente do estágio de entrada no intervalo em que o interruptor S_b conduz.	44
Figura 23 – Circuito equivalente do estágio de entrada no intervalo em que o diodo D_b conduz.	46
Figura 24 – Resposta em frequência da corrente de entrada em relação a corrente de saída.	48
Figura 25 – Validação do modelo, corrente em L_1	50
Figura 26 – Validação do modelo, tensão em C_B	51
Figura 27 – Esquemático da simulação dos modelos matemáticos via Simulink.	51
Figura 28 – Lugar das raízes de $H_{i_{L_1},d}(s)$	52
Figura 29 – Lugar das raízes de $H_{v_{C_B},d}(s)$	52
Figura 30 – Malha de controle do estágio de entrada.	53
Figura 31 – Resposta em frequência da planta de corrente.	54
Figura 32 – Resposta em frequência do sistema compensado.	55
Figura 33 – Resposta dinâmica da malha de corrente compensada.	55
Figura 34 – Comparação entre os compensadores projetados.	56
Figura 35 – Resposta em frequência da malha de corrente compensada.	57

Figura 36 – Resposta em frequência da malha de corrente compensada.	57
Figura 37 – Malha externa de tensão.	58
Figura 38 – Resposta em frequência do controle de corrente em malha aberta . . .	59
Figura 39 – Simulação do conversor abaixador frente a um degrau na referência de tensão do barramento CC.	60
Figura 40 – Simulação do conversor abaixador de tensão como estágio de entrada. .	60
Figura 41 – Energização do barramento CC, simulação.	62
Figura 42 – Energização do barramento CC, experimental.	62
Figura 43 – Energização do estágio de saída, simulação.	62
Figura 44 – Energização do estágio de saída, experimental.	63
Figura 45 – Operação em regime, simulação.	64
Figura 46 – Operação em regime, experimental.	64
Figura 47 – FFT fornecido pelo osciloscópio de i_{L_1}	65
Figura 48 – Tensão e corrente no lado CA, simulação.	65
Figura 49 – Tensão e corrente no lado CA, experimental.	66
Figura 50 – Topologia da fonte de tensão trifásico de dois níveis.	68
Figura 51 – Diagrama unifilar do lado CA.	70
Figura 52 – Representação em coordenadas ortogonais.	72
Figura 53 – Representação em coordenadas síncronas.	74
Figura 54 – Diagrama de blocos do modelo do VCS no sistema dq	75
Figura 55 – Diagrama simplificado do estágio de entrada.	75
Figura 56 – Diagrama do SRF-PLL.	79
Figura 57 – Diagrama do SRF-PLL linearizado.	80
Figura 58 – Diagrama do DSOGI-PLL.	82
Figura 59 – Simulação do comportamento do PLL.	83
Figura 60 – Detalhe no ângulo rastreado.	83
Figura 61 – Malha de controle de corrente.	86
Figura 62 – Simulação do controle de corrente.	86
Figura 63 – Malha de controle de tensão.	87
Figura 64 – Resposta em frequência da planta de tensão com a parcela integral do compensador.	89
Figura 65 – Resposta em frequência de malha aberta do controle de tensão. . . .	90
Figura 66 – Respostas em frequência de malha aberta do controle de tensão com filtros <i>notch</i>	91
Figura 67 – Diagrama completo do sistema de controle do estágio de entrada. . .	92
Figura 68 – Resposta ao degrau do barramento CC.	93
Figura 69 – Simulação do VSC como estágio de entrada.	93
Figura 70 – Tensões e correntes das fases a, b e c respectivamente do estágio de entrada	94

Figura 71 – Fonte consumindo reativo.	94
Figura 72 – Detalhe nas curvas da fonte consumindo reativo: Tensão (V), Corrente (A).	95
Figura 73 – Forma direta II transposta.	98
Figura 74 – Fluxograma do programa do DSC do estágio de saída.	101
Figura 75 – Fluxograma do programa do DSC do estágio de entrada.	104
Figura 76 – Visão geral do protótipo.	105
Figura 77 – Detalhe de alguns componentes do sistema.	106
Figura 78 – Resposta ao degrau da corrente de saída.	107
Figura 79 – Resposta a uma referência com componentes CA utilizando o compensador PI obtidos pelo osciloscópio.	108
Figura 80 – Resposta a uma referência com componentes CA utilizando o compensador PI obtidos pelo DSC.	109
Figura 81 – Resposta a uma referência com componentes CA utilizando o compensador PIR obtidos pelo osciloscópio.	109
Figura 82 – Resposta a uma referência com componentes CA utilizando o compensador PIR obtidos pelo DSC.	110
Figura 83 – Resposta da tensão CC frente a uma energização com rampa com o sistema de controle completo.	111
Figura 84 – Energização do estágio de saída: corrente de saída (curva azul) e corrente de entrada em uma das fases (curva em verde).	111
Figura 85 – Dinâmica das três correntes do lado CA (curvas inferiores) e da tensão no barramento CC (curva superior) no instante que se inicia a ciclagem de corrente pelo estágio de saída.	112
Figura 86 – Correntes trifásicas do VSC para operação em regime permanente.	112
Figura 87 – Correntes trifásicas (curvas inferiores) e tensão CC (curva superior) do VSC operando em regime permanente e com filtros <i>notch</i> em maior escala de tempo.	113
Figura 88 – Correntes trifásicas (curvas inferiores) e tensão (curva superior) CC do VSC para operação em regime permanente, resultado sem a ação dos filtros <i>notch</i>	113
Figura 89 – FFT da corrente de uma das fases do VSC.	114
Figura 90 – Corrente de fase e tensão de linha no lado CA do VSC.	114
Figura 91 – Espectro de frequência das componentes harmônicas da corrente de linha do lado CA do VSC.	115
Figura 92 – Resultado do fator de potencia através do <i>Fluke 430</i>	116
Figura 93 – Resultado do fator de potencia através do <i>Fluke 430</i> para o sistema sem os filtros <i>notch</i>	116

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A/D	Analógico/Digital
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CPU	Unidade de Processamento Central (do inglês, <i>Central Processing Unit</i>)
CNPEM	Centro Nacional de Pesquisas em Energia e Materiais
DCCT	Transdutor de Corrente CC (do inglês, <i>DC Current Transducers</i>)
DSC	Controlador Digitais de Sinais (do inglês, <i>Digital Signal Controller</i>)
DSOGI-PLL	Circuito de Sincronismo com Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo (do inglês, <i>Double Second Order Generalized Integrator PLL</i>)
IGBT	Transistores Bipolares de Porta Isolada (do inglês, <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
FFT	Transformada Rápida e Fourier (do inglês, <i>Fast Fourier Transform</i>)
FPB	Filtro Passa Baixas
FPF	Filtro Passa Faixa
MCC	Modo de Condução Contínuo
LNLS	Laboratório Nacional de Luz Síncrotron
SLS	Synchrotron Light Source
PI	Proporcional-Integral
PIR	Proporcional-Integral-Ressonante
PLL	Circuito de Sincronismo (do inglês, <i>Phase Locked Loop</i>)
PR	Proporcional-Ressonante
ppm	Partes Por Milhão
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
PWM	Modulação por Largura de Pulso (do inglês, <i>Pulse Width Modulation</i>)

SOGI	Integrador Generalizado de Segunda Ordem (do inglês, <i>Second Order Generalized Integrator</i>)
SRF-PLL	Circuito de Sincronismo (do inglês, <i>Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop</i>)
SVM	Modulação Vetorial Espacial (do inglês, <i>Space Vector Modulation</i>)
SPWM	Comutação por Largura de Pulso Senoidal (do inglês, <i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>)
THD	Distorção Harmônica Total (do inglês, <i>Harmonic Distortion Total</i>)
UFJF	Universidade Federal de Juiz de Fora
VSC	Conversor Fonte de Tensão (do inglês, <i>Voltage Source Converter</i>)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	17
1.2	IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA	17
1.3	EXEMPLOS DE FONTES DE <i>BOOSTER</i>	18
1.4	MOTIVAÇÃO	22
1.5	OBJETIVOS	23
1.6	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	24
2	ESTÁGIO DE SAÍDA	25
2.1	DESCRIÇÃO DO SISTEMA	25
2.2	PARÂMETROS DO MODELO DO ESTÁGIO DE SAÍDA	27
2.2.1	<i>Booster</i> do Sirius	27
2.2.2	Protótipo UFJF	27
2.2.3	Filtro de Saída	28
2.3	MODELO DO ESTÁGIO DE SAÍDA	29
2.3.1	Técnica de PWM unipolar	29
2.3.2	Obtenção do modelo médio	32
2.3.3	Linearização por Pequenas Perturbações	34
2.3.4	Verificação do modelo	35
2.4	CONTROLE DA CORRENTE DE SAÍDA	36
2.4.1	Projeto do Controlador <i>PI</i>	37
2.4.2	Projeto do Controlador Ressonante	39
2.5	Conclusões Parciais	41
3	PROTÓTIPO LNLS	43
3.1	TOPOLOGIA DO ESTÁGIO DE ENTRADA	43
3.2	MODELO MATEMÁTICO	43
3.2.1	Modelo Médio	44
3.2.2	Linearização por Pequenas Perturbações	48
3.2.3	Verificação do Modelo e Avaliação do Comportamento Dinâmico do Sistema	49
3.3	CONTROLE DO ESTÁGIO DE ENTRADA	51
3.3.1	Malha Interna de Corrente	52
3.3.2	Malha Externa de Tensão	56
3.4	RESULTADOS	60
3.4.1	Energização do sistema	61

3.4.2	Energização do estágio de saída	61
3.4.3	Condição de operação em regime	63
3.5	CONCLUSÕES PARCIAIS	64
4	PROTÓTIPO UFJF	67
4.1	ASPECTOS SOBRE O CONVERSOR FONTE DE TENSÃO	67
4.2	PROJETO DOS ELEMENTOS DO ESTÁGIO DE ENTRADA	68
4.3	MODELAGEM MATEMÁTICA DO VSC	69
4.3.1	Modelo matemático do lado CA do VSC	70
4.3.2	Modelo matemático do barramento CC	75
4.4	PHASE LOCKED LOOP (PLL)	78
4.4.1	Estruturas de PLL Utilizadas	78
4.4.2	Análise de desempenho do PLL	82
4.5	PROJETO DAS MALHAS DE CONTROLE DO VSC	83
4.5.1	Controle das correntes CA do retificar controlado	84
4.5.2	Controle de Tensão	87
4.6	POSSIBILIDADE DE COMPENSAÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA	92
4.7	CONCLUSÕES PARCIAIS	95
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	97
5.1	IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL DO SISTEMA CONTROLE	97
5.1.1	Aspectos sobre a plataforma de implementação digital	97
5.1.2	Controle digital do protótipo	97
5.2	DESCRIÇÃO DA MONTAGEM EXPERIMENTAL DO ESTÁGIO DE SAÍDA	99
5.2.1	Características do Conversor	99
5.2.2	Interface entre o DSC e o PP200T120-ND	99
5.2.3	Aquisição da corrente de saída	99
5.2.4	Programação do DSC para estágio de saída	100
5.3	DESCRIÇÃO DA MONTAGEM EXPERIMENTAL DO ESTÁGIO DE ENTRADA	100
5.3.1	Características do Conversor	102
5.3.2	Interface entre o DSC e o módulo SKS 200 B6CI 73V03	102
5.3.3	Medição das Grandezas Elétricas	103
5.3.4	Programação do DSC para Estágio de Entrada	103
5.4	VISÃO GERAL DO PROTÓTIPO	103
5.5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO PROTÓTIPO UFJF	106
5.5.1	Estágio de Saída	107
5.5.2	Estágio de Entrada	108
5.6	Conclusões Parciais	116

6	CONCLUSÕES FINAIS	119
6.1	Trabalhos Futuros	121
	REFERÊNCIAS	123

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Fontes de luz síncrotron produzem radiação com comprimento de onda e intensidade que permitem o estudo detalhado de propriedades químicas e estruturais da matéria. Assim, estas fontes são utilizadas para estudo de diversas áreas do conhecimento como: arqueologia, biologia, química, ciências ambientais, geologia, medicina e física [1].

Feixes de luz síncrotron são produzidos em aceleradores de partículas, em que elétrons são acelerados até próximo a velocidade da luz sob influência de poderosos eletroímãs e por ondas de radio frequência. Após atingirem determinada energia, os elétrons circulam pelo anel de armazenamento, cuja trajetória é determinada pelos campos magnéticos gerados pelos eletroímãs. Ao mudar de trajetória, os elétrons perdem energia em forma de uma brilhante e focalizada luz [2].

Localizado na cidade de Campinas, estado de São Paulo, o Laboratório Nacional de Luz Síncrotron (LNLS) opera hoje a única fonte de luz síncrotron da América Latina, chamado de UVX [3]. Atualmente, o LNLS, vinculado ao Centro Nacional de Pesquisas em Energia e Materiais (CNPEM), está construindo uma nova fonte de luz síncrotron, denominada Sirius. Ela foi projetada para obter o maior brilho dentre todos os equipamentos na sua classe de energia. A construção do Sirius é um empreendimento que demanda um grande desafio tecnológico para o Brasil em áreas como engenharia, física, química e outros [4].

Diversas fontes de potência serão empregadas na operação do Sirius. Esta dissertação contribui para o aperfeiçoamento e construção de uma das fontes de potência necessária para a operação do Sirius.

1.2 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

Em fontes de luz síncrotron, o *booster* é um anel circular com função de elevar a energia do feixe de elétrons [5,6]. Este é formado por eletroímãs, como dipolos e quadrupolos magnéticos, excitados por fontes de correntes, em que na Figura 1 é apresentado um dipolo magnético. Estas fontes necessitam de alta precisão e fornecem corrente em frequências que variam de 0,5 a 10 Hz [6–10]. Na Figura 2 é apresentado o modelo da fonte de luz síncrotron cujo anel de menor raio é o *booster*.

O projeto do Sirius prevê a construção de fontes de potência para alimentar os dipolos e quadrupolos do *booster*. Para as fontes que irão alimentar os dipolos, por exemplo, é necessário fornecer correntes de 1100 A e tensão de 900 V . A frequência da corrente nos dipolos é especificada em 2 Hz com erro máximo de 100 ppm [7]. Assim, a fonte de potência do *booster* precisa atender suas exigências operativas e normatizações nacionais e

Fonte: <http://lnls.cnpem.br>

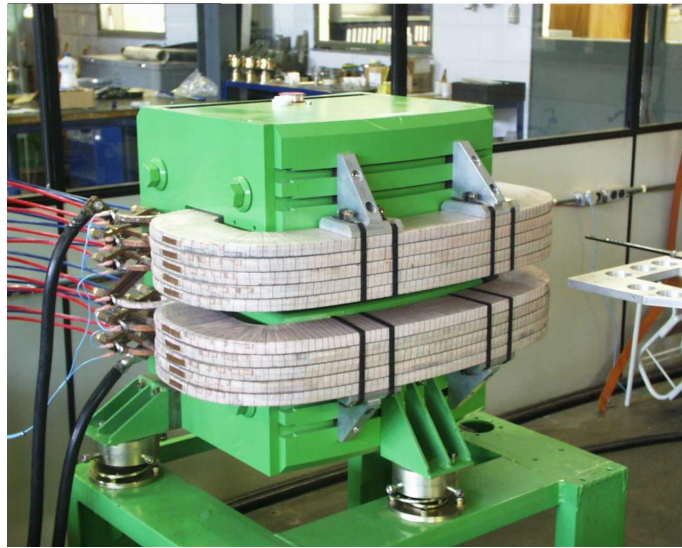


Figura 1 – Dipolo magnético.

Fonte: <http://www.synchrotron-soleil.fr>

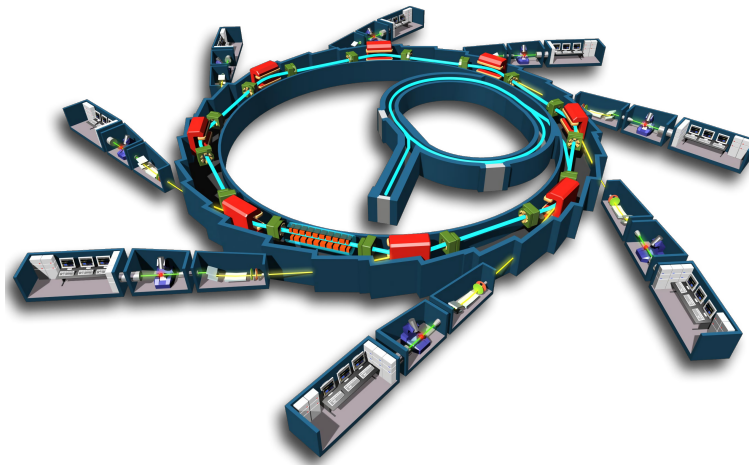


Figura 2 – Fonte de luz síncrotron.

internacionais de qualidade de energia. Este trabalho possui o foco no desenvolvimento da fonte de corrente que será utilizada no *booster* do Sirius.

1.3 EXEMPLOS DE FONTES DE *BOOSTER*

A necessidade de alta precisão na sintetização de corrente nos elementos magnéticos do *booster* leva a diferentes topologias de conversores eletrônicos destinados a essa finalidade. As fontes mais antigas utilizam o chamado *white circuit* [12] apresentado na Figura 3. Estas fontes são compostas por dois circuitos LC ressonantes com mesma frequência natural

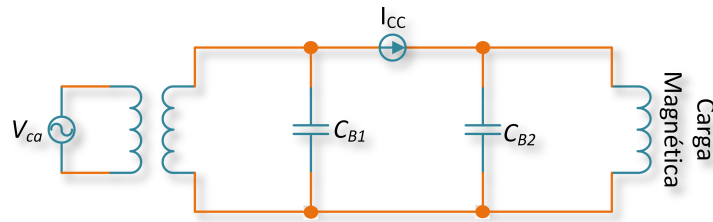


Figura 3 – *White circuit*.

conectados por uma fonte de corrente contínua. Dessa forma, a corrente na carga magnética é fornecida por duas fontes independentes, em que uma é responsável pela componente CC e a outra pela componente CA [13, 14]. Atualmente estes circuitos vêm sendo substituídos por circuitos comutados e malhas de controle discretos. Algumas vantagens atribuídas aos circuitos comutados são: maior flexibilidade no formato de onda da corrente de saída, menor custo, e rápida estabilização. Algumas fontes de luz síncrotron que utilizam *white circuit* em seus *boosters* são: BESSY II e DESY II na Alemanha, ESRF na França [8, 12].

As fontes comutadas utilizadas para alimentar os eletroímãs dos *boosters* podem ser estruturalmente separadas em dois estágios: um estágio de retificação denominado neste trabalho como estágio de entrada e um estágio de saída, usualmente um conversor CC-CC. Um modelo simplificado das fontes de *booster* é apresentado na Figura 4.

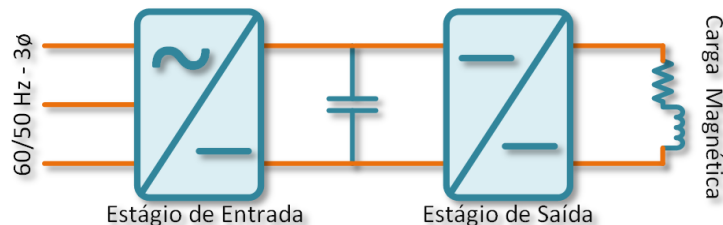


Figura 4 – Modelo simplificado das fontes de potência de *booster*.

Entre as fontes comutadas utilizadas para excitar dipolos magnéticos de *boosters*, o circuito apresentado na Figura 5 é citado em [8–10, 15, 16]. Utilizado como estágio de saída, este se trata de um conversor de dois quadrantes que podem ser associados em série ou em paralelo para atingir o nível de tensão e corrente exigido pelo *booster*. O filtro de saída é projetado para reduzir a oscilação de tensão na saída e sua topologia não segue o mesmo modelo em todas as referências citadas. Dependendo do estado dos interruptores a carga magnética é alimentada diretamente pelo banco de capacitores C_b , alimentada inversamente pelo banco de capacitores C_b ou está em modo de roda livre. Variações da topologia apresentada na Figura 5 são utilizadas como estágio de saída para fontes de

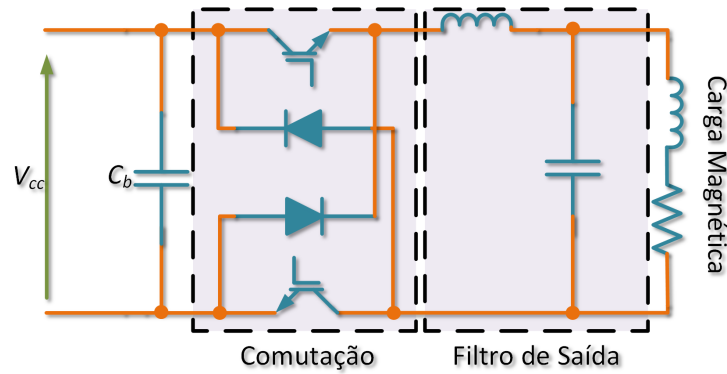


Figura 5 – Conversor de 2 quadrantes.

booster em algumas fontes de luz síncrotron como: *DIAMOND Ligth Source* no Reino Unido, *Swiss Light Source* na Suíça, *Shanghai Synchrotron Radiation Facility* na China.

Em [17] é apresentada a topologia utilizada para a fonte de corrente do *booster* do acelerador UVX (LNLS). Este é formado por uma fonte de alimentação a tiristor de seis pulsos em série com uma associação de doze módulos de conversores a IGBT em paralelo, a topologia da fonte escrita é visualizado na Figura 6. Para seguir a referência de corrente exigida pelos elementos magnéticos do *booster* é utilizado o controle pela modulação por limite de corrente [18], em que a comutação é determinada por um comparador de histerese. Esta técnica garante uma ondulação constante na corrente de saída. A tensão de saída da ponte de tiristor de seis pulsos é regulada de maneira a manter a razão cíclica dos IGBT dos doze módulos próximo a 50%.

Uma topologia comumente utilizada como estágio de saída em fontes de potência para *booster* é o conversor de ponte completa, apresentado na Figura 7. Esta é uma topologia de quatro quadrantes, bidirecional em tensão e em corrente. A topologia do filtro de saída sofre variações para atender os requisitos de oscilação mínima na tensão e corrente da saída. Alguns aceleradores de partículas que utilizam o conversor de ponte completa são: *SOLEIL* na França, *Taiwan Photon Source* em Taiwan, *ALBA* na Espanha, *High Energy Photon Source* na China [12, 19–21]. Nestas fontes, o conversor de ponte completa é associado em série ou em paralelo para atender os níveis de tensão e de corrente exigidos pelo elemento eletromagnético. No Sirius, as fontes de potência que serão responsáveis por excitar os dipolos do *booster* têm em seu estágio de saída o conversor de ponte completa [7].

O estágio de entrada, em geral, é composto por uma retificação trifásica não controlada seguido de um conversor CC-CC. O conversor CC-CC é utilizado para regular a tensão no banco de capacitores que alimenta o estágio de saída. Também é função do conversor CC-CC atenuar os distúrbios na rede elétrica devido ao efeito da sintetização das correntes de saída. Esses distúrbios são, principalmente, componentes inter-harmônicas e sub-harmônicas como será mostrado adiante. Os conversores CC-CC que são utilizados no

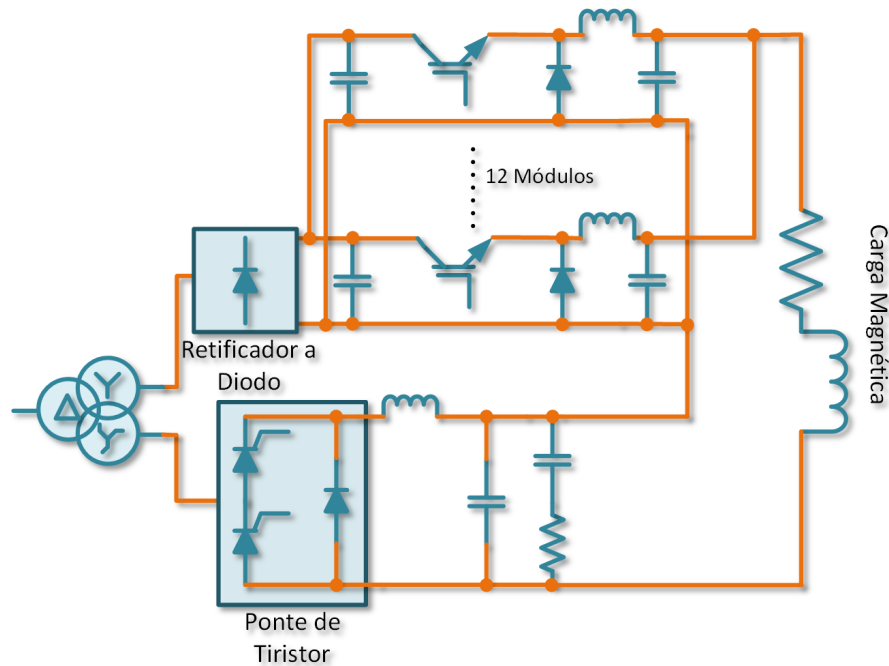


Figura 6 – Fonte do *booster* do UVX.

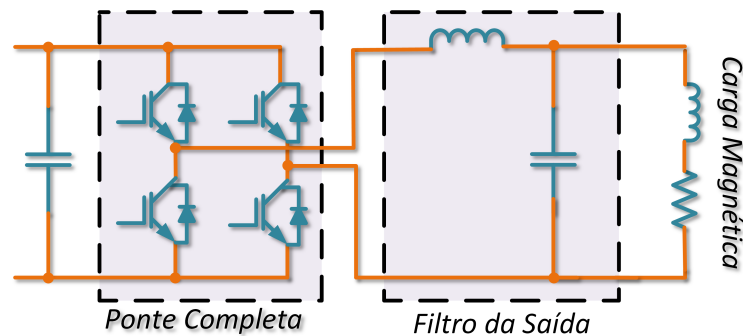


Figura 7 – Conversor 4 quadrantes.

estágio de entrada em geral são o conversor abaixador de tensão [8, 12, 15, 20], e o conversor elevador de tensão [9, 10, 21].

No que se refere ao controle do estágio de entrada, em [15] é proposto a utilização de um controlador por realimentação de estados com uma característica passa-baixa. A característica passa-baixa da malha de controle é essencial para atenuar os distúrbios provenientes da corrente sintetizada no estágio de saída. Em [7, 9, 10] é utilizada a estratégia de controle com múltiplas malhas, formado por uma malha externa de tensão que fornece a referência para a malha interna de corrente. A regulação da tensão de saída e a atenuação dos distúrbios de baixa frequência são realizados na malha externa. Em [10] a malha de tensão regula a tensão no barramento CC de forma a manter o fluxo de potência constante através do controle do valor de pico da tensão no banco de capacitores e em [9] realiza a

eliminação dos distúrbios através de um filtro passa-baixa na realimentação da tensão de saída. Em [7], para a atenuação dos distúrbios provenientes da corrente no estágio de saída, o controlador da malha de tensão é projetado para que o sistema apresente frequência de corte inferior a da malha corrente no estágio de saída. Os distúrbios causados pela síntese da corrente na carga serão melhor discutidos ao longo desta dissertação.

1.4 MOTIVAÇÃO

A síntese das correntes do *booster* é um desafio no que se refere ao elevado valor da precisão exigida pelos elementos magnéticos do acelerador de partículas. No projeto das fontes para o Sirius, o erro da corrente nos elementos magnéticos do *booster* em relação a sua referência não deve ultrapassar a 100 ppm, em que, a referência de corrente exigida pelo elemento eletromagnético é representado na equação (1.1), em que ω_o é igual a $2 \cdot \pi \cdot f_o$, sendo f_o é a frequência de oscilação definida como 2 Hz.

$$i_o(t) = I_{CC} + I_{CA} \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \quad (1.1)$$

Em [22] é definido como carga não linear sistemas que alimentados com tensão senoidal têm sua corrente com forma de onda diferente da fonte de tensão que o alimenta. Em geral, cargas não lineares possuem correntes periódicas. Formas de onda periódicas não senoidais podem ser decompostas pela Série de Fourier, em que, qualquer sinal periódico pode ser representando por um somatório de ondas senoidais de diferentes frequências. Segundo [11, 23, 24] estas frequências podem ser classificadas em:

- Fundamental: onda na mesma frequência da fonte de tensão que alimenta o sistema;
- Sub-Harmônica: onda com frequência inferior a fundamental;
- Harmônica: onda com frequência múltiplo inteiro da fundamental;
- Inter-Harmônica: onda com frequência entre harmônicas.

Detalhes sobre a representação de sinais com componentes harmônicas e inter-harmônicas por Série de Fourier pode ser encontrado em [23].

Devido à variação periódica da corrente nos elementos magnéticos do *booster* (equação 1.1), esta causa uma variação de potência ativa em baixa frequência e pode resultar na circulação de correntes sub-harmônicas e inter-harmônicas na rede elétrica. Além disso, a característica não linear destas fontes introduz na rede elétrica componentes harmônicas. Assim, do ponto de vista da rede elétrica, a fonte do *booster* é vista como uma carga não linear por inserir na rede componentes harmônicas, sub-harmônicas e inter-harmônicas. Estas distorções podem causar diversos problemas à rede elétrica, em

que se destaca a redução do fator de potência na instalação elétrica [25] e flutuações de tensão.

Segundo o Módulo 8 do PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional) flutuação de tensão é classificado como sendo a variação aleatória, repetitiva ou esporádica da tensão eficaz da rede elétrica [26]. Para o caso de cargas que apresentam variações cíclicas de potência, estas podem provocar uma alteração periódica na tensão no ponto de conexão [27, 28]. Esta característica pode afetar o funcionamento de outros equipamentos, principalmente os mais sensíveis à variação da tensão eficaz de alimentação [29]. Através de verificações práticas, foi observado no LNLS que a presença de flutuações de tensão na rede elétrica causa problemas na estabilidade do feixe de elétrons do UVX. Além disso, flutuações de tensão podem provocar cintilação luminosa em lâmpadas incandescentes.

A cintilação luminosa, ou *flicker*, é a variação da intensidade luminosa visível aos olhos humanos em sistemas de iluminação. O efeito de cintilação luminosa somente é visível ao ser humano quando as flutuações de tensão ocorrem nas frequências sub-harmônicas entre 1 a 30 Hz, intervalo que pode variar conforme mostrado em [27, 28]. A síntese da corrente de 2 Hz pelo estágio de saída na fonte do *booster* do Sirius pode levar a ocorrência de flutuações de tensão e como consequência a cintilação luminosa, pois a sintetização desta corrente acarreta distúrbios sub-harmônicos e inter-harmônicos nas frequências de 56, 58, 62 e 64 Hz como será visualizado em discussões posteriores.

Pelo exposto, fontes de potência aplicadas em aceleradores de partículas devem mitigar os distúrbios de baixa frequência provenientes da síntese de corrente nos elementos magnéticos, com o intuito de evitar flutuações de tensão [30].

Em [7] é utilizado um conversor abaixador de tensão no estágio de entrada alimentado por um retificador trifásico não controlado, em que distúrbios sub-harmônicos e inter-harmônicos são reduzidos pelo controle do conversor, entretanto, a ação de pré-regulação de fator de potência fica comprometida. Com efeito, a corrente na rede elétrica apresenta componentes harmônicas devido à retificação trifásica não controlada.

1.5 OBJETIVOS

O objetivo principal deste trabalho é aperfeiçoar a estratégia de controle desenvolvido pelo LNLS [7]. Para efeitos de melhoria do fator de potência da instalação elétrica, também é proposto uma outra topologia para o estágio de entrada.

Com intuito de alcançar o objetivo principal do trabalho são especificados os seguintes objetivos específicos:

- i.* Empregar controladores ressonantes para sintetizar a corrente exigida pelo dipolo do

booster do Sirius;

- ii.* Atenuar os distúrbios de baixa frequência na rede de alimentação utilizando o conversor abaixador de tensão através de ações de controle;
- iii.* Substituir a topologia do estágio de entrada por um retificador trifásico controlado.

1.6 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No Capítulo 2 é realizada a modelagem e controle do conversor de ponte completa, bem como resultados de simulações do estágio de saída do protótipo.

O Capítulo 3 é focado na utilização do conversor abaixador de tensão como estágio de entrada. Neste capítulo são apresentados a modelagem e controle do conversor, bem como seus resultados de simulações e experimentais do estágio de entrada do protótipo LNLS.

No capítulo 4 é realizado o estudo do conversor retificador trifásico controlado como estágio de entrada. Neste capítulo é apresentado a modelagem e controle do conversor, bem como seus resultados de simulações.

O Capítulo 5 apresenta o protótipo da UFJF bem como os resultados obtidos por este.

O Capítulo 6 é dedicado as conclusões do trabalho realizado.

2 ESTÁGIO DE SAÍDA

Este capítulo é dedicado ao estudo do estágio de saída da fonte de corrente. Inicialmente, é descrito a estrutura do conversor para alimentar a carga magnética. Em sequência é realizada a modelagem matemática do estágio de saída, em que é abordado o comportamento do conversor em ponte completa operando com modulação PWM unipolar. Para finalizar o capítulo, é projetado o controle de corrente para alcançar as especificações necessárias para aceleração de partículas nos magnetos.

2.1 DESCRIÇÃO DO SISTEMA

Como discutido na seção 1.3, o conversor em ponte completa, apresentado na Figura 7, é amplamente utilizado como estágio de saída em fontes para *booster*. Este, por se tratar de um conversor de quatro quadrantes, permite a inversão da tensão e corrente de saída. Estas são características desejáveis em fontes para a presente aplicação, visto que permite facilmente apagar a memória magnética da carga [7]. Associado a este conversor, é empregado um filtro passivo de terceira ordem para reduzir as componentes harmônicas de alta frequência resultante da comutação do conversor. Na Figura 8 é apresentado o circuito referente ao estágio de saída, em que seus componentes são detalhados nas seções subsequentes.

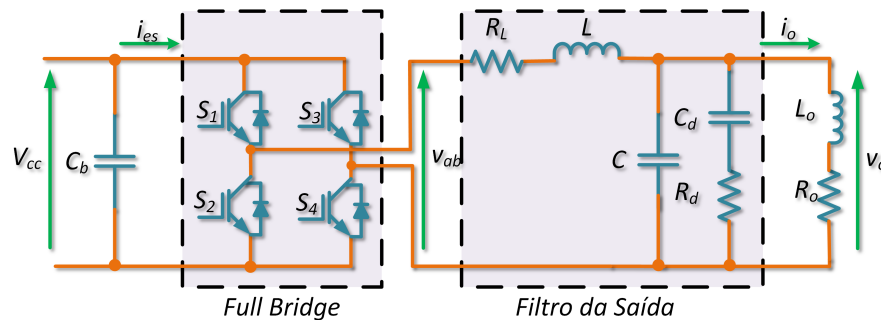


Figura 8 – Estágio de saída.

Determinar a corrente $i_{es}(t)$ do barramento CC, tem fundamental importância no projeto do banco de capacitores C_b como será visto na seção 4.2. Sabe-se que a corrente entregue a carga é dada pela equação (1.1). Assim, a tensão de saída pode ser escrita como:

$$v_o(t) = v_{L_o}(t) + v_{R_o}(t) = R_o \cdot i_o(t) + L_o \cdot \frac{di_o(t)}{dt}. \quad (2.1)$$

Substituindo a equação (1.1) em (2.1), obtêm:

$$v_o(t) = I_{CC} \cdot R_o + R_o \cdot I_{CA} \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) + \omega_o \cdot L_o \cdot I_{CA} \cdot \text{cos}(\omega_o \cdot t). \quad (2.2)$$

Desprezando as perdas no conversor e nas resistências do filtro de saída, pelo balanço de potência o valor médio instantâneo da corrente i_{es} no barramento CC, é dada por:

$$\bar{I}_{es} |_T(t) = \frac{1}{V_{CC}} \cdot i_o(t) \cdot v_o(t). \quad (2.3)$$

Substituindo as equações (1.1) e (2.2) em (2.3), resulta em:

$$\bar{I}_{es} |_T(t) = \frac{1}{V_{CC}} \cdot (P_m + P_A \cdot \text{sen}(\omega_o t) + P_B \cdot \text{cos}(\omega_o t) + P_C \cdot \text{sen}(2\omega_o t) - P_D \cdot \text{cos}(2\omega_o t)), \quad (2.4)$$

em que:

$$P_m = R_o \cdot \left(I_{CC}^2 + \frac{I_{CA}^2}{2} \right); \quad (2.5)$$

$$P_A = 2 \cdot R_o \cdot I_{CC} \cdot I_{CA}; \quad (2.6)$$

$$P_B = \omega_o \cdot L_o \cdot I_{CC} \cdot I_{CA}; \quad (2.7)$$

$$P_C = \frac{\omega_o \cdot L_o \cdot I_{CA}^2}{2}; \quad (2.8)$$

$$P_D = \frac{R_o \cdot I_{CA}^2}{2}. \quad (2.9)$$

O resultado obtido é formado pela potência instantânea consumida no estágio de saída, sendo que as parcelas foram agrupadas nas diferentes componentes de frequência. Pelo resultado, observa-se que o estágio de saída tem seu consumo de potência de forma cíclica, onde P_m é a potência média consumida pela fonte. Assim, a síntese da corrente i_o , resulta em correntes nas frequências ω_o e $2 \cdot \omega_o$ no barramento CC.

Conforme mostrado em [31], variações cíclicas de potência resultam em correntes nas componentes de frequências iguais a $(\omega \pm \omega_m)$, em que ω_m é a frequência da modulação de potência e ω a frequência da rede. Portanto, o sistema em questão resulta em correntes

nas componentes sub-harmônicas de $(\omega - \omega_o)$ e $(\omega - 2 \cdot \omega_o)$, e em componentes inter-harmônicas de $(\omega + \omega_o)$ e $(\omega + 2 \cdot \omega_o)$. Logo, é necessário adotar alguma estratégia para que estas modulações não se propaguem para a rede.

2.2 PARÂMETROS DO MODELO DO ESTÁGIO DE SAÍDA

2.2.1 *Booster* do Sirius

O *booster* do Sirius possui diversos magnetos, dentre os quais os dipolos e quadrupolos magnéticos necessitam de fontes de potência dedicadas para atender as necessidades operativas. No acelerador Sirius, será utilizada uma fonte de potência para a associação em série dos dipolos e uma outra para a associação, também em série, dos quadrupolos do *booster*. A associação destes elementos podem ser eletricamente modelados por um indutor em série com um resistor. Na Tabela 1 são apresentados alguns parâmetros das fontes que irão alimentar as associações dos dipolos e quadrupolos.

Tabela 1 – Característica dos dipolos e quadrupolos do *booster*.

PARÂMETRO	DIPOLO	QUADRUPOLOS
Resistência do Magneto (R_o) [Ω]	0,517	2,5
Indutância do Magneto (L_o) [mH]	180	430
Corrente Máxima [A]	1066,4	127,0
Corrente Mínima [A]	42,7	4,2
Frequência [Hz]	2	2

2.2.2 Protótipo UFJF

Inicialmente foi definido pelas equipes da UFJF e LNLS, que seria construído um protótipo com as especificações descritas na Tabela 2.

Tabela 2 – Características iniciais do protótipo.

PARÂMETRO	VALOR
Resistência (R_o) [Ω]	0,50
Indutância do Magneto (L_o) [mH]	50
Corrente Máxima [A]	100
Corrente Mínima [A]	0
Frequência [Hz]	2
Potência [W]	1875

No entanto, o indutor de 50 mH é extremamente volumoso, pesado e de elevado custo de aquisição. Para reduzir o dimensionamento do indutor da carga sem alterar o ângulo de defasamento entre a tensão e a corrente na carga, a frequência de oscilação

da corrente no indutor foi aumentada para 10 Hz. Este ângulo de defasamento pode ser calculado partir de:

$$\theta_o = tg^{-1}(2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot \tau_o), \quad (2.10)$$

em que $\tau_o = \frac{L_o}{R_o}$, f_o é a frequência da corrente na carga e θ_o é o ângulo de defasamento entre a tensão e corrente na carga.

Na Tabela 3 estão descritos os parâmetros do estágio de saída do protótipo da UFJF. Cabe destacar que essa alteração possibilitou reduzir o dimensionamento do banco de capacitores do estágio de entrada.

Tabela 3 – Caraterísticas do protótipo.

PARÂMETRO	VALOR
Resistência (R_o) [Ω]	0,50
Indutância do Magneto (L_o) [mH]	10
Corrente Máxima [A]	100
Corrente Mínima [A]	0
Frequência [Hz]	10
Potência [W]	1875

2.2.3 Filtro de Saída

Para eliminar as componentes harmônicas provenientes da comutação, é utilizado um filtro passa-baixa na saída do conversor em ponte completa. A definição topológica do filtro foi realizada pela equipe do LNLS. Neste trabalho, foi realizado apenas a adequação ao protótipo. O estudo do filtro está descrito em [32], em que se busca atenuar os distúrbios em alta frequência.

O filtro de saída, em destaque na Figura 8, é um filtro de terceira ordem. O ramo $R_d C_d$ possui o objetivo de amortecer à ressonância a característica LC do próprio filtro. Ainda de acordo com [32], ao utilizar o critério ótimo *critical damping* é obtido o menor ganho na ressonância do filtro. O filtro é calculado segundo este critério e as equações que seguem definem os elementos do filtro.

$$L = \frac{V_{CC} \cdot 0,25}{\Delta I_{L1} \cdot 2 \cdot f_s} \quad (2.11)$$

$$C = \frac{1}{L \cdot \omega_{res}^2} \quad (2.12)$$

$$C_d = 8 \cdot C \quad (2.13)$$

$$R_d = \frac{1,53}{\omega_r \cdot C_d} \quad (2.14)$$

Em que ΔI_L é a ondulação de corrente no indutor do filtro, f_s é a frequência de comutação, ω_{Res} e ω_r são dadas pelas equações (2.16) e (2.15), respectivamente.

$$\omega_{Res} = 2 \cdot f_s \cdot \sqrt{2 \cdot \pi \cdot L_o \cdot 2 \cdot f_s \cdot \Delta I_L} \quad (2.15)$$

$$\omega_r = 0,294 \cdot \omega_{Res} \quad (2.16)$$

Adotando a frequência de comutação em 16 kHz e $\Delta I_L = 0,1 \cdot I_{CC}$, pode-se obter os parâmetros descritos na Tabela 4. O parâmetro R_L representa a resistência do indutor L e foi obtido experimentalmente utilizando o equipamento *LCR METER* modelo *BR2820* na frequência de 1 kHz

Tabela 4 – Parâmetros do filtro de saída do protótipo.

PARÂMETRO	VALOR
L [μH]	170
R_L [Ω]	0,015
C [μF]	22
C_d [μF]	200
R_d [Ω]	1

2.3 MODELO DO ESTÁGIO DE SAÍDA

Esta seção aborda a modelagem do estágio de saída (Figura 8), o objetivo é encontrar a função de transferência que represente o comportamento da corrente de saída. Para tal, será utilizado a representação por espaços de estados do mesmo. Embora o conversor em ponte completa apresente comportamento não-linear, a linearização por pequenos sinais permite obter o modelo linearizado do conversor. Apresentado em [33], esta técnica representa as pequenas perturbações no modelo médio do conversor, não contemplando as variações de alta frequência do sistema.

2.3.1 Técnica de PWM unipolar

Para o conversor em ponte completa são empregadas duas técnicas de comutação: PWM bipolar e PWM unipolar. A principal vantagem da configuração unipolar, em detrimento da bipolar, é o fato da componente de alta frequência resultante da comutação ser duas vezes superior a frequência de comutação [34]. Com efeito, a ondulação da corrente no indutor L é quatro vezes menor em comparação com a comutação bipolar [35]. Consequentemente, o filtro de saída pode ser dimensionado com menor indutância.

Na Figura 9 é apresentada a topologia do conversor de ponte completa. A tensão média instantânea no terminal do conversor é representada por \bar{V}_{ab} . Para evitar que ocorra curto circuito no barramento CC (V_{CC}), os interruptores de cada braço do conversor devem operar sempre de forma complementar.

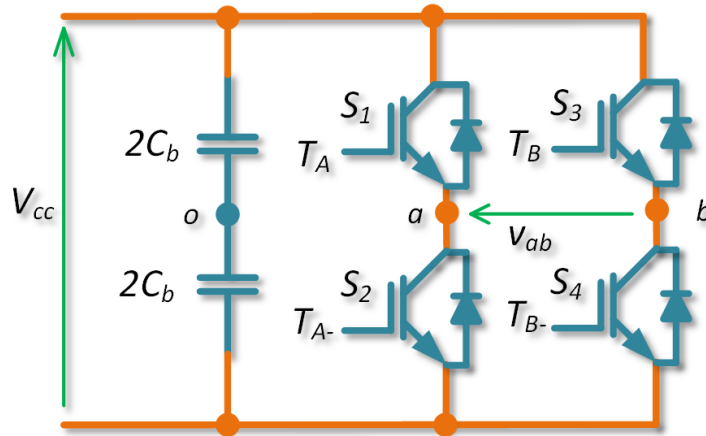


Figura 9 – Conversor de ponte completa.

Na estratégia de comutação bipolar, os interruptores diagonalmente opostos (S_1 , S_4) e (S_2 , S_3) são acionados simultaneamente. Já a estratégia unipolar, cada braço de interruptores são controlados de maneira independente, comparando um sinal triangular com o sinal modulante m_a e $-m_a$.

O conversor de ponte completa pode ser entendido como uma associação de dois conversores de meia ponte, como o apresentado na Figura 10 [34]. A comutação de S_1 e S_2 é realizado respectivamente pelos sinais PWM complementares T_A e T_{A-} . Logo, a tensão v_a nos terminais do conversor é igual a $\frac{V_{CC}}{2}$ quando o interruptor S_1 está em condução e $-\frac{V_{CC}}{2}$ quando este se encontra em bloqueio. O tempo em que o interruptor S_1 conduz é dado por dT , em que T é o período de comutação e d é o ciclo de trabalho, ou seja, fração do intervalo de tempo em que S_1 conduz.

Ponderando pelos intervalos de comutação, a tensão média instantânea, \bar{V}_a , é dada por:

$$\bar{V}_a = d \cdot \frac{V_{CC}}{2} + (1 - d) \cdot \frac{-V_{CC}}{2} = \frac{V_{CC}}{2} \cdot (2 \cdot d - 1). \quad (2.17)$$

Definindo:

$$m_a = (2 \cdot d - 1). \quad (2.18)$$

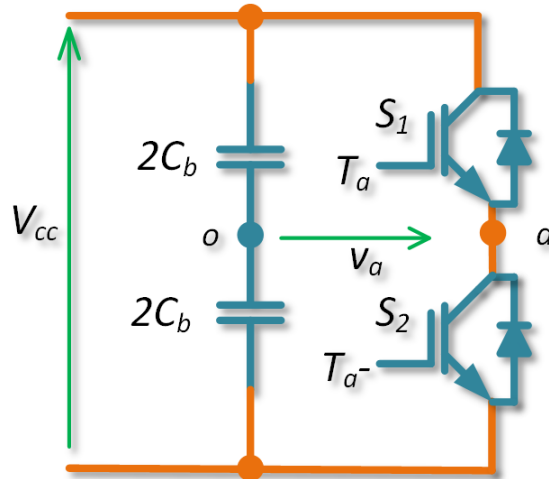


Figura 10 – Conversor de meia ponte.

É possível reescrever (2.17) como:

$$\bar{V}_a = \frac{m_a}{2} \cdot V_{CC}. \quad (2.19)$$

Retornando ao conversor em ponte completa, por uma análise de malha é verificado que a tensão média instantânea nos terminais "a" e "b" de saída é igual a:

$$\bar{V}_{ab} = \bar{V}_a - \bar{V}_b, \quad (2.20)$$

em que \bar{V}_b é a tensão média instantânea entre o terminal "b" e "o". O sinal modulante que gera a PWM para acionar S_3 (T_b) é dado por m_b , que na técnica unipolar $m_b = -m_a$. De maneira análoga a \bar{V}_a , \bar{V}_b é dada por:

$$\bar{V}_b = \frac{-m_a}{2} \cdot V_{CC}. \quad (2.21)$$

Finalmente,

$$\bar{V}_{ab} = m_a \cdot V_{CC}. \quad (2.22)$$

Em termos de d :

$$\bar{V}_{ab} = (2 \cdot d - 1) \cdot V_{CC}. \quad (2.23)$$

Por este resultado, verifica-se que quando $m_a < 0$ ou $d < 0,5$ a tensão \bar{V}_{ab} apresenta valor negativo.

As formas de ondas apresentadas na Figura 11, são os resultados da modulação de um sinal constante utilizando comutação PWM unipolar. Graficamente é possível visualizar que a frequência de v_{ab} é duas vezes a frequência dos sinais PWM.

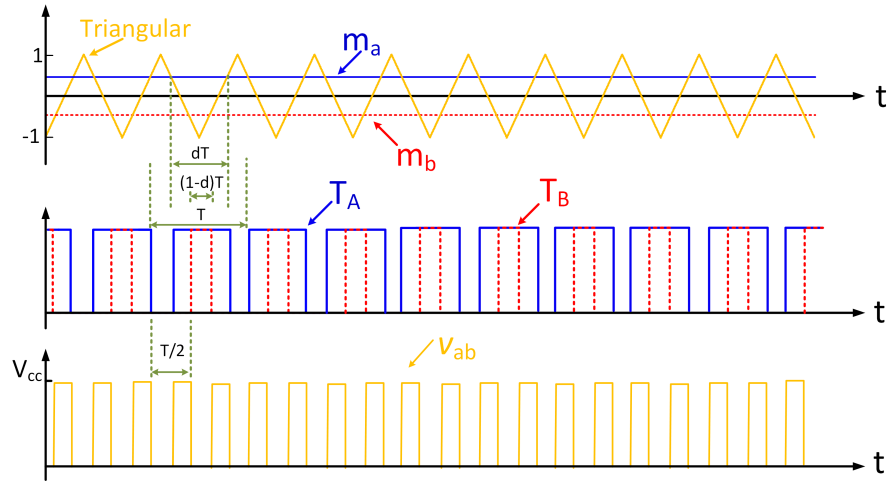


Figura 11 – PWM unipolar.

2.3.2 Obtenção do modelo médio

A representação de um sistema em espaços de estados através de seu modelo médio, não leva em consideração as perturbações de alta frequência. Assim sendo, o modelo médio do estágio de saída pode ser obtido através do circuito apresentado na Figura 12. Em que, \bar{V}_{ab} é dado pela equação (2.23).

Um sistema em espaços de estados é representado em (2.24). Em que \mathbf{A} é a matriz de estados e \mathbf{B} a matriz de entrada, \mathbf{C} a matriz que relaciona as variáveis de estado com a saída. Os vetores \mathbf{y} , \mathbf{x} e \mathbf{u} representam, respectivamente, as saídas do sistema, as variáveis de estado e as entradas do sistema. No conversor em estudo, as variáveis de estado do são:

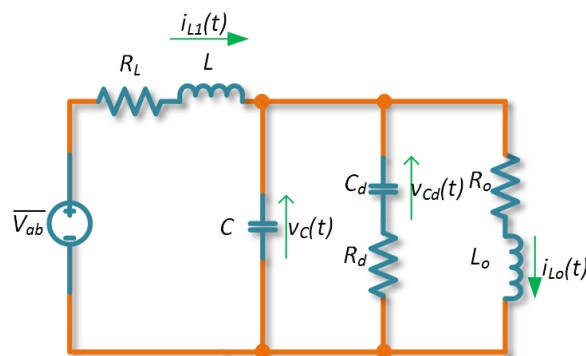


Figura 12 – Modelo médio do estágio de saída.

a corrente no indutor L_O ($i_{L_O}(t)$), a corrente no indutor L ($i_L(t)$), tensão sobre capacitor C ($v_C(t)$) e a tensão sobre o capacitor C_d ($v_{C_d}(t)$).

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (2.24)$$

Deste modo, temos que:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{L_O}(t) \\ i_L(t) \\ v_C(t) \\ v_{C_d}(t) \end{bmatrix} \quad \therefore \mathbf{u} = V_{CC}. \quad (2.25)$$

Através das equações de malha e de nó do circuito apresentado na Figura 12, obtêm-se as equações de estado que descrevem o comportamento médio do sistema, e este é dado pelo sistema de equações (2.26).

$$\begin{cases} \frac{di_{L_O}(t)}{dt} = -\frac{R_O}{L_O} \cdot i_{L_O}(t) + \frac{1}{L_O} \cdot v_C(t) \\ \frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{R_L}{L} \cdot i_L(t) - \frac{1}{L} \cdot v_C(t) + \frac{1}{L} \cdot (2 \cdot d - 1) \cdot V_{CC} \\ \frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{1}{C} \cdot i_{L_O}(t) + \frac{1}{C} \cdot i_L(t) - \frac{1}{R_{C_d} \cdot C} \cdot v_C(t) + \frac{1}{R_{C_d} \cdot C} \cdot v_{C_d}(t) \\ \frac{dv_{C_d}(t)}{dt} = \frac{1}{R_{C_d} \cdot C_d} \cdot v_C(t) - \frac{1}{R_{C_d} \cdot C_d} \cdot v_{C_d}(t) \end{cases} \quad (2.26)$$

Portanto, as matrizes que descrevem o comportamento médio do sistema em espaços de estados são dados por:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_O}{L_O} & 0 & \frac{1}{L_O} & 0 \\ 0 & -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \\ -\frac{1}{C} & \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_{C_d} \cdot C} & \frac{1}{R_{C_d} \cdot C} \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_{C_d} \cdot C_d} & -\frac{1}{R_{C_d} \cdot C_d} \end{bmatrix} \quad \therefore \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \cdot d - 1 \\ L \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

2.3.3 Linearização por Pequenas Perturbações

A presença de d na matriz de entrada, torna o modelo obtido na sub-seção 2.3.2 um sistema não-linear. A aplicação de pequenas perturbações é realizada para obter um modelo linearizado. Assim, são separadas as componentes de regime permanente (letra maiúscula) e as componentes de regime transitório, isto é, pequena perturbação (grafadas com " $\tilde{}$ "). Na variável de entrada não é considerando as perturbações, visto que o objetivo é modelar o sistema em função do ciclo de trabalho, assim $\mathbf{u} = \mathbf{U}$. Logo, tem-se que:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \cdot (\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}) + \mathbf{B} \cdot (2 \cdot (D + \tilde{d}) - 1) \cdot \mathbf{U} \\ \mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C} \cdot (\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}) \end{cases} \quad (2.28)$$

Separando as variáveis constantes das pequenas perturbações é obtido o sistema em regime permanente:

$$\begin{cases} 0 = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot (2 \cdot D - 1) \cdot \mathbf{U} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X} \end{cases}, \quad (2.29)$$

e o modelo linearizado para pequenas perturbações:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \cdot \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \cdot 2 \cdot \mathbf{U} \cdot \tilde{d} \\ \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C} \cdot \tilde{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (2.30)$$

Sejam:

$$\mathbf{A}_{\text{ps}} = \mathbf{A} \quad ; \quad \mathbf{B}_{\text{ps}} = \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \cdot U \\ L \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \cdot V_{CC} \\ L \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_{\text{ps}} = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \quad (2.32)$$

Logo, o modelo de espaço de estados linearizado é dado por:

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_{\text{ps}} \cdot \tilde{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_{\text{ps}} \cdot \tilde{d}(t) \\ \tilde{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}_{\text{ps}} \cdot \tilde{\mathbf{x}}(t) \end{cases} \quad (2.33)$$

Aplicando a transformada de Laplace no sistema (2.33), resulta na função de transferência de pequenos sinais (2.34). A Tabela 5 apresenta os coeficientes da função de transferência encontrada.

$$G_{id}(s) = \frac{\tilde{i}_{L_o}(s)}{\tilde{d}(s)} = \mathbf{C}_{ps} \cdot (s \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A}_{ps})^{-1} \cdot \mathbf{B}_{ps} = 2 \cdot V_{CC} \cdot \frac{b_1 \cdot s + b_0}{a_4 \cdot s^4 + a_3 \cdot s^3 + a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + a_0} \quad (2.34)$$

Tabela 5 – Parâmetros da Função de Transferência $G_{id}(s)$

b_1	$C_d \cdot R_d$
b_0	1
a_4	$C \cdot C_d \cdot R_d \cdot L \cdot L_o$
a_3	$C \cdot C_d \cdot R_d \cdot (R_L \cdot L_o + R_o \cdot L) + L \cdot L_o \cdot (C_d + C)$
a_2	$C \cdot (C_d \cdot R_d \cdot R_L \cdot R_o + L \cdot R_o + L_o \cdot R_L) + C_d \cdot L \cdot (R_d + R_o) + L_o \cdot C_d (R_d + R_L)$
a_1	$R_o \cdot C_d \cdot (R_L + R_d) + C \cdot R_L \cdot R_o + L + L_o$
a_0	$R_L + R_o$

2.3.4 Verificação do modelo

Para verificar o modelo encontrado foram realizadas simulações utilizando os programas PSIM e Matlab/Simulink. O modelo de pequenas perturbações em espaços de estados e sua função de transferência são simulados no Simulink e os resultados obtidos comparados com a simulação do estágio de saída utilizando o programa PSIM. Como parâmetros do estágio de saída são utilizados os valores apresentados na Tabela 4.

Como o modelo de pequenas perturbações representa apenas variações em torno do ponto médio, as simulações dos modelos são realizadas pela composição entre o modelo médio (2.27) e os de pequenas perturbações. Assim, a entrada do modelo médio em espaços de estados é V_{CC} e do modelo de pequenas perturbações em espaço de estados (2.33) e da função de transferência $G_{id}(s)$ é a perturbação no ciclo de trabalho. Na Figura 13 é apresentado o sistema simulado no Matlab/Simulink.

A simulação é iniciada com o ciclo de trabalho d constante de 0,6527 (condição para $i_o = 50 A$). Ao atingir o regime permanente é aplicado uma perturbação em d de 0,05 no instante $t = 0,05s$. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 14.

Através dos resultados obtidos, conclui-se que o modelo encontrado representa as pequenas perturbações no estágio de saída de forma satisfatória. Vale observar que o comportamento da corrente de saída no circuito comutado pelo PSIM não apresenta oscilações visíveis. Isto ocorre devido a boa característica e filtragem do filtro de entrada e a carga altamente indutiva. Na seção seguinte, o modelo encontrado é utilizado para projetar a malha de controle do sistema.

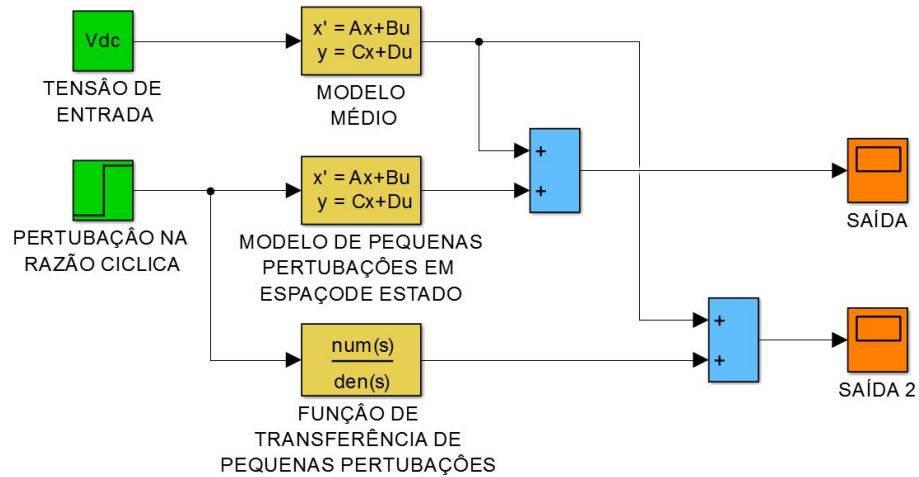


Figura 13 – Esquemático para validação do modelo do estágio de saída.

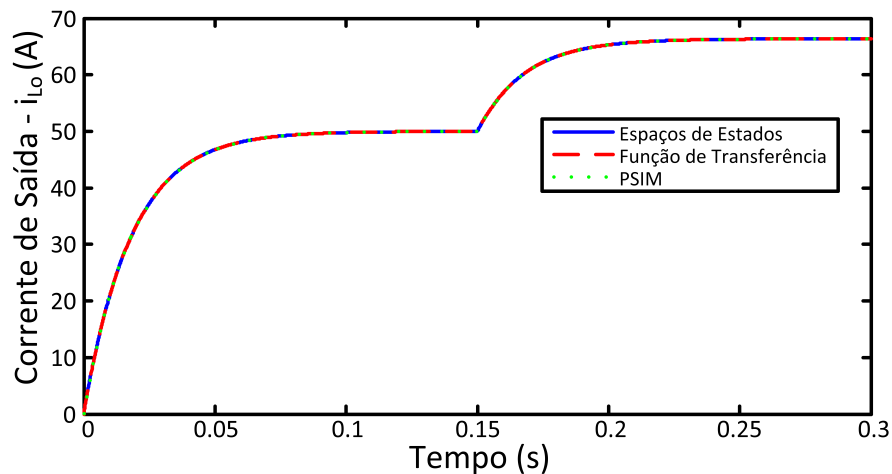


Figura 14 – Validação do modelo do estágio de saída.

2.4 CONTROLE DA CORRENTE DE SAÍDA

Como apresentado na seção 2.1, a corrente de saída da fonte do *booster* é composta por um sinal senoidal com uma componente CC, conforme a equação (1.1). Segundo o princípio do modelo interno, um sistema em malha fechada segue um sinal de referência de entrada, sem erro em regime permanente, quando o modelo que gera essa referência está incluído no sistema realimentado [38].

Pelo exposto, para seguir a referência da fonte é necessário incluir no sistema componentes que permitam seguir referências constantes e senoidais. Controladores do tipo ressonante seguem referências senoidais sem erros de fase e amplitude [36, 37], pois possuem em sua estrutura a dinâmica senoidal. Entretanto, este controlador não possui em sua estrutura a dinâmica de uma referência constante, não conseguindo assim seguir a

referência do sistema.

Controladores que possuem em sua estrutura a dinâmica de um integrador, permite seguir referência constante. Assim, a utilização de uma estrutura de controle composta por um controlador ressonante e integrador permite seguir a referência da fonte.

Dessa maneira, a malha de controle será formada por um controlador proporcional-integral (PI) mais uma parcela ressonante (controlador PI ressonante (PIR)), como apresentado na Figura 15.

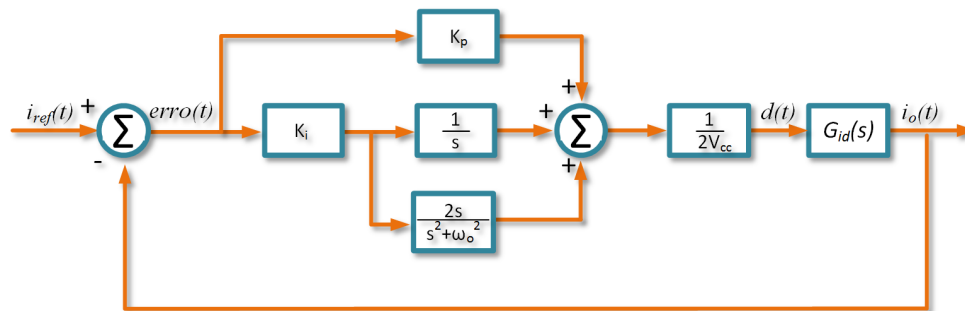


Figura 15 – Controle de corrente do estágio de saída.

2.4.1 Projeto do Controlador *PI*

As cargas magnéticas excitadas pela fonte do *booster*, modelados por R_o e L_o , apresentam uma constante de tempo elevada (Tabela 1). Esta característica, implica na presença de um polo dominante na função de transferência da planta. Isto ocorre pois o filtro presente no estágio de saída é projetado para altas frequências. Esta afirmação é confirmada pela análise do lugar das raízes apresentada na Figura 16, em que é apresentado um detalhe na região do polo dominante. A equação 2.35 apresenta a localização aproximada do polo dominante do sistema.

$$s \simeq -\frac{R_o + R_L}{L_o + L} \quad (2.35)$$

Uma solução adequada para o controle deste sistema, é o cancelamento do polo dominante através do *zero* do controlador *PI*.

Devido à característica de polo dominante no sistema, é possível simplificar o modelo do estágio de saída pela função de transferência (2.36).

$$G_{id_{simp}}(s) = 2 \cdot V_{CC} \cdot \frac{1}{L_o \cdot s + R_L + R_o} \quad (2.36)$$

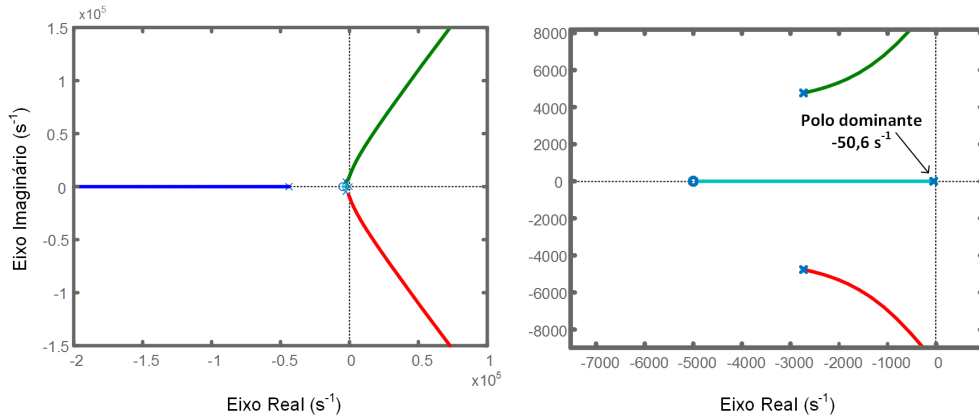


Figura 16 – Lugar das raízes de $G_{id}(s)$.

O controlador utilizado é dado pela equação (2.37), onde o ganho $\frac{1}{2 \cdot V_{CC}}$ compensa o ganho $2 \cdot V_{CC}$ do modelo do conversor (equação (2.36)).

$$C_{pi}(s) = \frac{1}{2 \cdot V_{CC}} \cdot \frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \quad (2.37)$$

Assim, a função de transferência de malha aberta do sistema é dada por:

$$T_i(s) = C_{pi}(s) \cdot G_{id_{simp}}(s) = \frac{K_p}{L_o \cdot s} \cdot \frac{s + (K_i/K_p)}{s + (R_o + R_L)/L_o}. \quad (2.38)$$

Para realizar o cancelamento do polo do sistema com o zero do controlador aplica-se a relação apresentada em (2.39).

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_L + R_o}{L_o}. \quad (2.39)$$

Assim, a função de transferência de malha fechada é dada por:

$$H_i(s) = \frac{1}{\frac{L_o}{K_p} \cdot s + 1}. \quad (2.40)$$

Este resultado implica que o sistema terá um comportamento de primeira ordem, cujo a relação (2.41) determina a constante de tempo do sistema.

$$\tau = \frac{L_o}{K_p}. \quad (2.41)$$

Finalmente, as relações apresentadas em (2.42) são utilizadas para determinar os ganhos do controlador PI e a equação (2.43) apresenta a relação entre a frequência de

corde e a constante de tempo do sistema.

$$K_p = \frac{L}{\tau} \therefore K_i = \frac{R_L + R_o}{\tau} \quad (2.42)$$

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c = \frac{1}{\tau} \quad (2.43)$$

A constante de tempo do sistema (τ) deve apresentar um bom compromisso entre a velocidade de resposta e filtragem de ruídos de alta frequência provenientes da comutação do conversor. Escolhendo a frequência de corte do sistema sendo 50 Hz, como consequência, $\tau = 3,18 \text{ ms}$, os parâmetros do controlador *PI* são dados por:

$$K_p = \frac{9,3 \text{ mH}}{3,18 \text{ ms}} = 2,89 \frac{\text{V}}{\text{A}}, \quad (2.44)$$

e,

$$K_i = \frac{590 \text{ m}\Omega}{3,18 \text{ ms}} = 185,35 \frac{\text{V} \cdot \text{rad}}{\text{A} \cdot \text{s}}. \quad (2.45)$$

Dessa forma, o controlador *PI* projetado é dado numericamente pela equação (2.46)

$$C_{pi}(s) = \frac{1}{180} \cdot \frac{2,89 \cdot s + 185,35}{s}. \quad (2.46)$$

Para verificar a resposta do controle projetado são realizadas simulações do estágio de saída utilizando o *software* PSIM. Na Figura 17 é apresentada a resposta a um degrau da referência. Pelo resultado obtido, verifica-se que o sistema está de acordo com o projetado com comportamento de primeira ordem e constante de tempo de $3,18 \text{ ms}$. Já na Figura 18 é apresentada a resposta com referência conforme apresentado na equação (1.1), em que $I_{CC} = 50 \text{ A}$, $I_{CA} = 50 \text{ A}$ e frequência de 10 Hz . Neste resultado, é visível que a saída do sistema apresenta erro de fase e amplitude em relação a referência conforme esperado. É possível diminuir o erro entre a referência e a corrente de saída aumentando a frequência de corte o sistema, porém, ao elevar muito a frequência de corte o sistema fica mais sujeito a ruídos de alta frequência e a saturação do compensador.

2.4.2 Projeto do Controlador Ressonante

Em [37] é descrito o projeto de um controlador proporcional ressonante (*PR*) segundo parâmetros de um controlador *PI* como apresentado na equação (2.47), onde ω_o é a frequência do sinal de referência, que para este caso é dado por $2 \cdot \pi \cdot 10 \text{ rad/s}$.

$$C_{PR}(s) = K_p + \frac{2 \cdot K_i \cdot s}{s^2 + \omega_o^2} \quad (2.47)$$

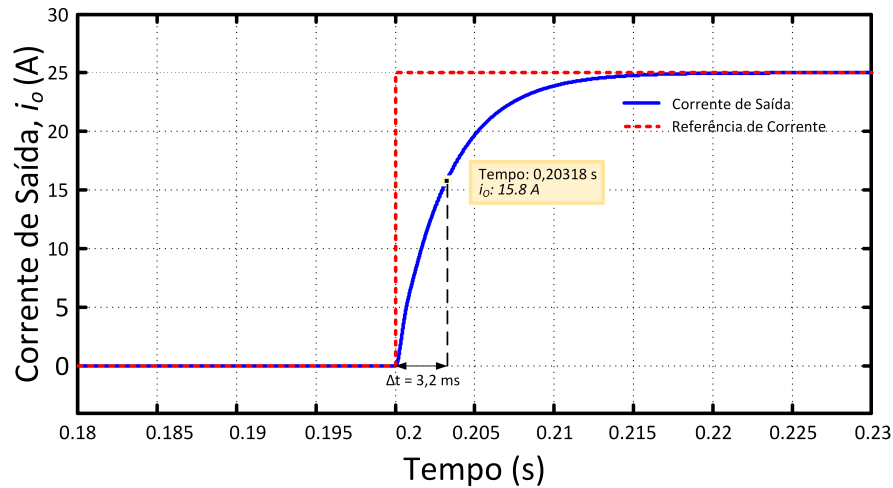


Figura 17 – Resposta ao degrau da simulação do estágio de saída.

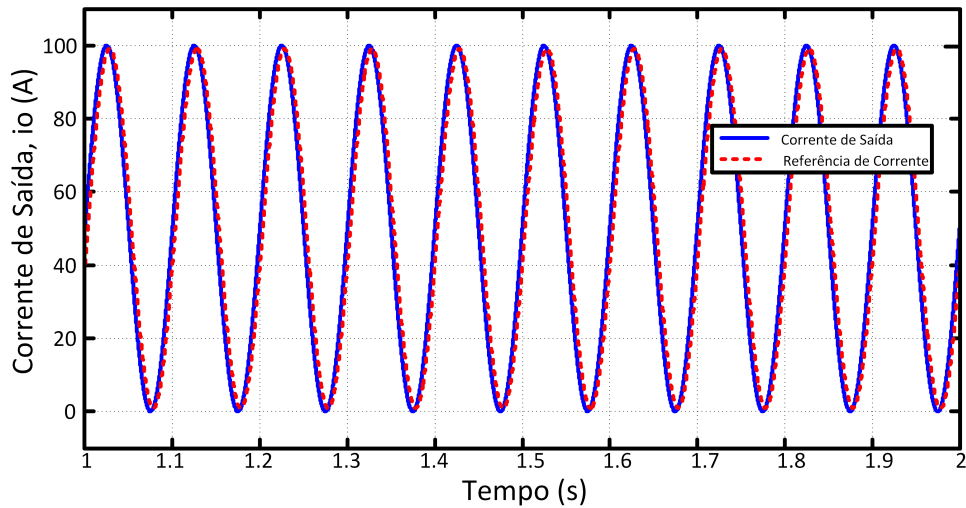


Figura 18 – Resposta à referência senoidal utilizando o compensador PI .

Como o controlador em estudo é formado pela combinação de uma estrutura PI e outra ressonante, a parcela K_p de $C_{PR}(s)$ é descartada pois esta já é presente na parte PI do controlador e o ganho K_i é o mesmo de (2.45) conforme [37]. Portanto, a parcela ressonante do controlador é dado pela equação (2.48), em que o ganho $\frac{1}{2 \cdot V_{CC}}$ é utilizado para compensar o ganho $2 \cdot V_{CC}$ do modelo do conversor (equação (2.36)).

$$C_R(s) = \frac{1}{2V_{CC}} \cdot \frac{2 \cdot K_i \cdot s}{s^2 + \omega_o^2} \quad (2.48)$$

Finalmente, o controlador proporcional integral ressonante (PIR) projetado, é dado

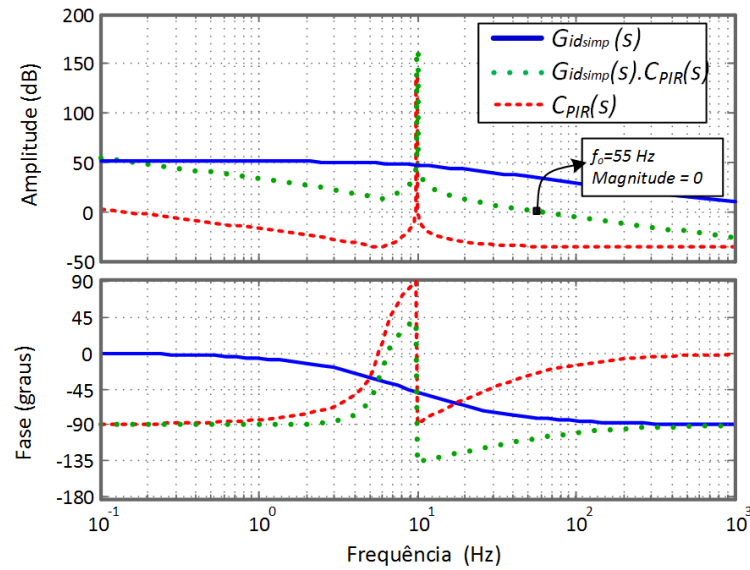


Figura 19 – Respostas em frequência do estágio de saída.

por:

$$C_{PIR}(s) = C_{pi}(s) + C_r(s) = \frac{1}{2 \cdot V_{CC}} \left[K_p + K_i \cdot \left(\frac{1}{s} + \frac{2 \cdot s}{s^2 + \omega_o^2} \right) \right]. \quad (2.49)$$

Utilizando os parâmetros calculados na sub-seção 2.4.1 para o protótipo apresentado na Tabela 4, obtêm-se as respostas em frequência apresentadas na Figura 19. Por estes resultados, observa-se o alto ganho do sistema em malha aberta na frequência de 10 Hz e nas baixas frequências. Também é possível verificar um pequeno desvio na frequência de corte projetada (50 Hz), isto ocorre pois a parte ressonante implica em pequenas modificações na magnitude da resposta em frequência do controlador fora da frequência de ressonância.

Para verificar a resposta do sistema ao controlador projetado é realizada a simulação do estágio de saída no *software* PSIM. Na Figura 20 é apresentado o resultado da simulação utilizando uma referência com componentes CC e CA. Pelos resultados obtidos observa-se um bom comportamento do sistema com erros dentro do limite estabelecido para a corrente de saída.

2.5 Conclusões Parciais

Neste capítulo foi apresentado e descrito o conversor responsável pelo estágio de saída da fonte do *booster*. Durante o desenvolvimento do capítulo, foram abordados aspectos relacionados ao funcionamento do conversor em ponte completa, como as técnicas de comutação do conversor. Esta discussão apontou uma vantagem da técnica PWM unipolar em relação a bipolar, em que a frequência da tensão na saída do conversor é duas

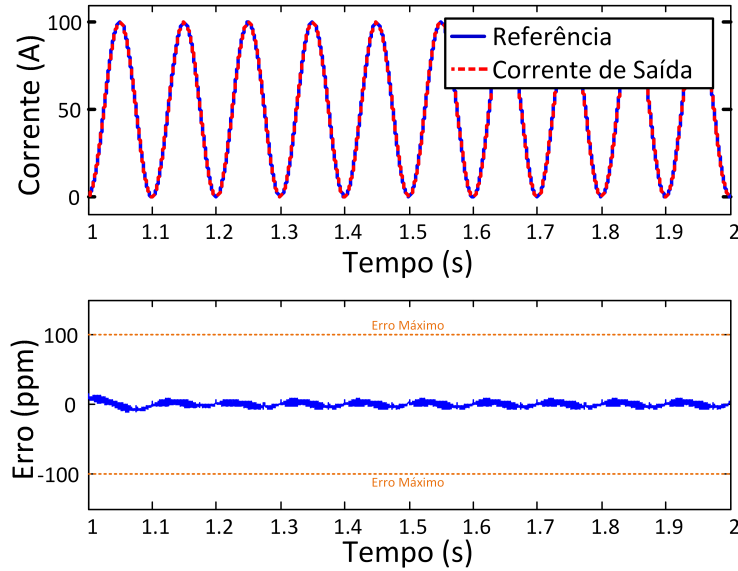


Figura 20 – Resposta à referência senoidal utilizando o compensador *PIR*.

vezes superior a frequência de comutação. Por este motivo, utiliza-se a técnica de PWM unipolar no acionamento dos interruptores do conversor, uma vez que esta escolha resulta no menor dimensionamento do filtro de estágio de saída.

Do ponto de vista da corrente consumida do estágio de saída, foi verificado que a característica pulsante da corrente na carga impacta em um consumo de potência cíclica. Esta informação é primordial para o projeto do estágio de entrada.

O processo de modelagem aplicado ao estágio de saída possibilitou aprimorar a estratégia de controle através da ação do controlador *PIR* para reduzir o erro da corrente de saída. Através dos resultados apresentados, verificou-se que o modelo de pequenas perturbações está de acordo com os resultados obtidos através do *PSIM* e as simulações do sistema de controle mostram a resposta com comportamento de acordo com o esperado.

A aplicação dos conceitos apresentados será verificado experimentalmente no Capítulo 5. Nos capítulos seguintes serão discutidas estratégias de controle para duas topologias distintas para o estágio de entrada da fonte em discussão.

3 PROTÓTIPO LNLS

O protótipo LNLS para a fonte do *booster*, apresenta como estágio de entrada um conversor abaixador de tensão. Para o controle de corrente da carga magnética, é utilizado o conversor em ponte completa descrito no capítulo anterior. A principal contribuição deste capítulo é o aperfeiçoamento do projeto do sistema de controle do estágio de entrada. Não é objetivo deste trabalho discutir o projeto do conversor, bem como justificar a escolha da topologia adotada.

3.1 TOPOLOGIA DO ESTÁGIO DE ENTRADA

Na Figura 21 é apresentado o estágio de entrada formado por um estágio de retificação trifásico de seis pulsos, um filtro para atenuar as ondulações de 360 Hz (oriundos da retificação trifásica) e um conversor abaixador de tensão. Na Figura 21 é apresentada a topologia adotada, em que a fonte de corrente i_{es} representa o estágio de saída descrito no capítulo anterior.

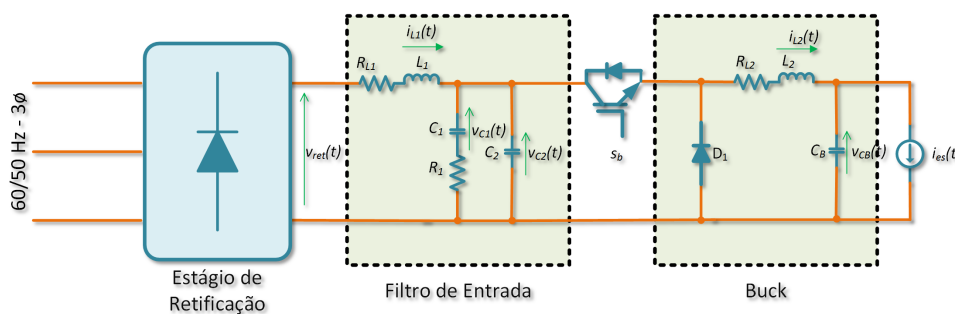


Figura 21 – Protótipo LNLS.

Por simplicidade, o retificador trifásico não controlado será substituído por uma fonte de tensão.

Na Tabela 6 estão descritos os principais parâmetros do estágio de entrada do protótipo LNLS, em que \bar{V}_{ret} é o valor médio da tensão retificada e f_{sw} é a frequência de comutação do conversor.

3.2 MODELO MATEMÁTICO

A metodologia empregada para modelar o conversor do estágio de entrada, segue o procedimento do modelo médio em espaços de estados [33]. Assim, de forma semelhante ao procedimento realizado na seção 2.3, o resultado é um modelo linear, válido para pequenas perturbações, em torno do ponto de operação.

Tabela 6 – Parâmetros do estágio de entrada do protótipo LNLS

Parâmetro	Valor
\bar{V}_{ret} [V]	130
L_1 [mH]	0,40
R_{L_1} [m Ω]	2,00
C_1 [mF]	23,50
R_1 [Ω]	0,25
C_2 [mF]	3,00
L_2 [mH]	0,10
R_{L_2} [m Ω]	1,4
C_o [F]	2,23
v_{CB} [V]	90,00
f_{sw} [kHz]	10,24

3.2.1 Modelo Médio

Ao considerar o sistema em seu ponto de operação e no modo de condução contínua (MCC), o conversor em estudo apresenta dois estágios de funcionamento, e acordo com o estado do interruptor S_b .

Enquanto o interruptor S_b estiver conduzindo, o diodo D_1 irá se encontrar reversamente polarizado. Logo o conversor irá apresentar a condição topológica apresentada na Figura 22. O sistema irá se manter nesta condição, enquanto o sinal PWM aplicado ao interruptor S_b se mantiver em alto. Em outras palavras, durante o intervalo dT , em que d é o ciclo de trabalho e T o período do sinal PWM.

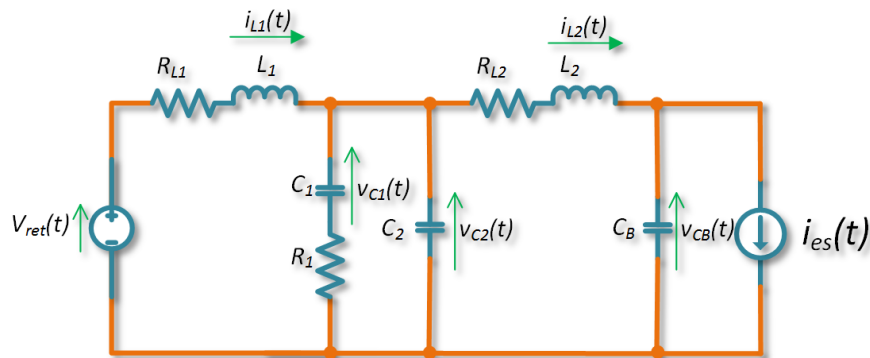


Figura 22 – Circuito equivalente do estágio de entrada no intervalo em que o interruptor S_b conduz.

Pelas equações de malha e nó do circuito apresentado na Figura 22, obtêm-se equações de estados representados no sistema (3.1). No MCC, as variáveis de estado são

as tensões nos capacitores e as correntes nos indutores.

$$\begin{cases} \frac{di_{L_1}(t)}{dt} = -\frac{R_{L_1}}{L_1} \cdot i_{L_1}(t) - \frac{1}{L_1} \cdot v_{C_2}(t) + \frac{1}{L_1} \cdot V_{ret}(t) \\ \frac{dv_{C_1}(t)}{dt} = -\frac{1}{R_{C_1} \cdot C_1} \cdot v_{C_1}(t) + \frac{1}{R_{C_1} \cdot C_1} \cdot v_{C_2}(t) \\ \frac{dv_{C_2}(t)}{dt} = \frac{1}{C_2} \cdot i_{L_1}(t) + \frac{1}{R_{C_1} \cdot C_2} v_{C_1}(t) - \frac{1}{R_{C_1} \cdot C_2} \cdot v_{C_2}(t) - \frac{1}{L_2} \cdot i_{L_2}(t) \\ \frac{di_{L_2}(t)}{dt} = \frac{1}{L_2} \cdot v_{C_2}(t) - \frac{R_{L_2}}{L_2} \cdot i_{L_2}(t) - \frac{1}{L_2} \cdot v_{C_B}(t) \\ \frac{dv_{C_B}(t)}{dt} = \frac{1}{C_B} \cdot i_{L_2}(t) - \frac{1}{C_o} \cdot i_{es}(t) \end{cases} \quad (3.1)$$

Tendo como variáveis de entrada $V_{ret}(t)$ e $i_{es}(t)$, a matriz de estados \mathbf{A}_1 e a matriz das variáveis de entrada \mathbf{B}_1 são dadas por:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L_1}}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_{C_1} \cdot C_1} & \frac{1}{R_{C_1} \cdot C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{R_{C_1} \cdot C_2} & -\frac{1}{R_{C_1} \cdot C_2} & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{R_{L_2}}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_B} & 0 \end{bmatrix} \quad \therefore \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

em que o vetor das variáveis de estados $\mathbf{x}(t)$ e das variáveis de entrada $\mathbf{u}(t)$ são dados por:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{L_1}(t) \\ v_{C_1}(t) \\ v_{C_2}(t) \\ i_{L_2}(t) \\ v_{C_B}(t) \end{bmatrix} \quad \therefore \mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} V_{ret}(t) \\ i_{es}(t) \end{bmatrix}. \quad (3.3)$$

Durante o intervalo que o interruptor S_b está bloqueado, o diodo D_1 está diretamente polarizado. O circuito que representa esta condição topológica é apresentado na Figura 23. O sistema irá se manter neste estado durante o intervalo $(1 - d) \cdot T$.

Através das equações de malha e nó do circuito apresentado na Figura 23, se obtém

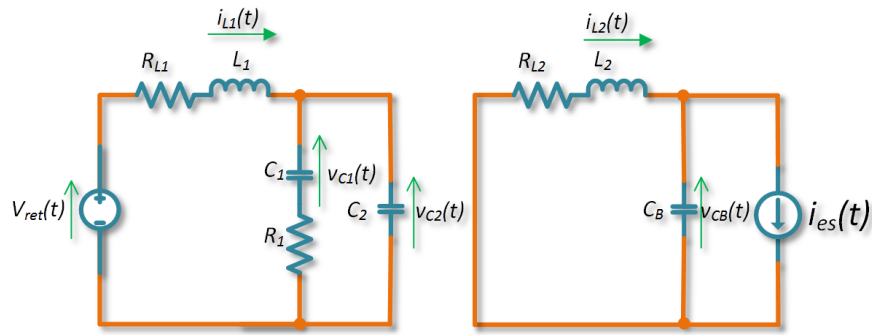


Figura 23 – Circuito equivalente do estágio de entrada no intervalo em que o diodo D_b conduz.

as seguintes equações de estados:

$$\begin{cases} \frac{di_{L_1}(t)}{dt} = -\frac{R_{L_1}}{L_1} \cdot i_{L_1}(t) - \frac{1}{L_1} \cdot v_{C_2}(t) + \frac{1}{L_1} \cdot V_{ret}(t) \\ \frac{dv_{C_1}(t)}{dt} = -\frac{1}{R_{C_1} \cdot C_1} \cdot v_{C_1}(t) + \frac{1}{R_{C_1} \cdot C_1} \cdot v_{C_2}(t) \\ \frac{dv_{C_2}(t)}{dt} = \frac{1}{C_2} \cdot i_{L_1}(t) + \frac{1}{R_{C_1} \cdot C_2} \cdot v_{C_1}(t) - \frac{1}{R_{C_1} \cdot C_2} \cdot v_{C_2}(t) \\ \frac{di_{L_2}(t)}{dt} = -\frac{R_{L_2}}{L_2} \cdot i_{L_2}(t) - \frac{1}{L_2} \cdot v_{C_B}(t) \\ \frac{dv_{C_B}(t)}{dt} = \frac{1}{C_B} \cdot i_{L_2}(t) - \frac{1}{C_o} \cdot i_{es}(t) \end{cases} \quad (3.4)$$

Como vetores \mathbf{x} e \mathbf{u} , equação (3.3), não sofrem alterações, a matriz de estados \mathbf{A}_2 e a matriz das variáveis de entrada \mathbf{B}_2 são dadas por:

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L_1}}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_{C_1} \cdot C_1} & \frac{1}{R_{C_1} \cdot C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{R_{C_1} \cdot C_2} & -\frac{1}{R_{C_1} \cdot C_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{L_2}}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_B} & 0 \end{bmatrix} \quad \therefore \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Através dos resultados obtidos, é realizada a ponderação dos modelos para cada intervalo de condução de S_b . Assim, o comportamento médio das variáveis de estado é representado por:

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}_1 \cdot d + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - d)] \cdot \mathbf{x} + [\mathbf{B}_1 \cdot d + \mathbf{B}_2 \cdot (1 - d)] \cdot \mathbf{u}, \quad (3.6)$$

em que:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 \cdot d + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - d) \quad \therefore \quad \mathbf{B} = \mathbf{B}_1 \cdot d + \mathbf{B}_2 \cdot (1 - d). \quad (3.7)$$

Assim, o modelo médio do conversor em espaços de estados pode ser representado pela equação (2.24).

Como as variáveis de interesse de controle são a corrente de entrada (i_{L_1}) e a tensão no barramento CC (v_{CB}), a matriz \mathbf{C} que relaciona as variáveis de estado com a saída do sistema é dado por:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

O resultado obtido é uma representação não-linear do sistema, pois a variável de controle d encontra-se nas matrizes de estados. Porém, ao considerar o ciclo de trabalho constante, o modelo descreve o comportamento das variáveis i_{L_1} e v_{CB} frente a perturbações em V_{ret} e i_{es} . Logo, as funções de transferência que descrevem o comportamento citado é dado por [38]:

$$\begin{bmatrix} G_{i_{L_1}, V_{ret}}(s) & G_{i_{L_1}, i_{es}}(s) \\ G_{v_{CB}, V_{ret}}(s) & G_{v_{CB}, i_{es}}(s) \end{bmatrix} = \mathbf{C} \cdot (s \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}, \quad (3.9)$$

em que:

- $G_{i_{L_1}, V_{ret}}(s)$: função de transferência que relaciona a corrente i_{L_1} com a tensão V_{ret} ;
- $G_{i_{L_1}, i_{es}}(s)$: função de transferência que relaciona a corrente i_{L_1} com a corrente i_{carga} ;
- $G_{v_{CB}, V_{ret}}(s)$: função de transferência que relaciona a tensão v_{CB} com a tensão V_{ret} ;
- $G_{v_{CB}, i_{es}}(s)$: função de transferência que relaciona a tensão v_{CB} com a corrente i_{carga} .

Pela equação (2.4), a corrente consumida pelo estágio de saída apresenta além de valor em um CC, componentes nas frequências ω_o e $2 \cdot \omega_o$. Através de $G_{i_{L_1}, i_{es}}(s)$ é possível verificar o impacto destas componentes em i_{L_1} para o sistema sem compensação.

Considerando que em seu ponto de operação o ciclo de trabalho é dado por $d = \frac{V_{CB}}{V_{ret}} = 0,692$ e através dos parâmetros apresentados na Tabela 6 têm-se:

$$G_{i_{L_1}, i_{es}}(s) = \frac{I_{L_1}(s)}{I_{es}(s)} = \frac{2,59 \cdot 10^9 \cdot s + 4,41 \cdot 10^{11}}{s^5 + 1,52 \cdot 10^3 \cdot s^4 + 2,46 \cdot 10^6 \cdot s^3 + 4,39 \cdot 10^8 \cdot s^2 + 6,84 \cdot 10^9 \cdot s + 6,37 \cdot 10^{11}}. \quad (3.10)$$

Através da função de transferência representado em (3.10), é gerada a resposta em frequência apresentada na Figura 24, que relaciona i_{L_1} frente a perturbações em i_{es} . Pelo resultado, verifica-se que o conversor apresenta pequena rejeição a baixas frequências, em que o ganho nas frequências ω_o e $2 \cdot \omega_o$ são respectivamente de -2 e $1,7$ db, que em valores absolutos são 0.77 e 1,20. Tendo em mente que a fonte a ser aplicado no Sirius terá a potência de aproximadamente 1 MW, rejeitar estes distúrbios por ação de controle é essencial para assegurar a qualidade de energia da instalação elétrica.

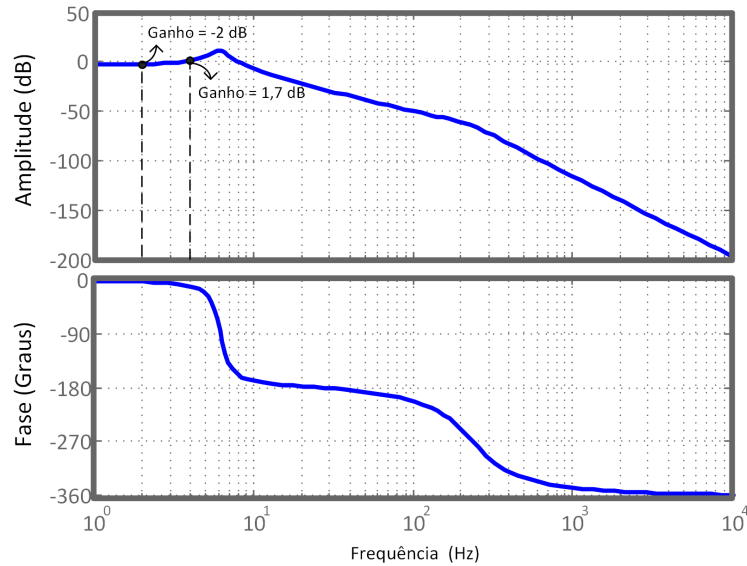


Figura 24 – Resposta em frequência da corrente de entrada em relação a corrente de saída.

3.2.2 Linearização por Pequenas Perturbações

O objetivo da linearização por pequenas perturbações é encontrar um modelo linear que represente o sistema para pequenas variações próximas ao seu ponto de operação. Assim, são aplicadas pequenas perturbações nas variáveis de $\dot{\mathbf{x}}$, \mathbf{x} e d . Não são aplicadas perturbações nas variáveis de entrada pois o objetivo deste estudo é obter a função de transferência que relaciona o ciclo de trabalho à variável de saída, portanto $\mathbf{u}(t) = \mathbf{U}$. Logo, o modelo médio encontrado em (3.6) passa a ser representado por:

$$\dot{\mathbf{X}} + \tilde{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}_1 \cdot (D + \tilde{d}) + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - D - \tilde{d})] \cdot (\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}. \quad (3.11)$$

Admitindo que as pequenas perturbações são suficientemente pequenas, os termos em que existam produtos cruzados entre perturbações são desprezados [33]. Assim, realizando manipulações matemáticas e separando as variáveis de regime das de pequenas

perturbações, o modelo de pequenos sinais é representado por:

$$\tilde{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}_1 \cdot D + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - D)] \cdot \tilde{\mathbf{x}} + [\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2] \cdot \mathbf{X} \cdot \tilde{d}, \quad (3.12)$$

onde \mathbf{X} é dado por:

$$\mathbf{X} = -[\mathbf{A}_1 \cdot D + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - D)]^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}. \quad (3.13)$$

Reescrevendo a equação (3.12) no formato padrão de espaços de estados (2.24), resulta em:

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_p \cdot \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_p \cdot \tilde{d} \\ \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C}_p \cdot \tilde{\mathbf{x}} \end{cases}, \quad (3.14)$$

onde $\mathbf{A}_p = \mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2 (1 - D)$, $\mathbf{B}_p = (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X}$, $\tilde{\mathbf{y}}$ é o vetor das variáveis de saída e \mathbf{C}_p é a matriz que relacionam as variáveis de estado com a saída. Por este resultado, o ciclo de trabalho \tilde{d} é a variável de controle.

Como as variáveis de interesse são a corrente no indutor de entrada $i_{L_1}(t)$ e a tensão no banco de capacitores $v_{C_B}(t)$. Logo a matriz \mathbf{C}_p é dado por:

$$\mathbf{C}_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

Finalmente, as funções de transferência de interesse são dadas por [34]:

$$\begin{bmatrix} H_{i_{L_1},d}(s) \\ H_{v_{C_B},d}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{I}_{L_1}(s) \\ \tilde{d}(s) \\ \tilde{V}_{C_B}(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} = \mathbf{C}_p \cdot (s \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A}_p)^{-1} \cdot \mathbf{B}_p, \quad (3.16)$$

em que \mathbf{I} é a matriz identidade. Devido a grande quantidade de variáveis envolvidas no problema, é dispensado a apresentação das funções de transferência em suas formas literais.

3.2.3 Verificação do Modelo e Avaliação do Comportamento Dinâmico do Sistema

A verificação do modelo encontrado é feito através de comparações entre o sistema modelado e o circuito elétrico do conversor. Para isso, utiliza-se o programa Matlab/Simulink para simular o modelo através das funções de transferência e a sua representação em espaços de estados, já a simulação do circuito elétrico é realizada

pelo programa PSIM. As análises são realizadas utilizando os parâmetros do protótipo apresentado na Tabela 6.

Como as variáveis de interesse são v_{C_B} e i_{L_1} , são realizadas as simulações para as funções de transferência $H_{i_{L_1},d}(s)$ e $H_{v_{C_B},d}(s)$ e seus respectivos modelos de espaço de estados. Com o sistema operando em regime, tem-se que $D = \frac{V_{C_B}}{\bar{V}_{ret}} = 0,692$, é aplicado uma pequena perturbação no ciclo de trabalho alterando-o para $0,695$ no instante $t = 3$ s. Como condições de simulações, na entrada do conversor utiliza-se uma fonte de tensão constante de 130 V e $i_{es}(t) = 55$ A. Nas Figuras 25 e 26, são apresentadas as respostas transitórias obtidas, em que são representados, respectivamente, a resposta da corrente no indutor L_1 e da tensão no capacitor C_B . Avaliando os resultados obtidos pela modelagem do sistema, verifica-se que estes estão de acordo com o resultado de simulação obtido pelo PSIM, assim é possível validar o modelo teórico encontrado. Na Figura 27, é apresentado o esquemático da simulação no Simulink.

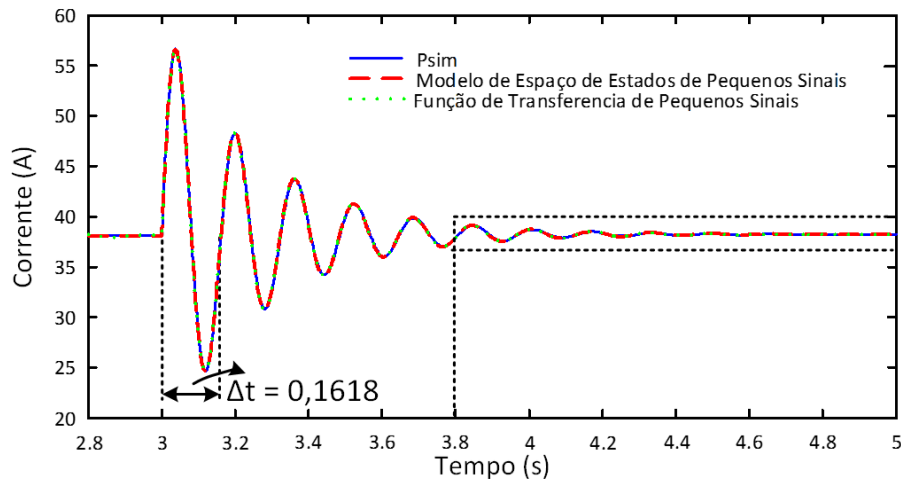


Figura 25 – Validação do modelo, corrente em L_1 .

Para auxiliar na análise da resposta dinâmica dos sistemas em malha aberta é utilizado o lugar das raízes da respectiva função de transferência.

Na Figura 28, é apresentado o lugar das raízes de $H_{i_{L_1},d}(s)$ e ao lado um detalhe nos polos dominantes do sistema. Através do posicionamento dos polos dominantes $(3,72 \pm j \cdot 38,9)$, é possível avaliar alguns parâmetros da resposta transitória ao degrau. Sendo que a frequência natural ω_n é igual o módulo do polo complexo, portanto $\omega_n = 39,07$ rad/s. Este resultado é compatível com a resposta apresentada na Figura 25, em que o período das oscilações é igual a $0,1618$ s que resulta em uma frequência $38,83$ rad/s.

O fator de amortecimento do sistema é um parâmetro adimensional que relaciona o grau de amortecimento do sistema, em que $\xi = \frac{\sigma}{\omega_n}$, sendo σ a parte real do polo complexo. Assim $\xi = 0,0952$, que é valor muito baixo para o parâmetro, resultando em um comportamento altamente oscilatório. A partir dos parâmetros ξ e ω_n é possível identificar

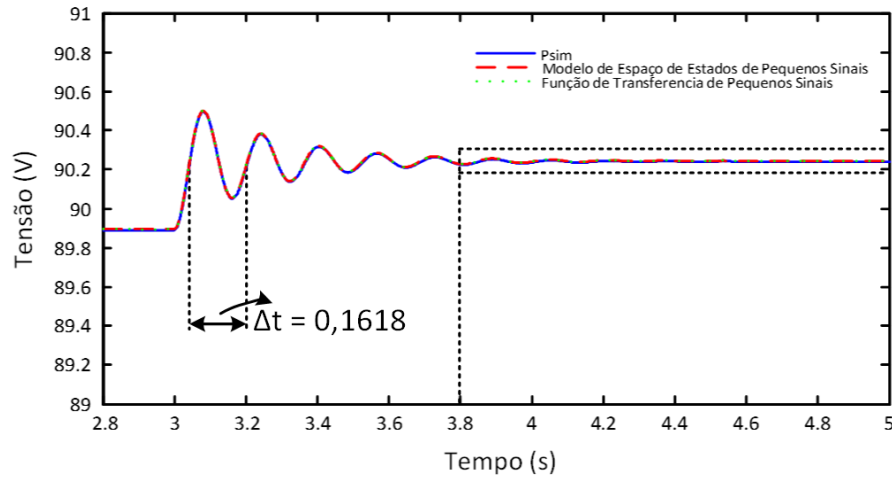


Figura 26 – Validação do modelo, tensão em C_B .

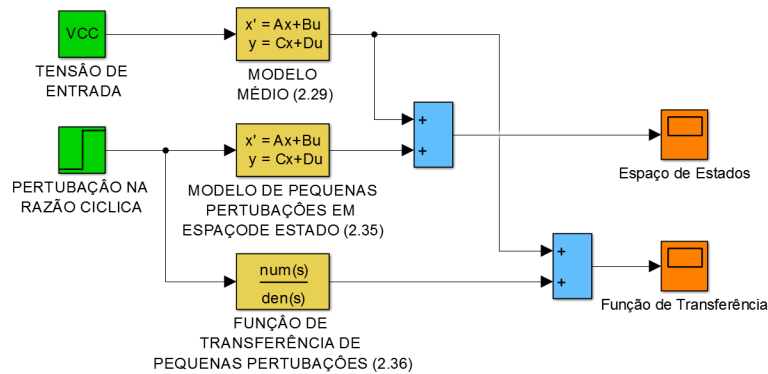


Figura 27 – Esquemático da simulação dos modelos matemáticos via Simulink.

o tempo de acomodação da resposta ao degrau t_s , dado por $t_s = \frac{3}{\xi \cdot \omega_n}$. Assim espera-se que a resposta do sistema esteja, no máximo, a 5% do seu valor de acomodação a partir 0,8 s, valor este compatível com a resposta obtida.

Pelos resultados observa-se uma elevada frequência natural e um fator de amortecimento muito pequeno. Estes parâmetros precisam ser melhorados através do sistema de controle.

Na Figura 29 é apresentado o lugar das raízes de $H_{v_{C_B},d}(s)$ e ao lado um detalhe nos polos dominantes do sistema. Como os polos dominantes de $H_{v_{C_B},d}(s)$ apresentam a mesma localização dos polos de $H_{i_{L_1},d}(s)$, as mesmas análises realizadas anteriormente são válidas para a resposta dinâmica de v_{C_B} .

3.3 CONTROLE DO ESTÁGIO DE ENTRADA

O principal objetivo do controle do estágio de entrada é regular a tensão no barramento CC (v_{C_B}). Na parte final da subseção 3.2.1 foi descrito que a corrente de

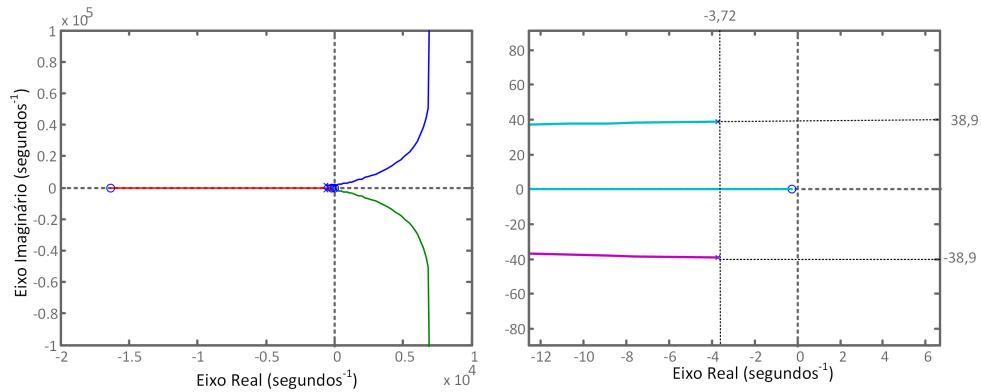


Figura 28 – Lugar das raízes de $H_{i_{L_1},d}(s)$.

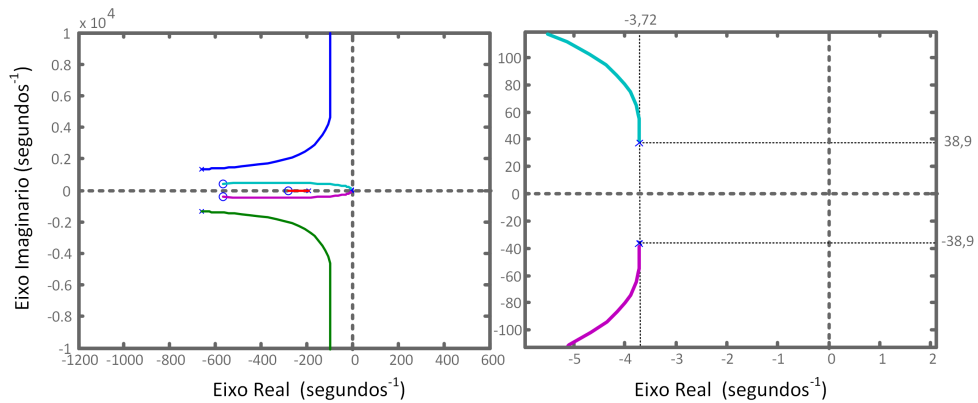


Figura 29 – Lugar das raízes de $H_{v_{CB},d}(s)$.

entrada apresenta pequena atenuação aos distúrbios de baixa frequência, provenientes da síntese da corrente na saída. O controle do estágio de entrada deve trabalhar para regular a tensão no barramento CC e atenuar os distúrbios de baixa frequência para que não resultem em correntes sub-harmônicas e inter-harmônicas na rede elétrica.

O controle da tensão no barramento CC utiliza uma malha interna de controle de corrente, conforme apresentado na Figura 30, a fim de obter uma melhor regulação da tensão de saída frente à variações de carga ou da fonte de alimentação [39, 40]. Além disso, a presença da malha interna de corrente permite limitar a corrente de entrada, a fim de evitar sobrecorrente no sistema. Outra justificativa para a utilização da malha interna de corrente, é que esta estratégia é fundamental para a atenuação dos distúrbios de baixa frequência, conforme será apresentado.

3.3.1 Malha Interna de Corrente

A malha interna de corrente busca regular a corrente de entrada do conversor (i_{L_1}) através da ação do ciclo de trabalho. Na Figura 30 é apresentado o sistema de controle

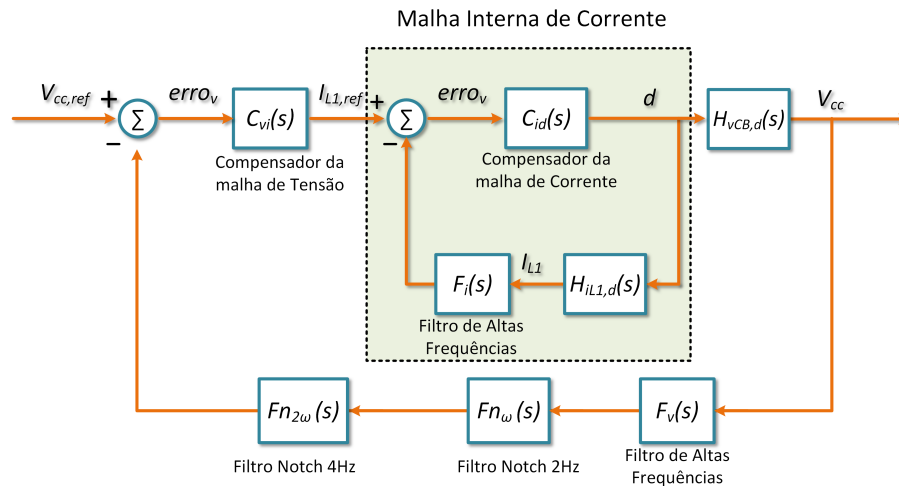


Figura 30 – Malha de controle do estágio de entrada.

completo, onde se observa a malha interna de corrente composta por $H_{i_{L_1},d}(s)$, $C_{id}(s)$ e $F_i(s)$, em que esses são respectivamente a função de transferência de pequenos sinais de i_{L_1} , o compensador da malha de corrente e um filtro passa-baixas de primeira ordem.

O filtro $F_i(s)$ é parte do condicionamento de sinais do protótipo construído pelo LNLS e tem por objetivo eliminar os ruídos de alta frequência provenientes da comutação do conversor. Com a banda de passagem de 1 kHz , o filtro $F_i(s)$ dificulta a obtenção de uma malha de controle com frequência de corte elevada. Uma baixa frequência de corte do controle de corrente no indutor L_1 afeta a capacidade de rejeição aos distúrbios de 2 e 4 Hz .

A função de transferência de pequenas perturbações que modela a corrente de entrada em função da razão cíclica apresenta ordem seis e a presença do filtro $F_i(s)$ eleva o sistema para sétima ordem. Devido à elevada ordem do sistema, este trabalho utiliza ferramentas computacionais para auxiliar o projeto dos compensadores do sistema de controle. Uma outra opção seria a simplificação do mesmo tendo por base seus polos dominantes.

O método do fator k é uma ferramenta matemática que permite definir a forma e a característica da resposta em frequência do controlador. Definindo a frequência de corte e margem de fase, é determinado o compensador a ser utilizado bem como o posicionamento dos seus polos e zeros para obter o avanço de fase necessário. Projetos realizados com o auxílio do fator k definem controladores do tipo avanço de fase ou atraso de fase (PI com filtro passa-baixas). Detalhes a respeito desta metodologia são encontrados em [40,41].

A equação (3.17) representa a função de transferência de pequenos sinais da planta de corrente e na Figura 31 é apresentada sua respectiva resposta em frequência em malha aberta com ganho unitário, em que o modelo de pequenos sinais é obtido para $V_{ret} = 130 \text{ V}$

e $I_{es} = 50 A$. A presença de polos complexos e como consequência ressonância em baixa frequência, dificulta a obtenção de uma resposta dinâmica em malha fechada sem oscilações. Uma solução possível é fazer com que a frequência de corte seja inferior a frequência de ressonância. No entanto, o comportamento dinâmico ficaria muito lento. Uma outra possibilidade é alocar zeros na frequência de ressonância através de filtro *notch*.

$$H_{i_{L_1},d}(s) = \frac{\tilde{i}_{L_1}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{4,58 \cdot 10^7 \cdot s^3 + 7,58 \cdot 10^{11} \cdot s^2 + 1,28 \cdot 10^{14} \cdot s + 3,50 \cdot 10^{13}}{s^5 + 1,52 \cdot 10^3 \cdot s^4 + 2,46 \cdot 10^6 \cdot s^3 + 4,39 \cdot 10^8 s^2 + 6,84 \cdot 10^9 \cdot s + 6,37 \cdot 10^{11}} \quad (3.17)$$

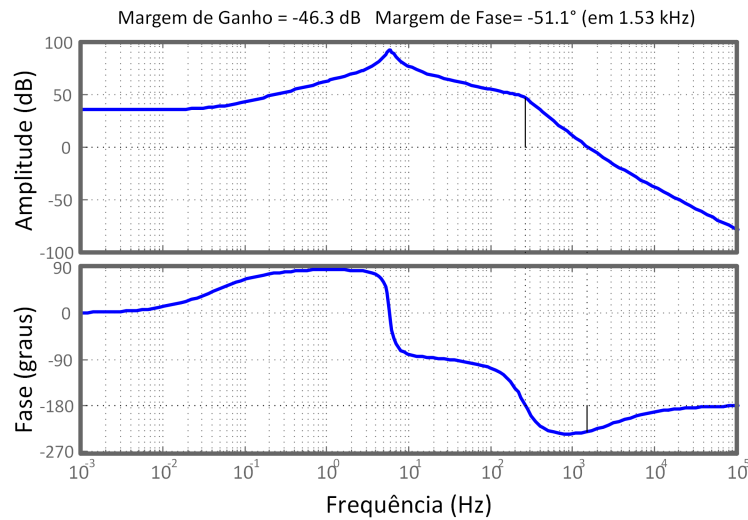


Figura 31 – Resposta em frequência da planta de corrente.

Avaliando a resposta em frequência do sistema, através da margem de fase e de ganho conclui-se que planta é instável em malha fechada para ganho unitário e de acordo com o lugar das raízes apresentado na Figura 28, ao aumentar o ganho do sistema ele irá permanecer na instabilidade. Utilizando o método do fator k é possível corrigir este comportamento.

Escolhendo a frequência de corte em 100 Hz, foram projetados os compensadores para operar nas margens de fase de 45° , 75° e 90° . Para atingir as margens de fase na frequência de corte estipulada, foi necessário a utilização do compensador tipo avanço de fase. Na Figura 32 são apresentadas a resposta em frequência do sistema compensado para cada margem de fase testada. Como a margem de fase projetada é alcançada para todos os compensadores, é realizada a análise da resposta transitória do sistema.

Na Figura 33 são apresentadas as resposta dinâmicas para a malha de corrente compensada através de simulações no *software MATLAB/Simulink*. Foi aplicado um degrau de $45 A$ na referência da malha de corrente. Observa-se que para todos os compensadores projetados a resposta dinâmica apresenta oscilações significativas. Com

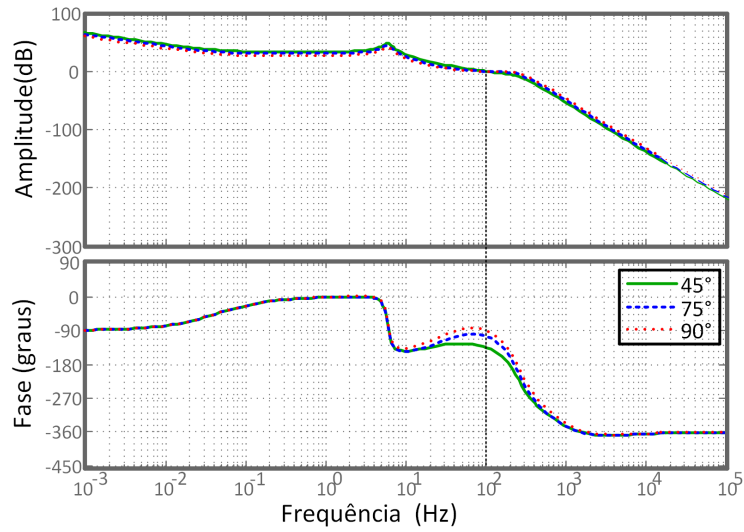


Figura 32 – Resposta em frequência do sistema compensado.

intuito de melhorar os resultado obtidos, foi utilizada a ferramenta Matlab/Sisotool para reorganizar o posicionamento dos polos e zeros e o ganho do compensador. A partir do compensador que leva o sistema a operar com margem de fase de 75° em que sua função de transferência é dado por (3.18), é realizado o ajuste do controlador pela ferramenta Sisotool. O novo compensador é dado pela função de transferência (3.19). Na Figura 34 é apresentada a comparação entre o compensador obtido pelo método do fator k e o compensador final otimizado via Sisotool.

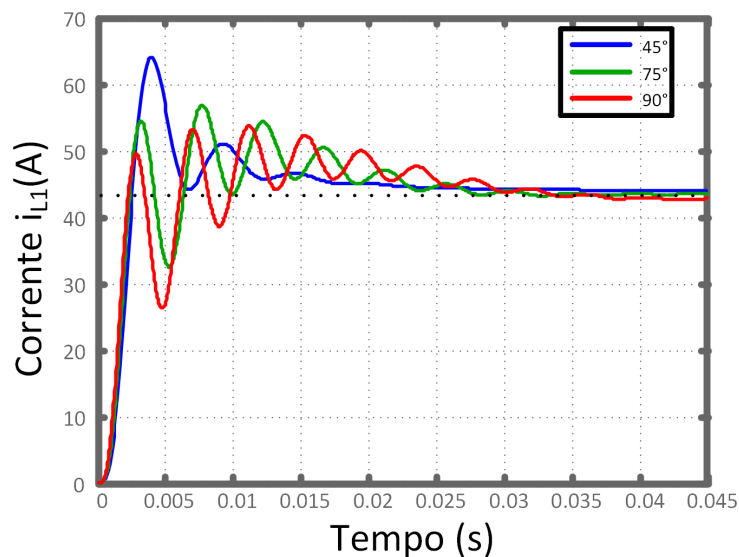


Figura 33 – Resposta dinâmica da malha de corrente compensada.

$$C_{id,1}(s) = \frac{1,60 \cdot 10^{-5} \cdot s^2 + 0,01 \cdot s + 1}{2,1 \cdot 10^{-6} \cdot s^3 + 0,07 \cdot s^2 + 0,53 \cdot s} \quad (3.18)$$

$$C_{id,2}(s) = \frac{1,03 \cdot 10 \cdot s^2 + 1,50 \cdot 10^4 \cdot s + 4,7 \cdot 10^6}{s^3 + 6,53 \cdot 10^3 \cdot s^2 + 9,04 \cdot 10^6 \cdot s}. \quad (3.19)$$

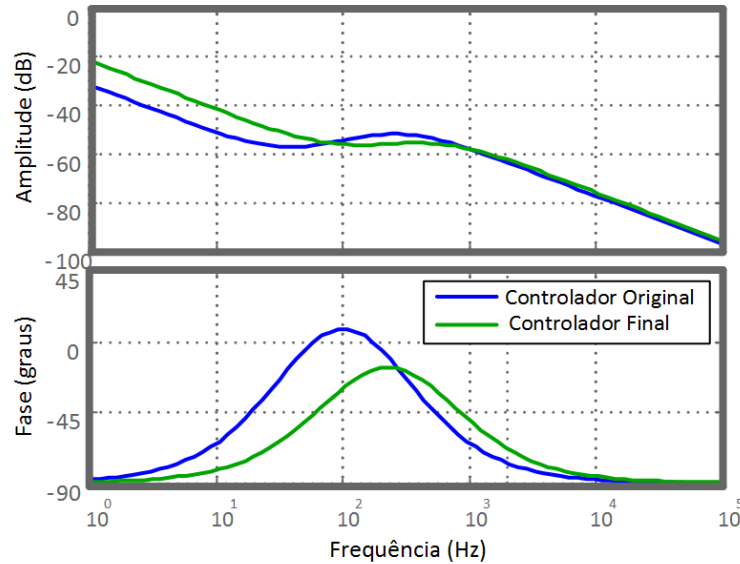


Figura 34 – Comparação entre os compensadores projetados.

Na Figura 35 é apresentada a resposta em frequência da malha de corrente compensada por $C_{id,2}(s)$. Pela análise da resposta em frequência, observa-se que o controlador final impôs uma frequência de corte e margem de fase menores que o compensador original, em que a nova margem de fase é $42,3^\circ$ na frequência de $84,9 \text{ Hz}$ e margem de ganho de $7,46 \text{ dB}$. Na Figura 36 é apresentada a resposta dinâmica do sistema utilizando o controlador final e observa-se uma melhora na resposta transitória, com menor tempo de resposta porém com maior sobressinal.

3.3.2 Malha Externa de Tensão

A malha externa de tensão tem como objetivo controlar a tensão média no barramento CC por uma malha interna de corrente. Assim, o compensador de tensão tem como saída a referência para a malha interna de corrente.

Na Figura 30, é apresentado o sistema de controle completo, a malha externa de tensão é composta por $G_{v_{CB},d}(s)$, $C_{vi}(s)$, $Fv(s)$, $No_{\omega_o}(s)$ e $No_{2\omega_o}(s)$ em que estes são respectivamente a dinâmica da tensão em função da razão cíclica, o compensador da malha de tensão, filtro passa-baixas de primeira ordem, filtro *Notch* na frequência de ω_o e filtro *Notch* de $2 \cdot \omega_o$. O filtro $F_v(s)$ tem a mesma função que o filtro $F_i(s)$ têm para malha de corrente, porém $F_v(s)$ é projetado com frequência de corte em 500 Hz .

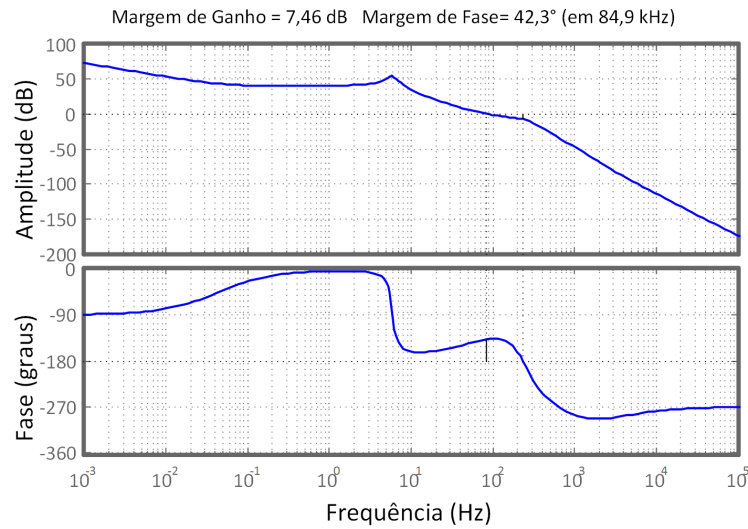


Figura 35 – Resposta em frequência da malha de corrente compensada.

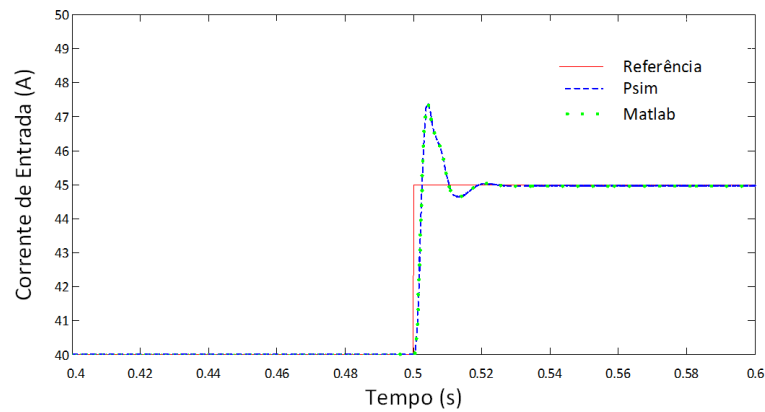


Figura 36 – Resposta em frequência da malha de corrente compensada.

Observar que os filtros *notch* estão inseridos no ramo de realimentação de tensão. Esta técnica foi utilizada para cortar a propagação da oscilação da carga para a entrada. Com efeito, o controle de tensão ajusta somente o nível médio da tensão no barramento CC, e propositadamente, não compensar a oscilação da tensão provocada pela carga.

Filtros com a característica de rejeita faixa, ou *Notch*, apresentam atenuação em uma determinada faixa de frequência. Estes são representados pela equação (3.20), em que ω_r é a frequência central de atenuação do filtro *Notch* e B_r é a largura de banda que ocorre atenuação. Assim, para a rejeição dos distúrbios nas frequências ω_o e $2 \cdot \omega_o$, são projetados filtros *Notch* com essas frequências centrais e largura de banda definida como 1 Hz.

$$Fn(s) = \frac{s^2 + \omega_r^2}{s^2 + B_r \cdot s + \omega_r^2}. \quad (3.20)$$

Na Figura 37 é apresentado o diagrama de blocos da malha externa de tensão, em que a função de transferência $T_i(s)$ representa a dinâmica da malha interna de corrente, e sua função de transferência é dada pela equação (3.21).

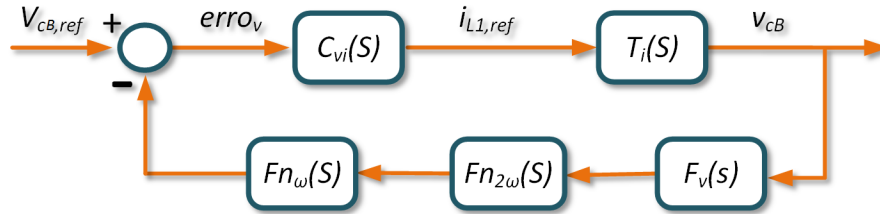


Figura 37 – Malha externa de tensão.

$$T_i(s) = \frac{\tilde{V}_{C_b}(s)}{\tilde{i}_{L_1,ref}(s)} = \frac{C_{id}(s) \cdot G_{i_{L_1}}(s)}{1 + C_{id}(s) \cdot H_{i_{L_1}}(s) \cdot F_i(s)} \cdot \frac{H_{v_{C_b},d}(s)}{G_{i_{L_1},d}(s)}. \quad (3.21)$$

Para o projeto do compensador da malha e tensão, pode-se ignorar a dinâmica da malha interna de corrente, se a frequência de corte da malha externa for suficientemente inferior (pelo menos uma década abaixo) a da malha interna [39]. Devido à natureza de ordem elevada do sistema, o projeto da malha de tensão foi feito através de recursos computacionais. Neste não foi utilizado nenhum tipo de simplificação da malha de tensão.

Para obter os benefícios do controle em múltiplas malhas, a malha externa de tensão precisa operar com frequência de corte inferior a frequência de corte da malha interna [40], em que valores inferiores de uma década abaixo são um bom compromisso [39]. Por outro lado, a presença dos filtros *Notch* força o sistema a operar com frequência de corte inferior a frequência dos filtros.

Definindo como compensador da malha externa um compensador PI e fixando a frequência de corte em $0,8 \text{ Hz}$, com auxílio do ferramenta *Sisotool* é encontrado o compensador dado por:

$$C_{vi}(s) = \frac{8,62 \cdot s + 6,43}{s}. \quad (3.22)$$

Na Figura 38, é apresentada a resposta em frequência de malha aberta da planta de tensão compensada. São apresentadas a malha de tensão compensada com e sem a presença dos filtros *Notch*. Pelos resultados, observa-se uma grande atenuação nas frequências de 2 e 4 *Hz* quando existe a ação dos filtros *Notch*. Com efeito, espera-se que a referência de corrente não apresente componentes na frequência de 2 e 4 *Hz*. Sem a ação dos filtros, a atenuação nas frequências de 2 e 4 *Hz* é comprometida, ou seja, a corrente de entrada apresentará ondulações nesta frequência.

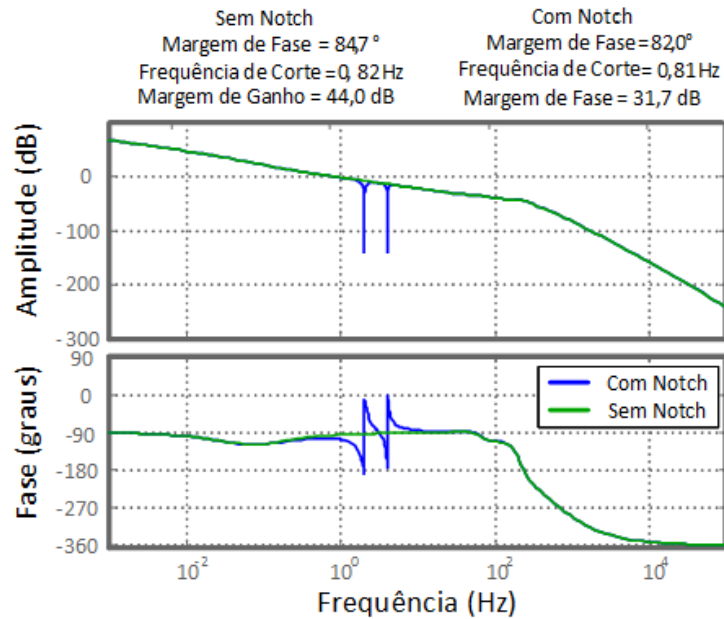


Figura 38 – Resposta em frequência do controle de corrente em malha aberta

A verificação do sistema de controle é feito através de duas simulações utilizando o programa PSIM. Primeiramente, é apresentada a resposta do barramento CC frente a um degrau na referência de tensão, como pode ser visto na Figura 39. Pelo resultado é observado um bom comportamento dinâmico do sistema porém com a resposta dinâmica muito lenta. Isto é justificado pela pequena banda passante do sistema em malha fechada e devido a elevada capacitância do banco de capacitores. A simulação foi realizada sob as condições de $V_{ret} = 130 V$ e $I_{es} = 55 A$.

Na Figura 40, são apresentadas as curvas da resposta da simulação do conversor operando em regime permanente. A simulação é realizada nas mesmas condições anteriores, porém com a fonte de corrente i_{es} apresentando além do valor CC, componentes na frequências de 2 e 4 Hz calculados através da equação (2.4), em que $I_{CC} = 275 A$ e $I_{CA} = 275 A$. A simulação foi realizada para a situação em que foram utilizados os filtros *Notch* na malha de controle e com a ausência destes.

É possível verificar uma boa rejeição aos distúrbios de baixa frequência com a ação de controle incluindo o filtro *notch*. Sem os os filtros *Notch*, o desempenho é significativamente prejudicado, em que i_{L1} apresenta consideráveis oscilações. Na Tabela 7 são resumidas algumas informações obtidas pela análise da transformada rápida de Fourier (do inglês, Fast Fourier Transform) (FFT) de i_{L1} fornecida pelo PSIM, em que o valor percentual é em relação a componente CC. Estes resultados confirmam a eficácia dos filtros *Nocth* para rejeição do distúrbio de baixa frequência.

Observar que a referência de corrente quando é utilizado os filtros *Notch* é prati-

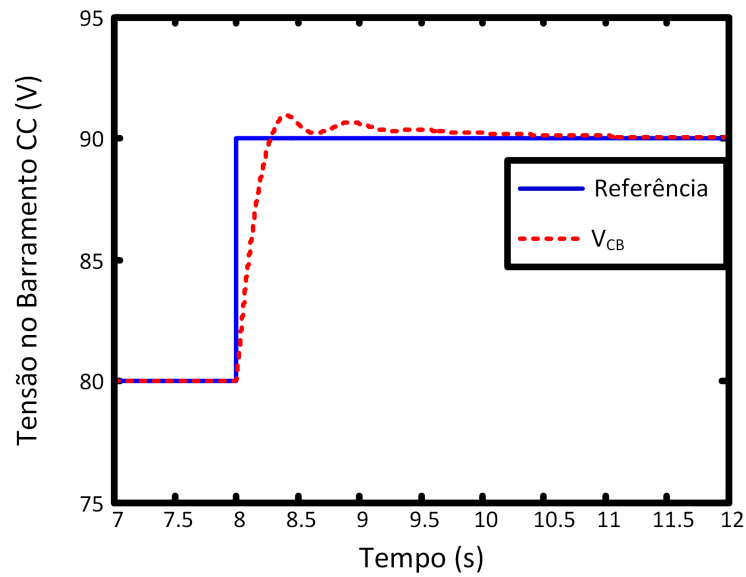


Figura 39 – Simulação do conversor abaixador frente a um degrau na referência de tensão do barramento CC.

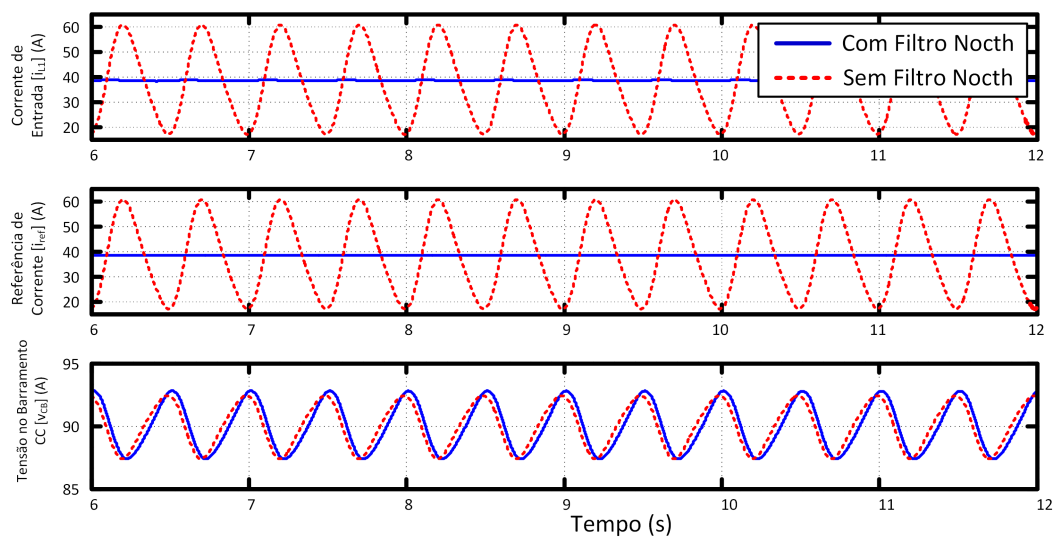


Figura 40 – Simulação do conversor abaixador de tensão como estágio de entrada.

amente constante. A tensão do barramento CC não é constante, com ou sem os filtros *notch*, com a ação dos filtros, toda componente alternada precisa ser absorvida pelo banco de capacitor. Já sem os filtros a oscilação da tensão no barramento CC não atinge a amplitude e a fase necessária para absorver as componentes.

3.4 RESULTADOS

O sistema de controle proposto, foi implementado e testado no protótipo da fonte do *booster* construído pelo *LNLS*. O controle do conversor de ponte completa do estágio

Tabela 7 – Componentes de i_{L_1} obtidos por simulação.

	CC	2 Hz		4 Hz	
	Valor Eficaz	Valor Eficaz	Percentual	Valor Eficaz	Percentual
<i>Com Notch</i>	38,40 A	0,22 A	0,57 %	0,06 A	0,16 %
<i>Sem Notch</i>	38,12 A	21,7 A	55,26 %	2,06 A	7,76 %

de saída é realizado somente por um compensador PI, não contemplando o controle PIR discutido no capítulo 2, este será implementado o protótipo UFJF. Todo sistema de controle foi implementado digitalmente por em um DSC (do inglês, *Digital Signal Controller*), mas precisamente pelo TMS320F28335. O protótipo LNLS é projetado para uma potência máxima de 13 kW.

Os resultados experimentais apresentados correspondem a situações de operação análogas ao funcionamento da fonte. Ao mesmo tempo, resultados de simulação (realizados no programa PSIM) são apresentados para retificar os resultados do estudo teórico.

3.4.1 Energização do sistema

A energização do sistema consiste em carregar o banco de capacitores C_B até a tensão de operação em regime. O sistema é energizado em rampa e sem carga, ou seja, a corrente i_o no estágio de saída é nulo.

Na Figura 41, é apresentado o resultado da simulação da energização do sistema, sendo que v_{C_B} sofre crescimento em rampa de 0 a 90 V em 10 s (9 V/s). Na Figura 42, é apresentado o resultado experimental para a energização do sistema. Neste caso observa-se o comportamento similar ao observado pela simulação, tanto para a tensão terminal quanto para a corrente de entrada, em que este último é levado a zero após energização do sistema. Para o resultado experimental verifica-se que a tensão retorna ao valor de 90 V, pois o banco de capacitores descarrega a energia armazenada nas resistências dos elementos passivos do sistema. No entanto, pelo resultado de simulação obtido, observa-se que a tensão terminal não se estabiliza em 90 V conforme a referência de tensão, resultando em erro de regime permanente de aproximadamente 5 V. Como o modelo do estágio de saída não prevê não idealidades (por exemplo, resistências parasitas) não ocorre a descarga do capacitor, com efeito, não há redução da tensão no barramento.

As variações da corrente i_{L_1} no resultado de simulações e experimental, é resultante dos distúrbios oriundos da comutação trifásica não controlada.

3.4.2 Energização do estágio de saída

A energização do estágio de saída consiste em iniciar a síntese da corrente na carga com o banco de capacitores já energizados. Os resultados de simulação e experimental são apresentados nas Figuras 43 e 44. A referência da corrente na carga é realizada por uma

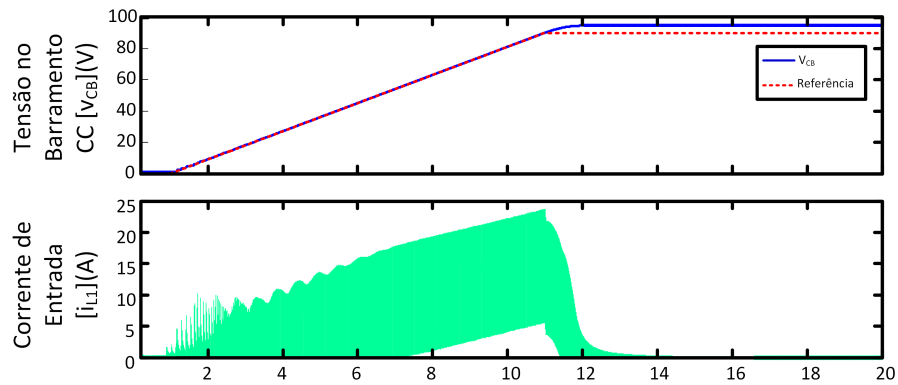


Figura 41 – Energização do barramento CC, simulação.

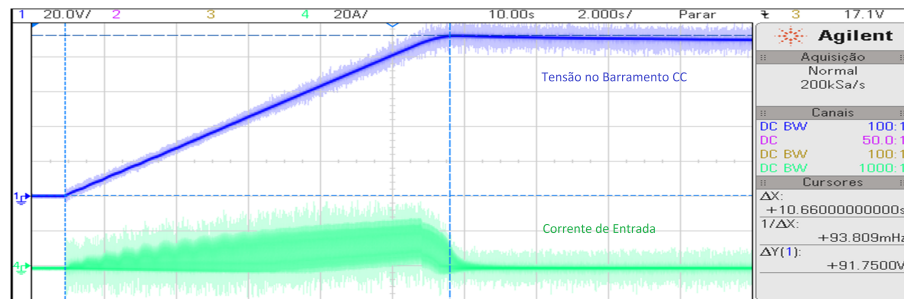


Figura 42 – Energização do barramento CC, experimental.

rampa de 0 a 550 A em 10 s (55 A/s). Devido à baixa frequência de corte da malha de tensão, durante a energização do estágio de saída observa-se um suave afundamento na tensão do v_{CB} , que retorna ao valor de referência após a estabilização da corrente i_o .

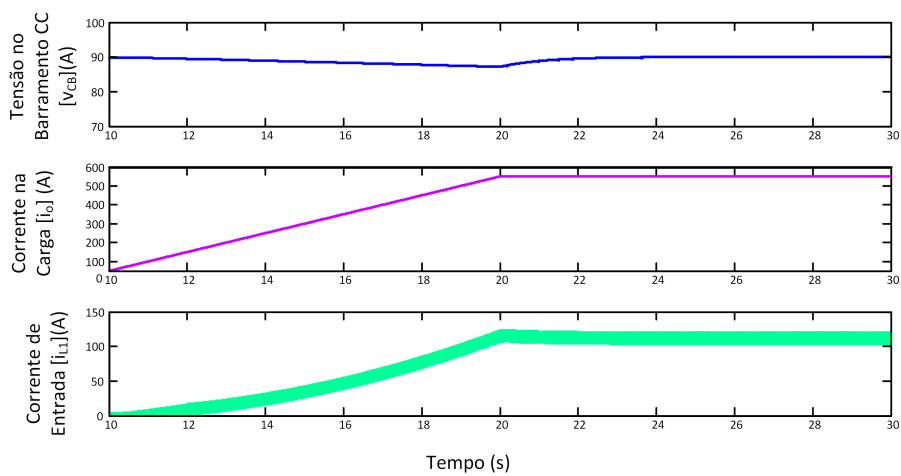


Figura 43 – Energização do estágio de saída, simulação.

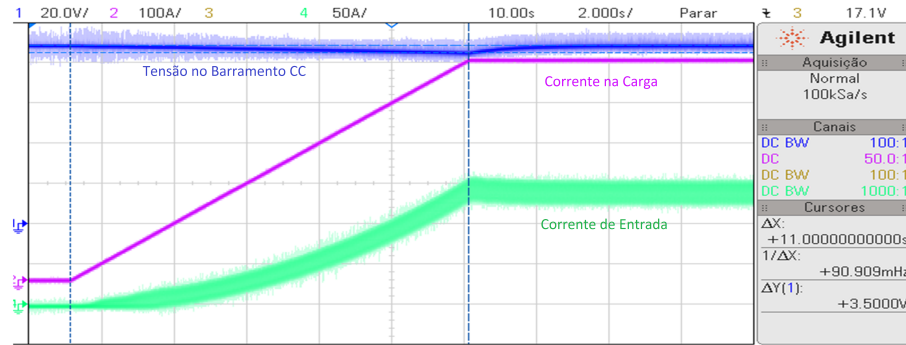


Figura 44 – Energização do estágio de saída, experimental.

3.4.3 Condição de operação em regime

Os resultados apresentados até então, mostram que, apesar da dinâmica lenta do barramento CC o sistema apresenta um comportamento satisfatório no que se refere a regulação da tensão v_{C_B} e de i_o . Em regime permanente, a corrente na saída apresenta componente senoidal de 2 Hz com deslocamento CC, em que $I_{CC} = 275 A$ e $I_{CA} = 275 A$.

Nas Figuras 45 e 46 são apresentados os resultados de simulação e experimental do sistema operando em regime. Analisando os resultados, é verificado que tanto na simulação quanto experimentalmente ocorre uma boa atenuação do distúrbios de baixa frequência em i_{L_1} , porém sem eliminar completamente. Este resultado é visualizado na Tabela 8, em que é apresentado um resumo das componentes de baixa frequência obtidos através da análise do FFT fornecido pelo PSIM.

Tabela 8 – Componentes de Baixa Frequência em i_{L_1} , resultado de simulação.

CC	2 Hz		4 Hz	
Valor Eficaz	Valor Eficaz	Percentual	Valor Eficaz	Percentual
44,46 A	1,35 A	3,04 %	0,66 A	1,48 %

Na Figura 47, é apresentada a análise da FFT de i_{L_1} fornecido pelo osciloscópio. Não é apresentado na imagem, porém a componente CC apresenta magnitude 34,7 dB, logo comparando com as componentes de 2 Hz e 4 Hz observa-se a atenuação das componentes de baixa frequência. Os resultados apresentados apontam para uma maior eficiência na rejeição dos distúrbios de baixa frequência quando comparados com o resultado obtido por [7], em que é utilizado apenas controladores do tipo PI para atenuação dos distúrbios.

Para finalizar as análises dos resultados do conversor *buck* como estágio de entrada e da metodologia de controle utilizado, é apresentado a análise da corrente consumida pela fonte no lado CA do sistema, ou seja, anterior a retificação trifásica. Na Figura 48 é mostrada a forma de onda da tensão e corrente na fase A. Por este resultado observa-se que a tensão e corrente estão em fase, porém, devido a distorções harmônicas visivelmente presentes na corrente do lado CA ocorre uma redução do fator de potência do sistema. O

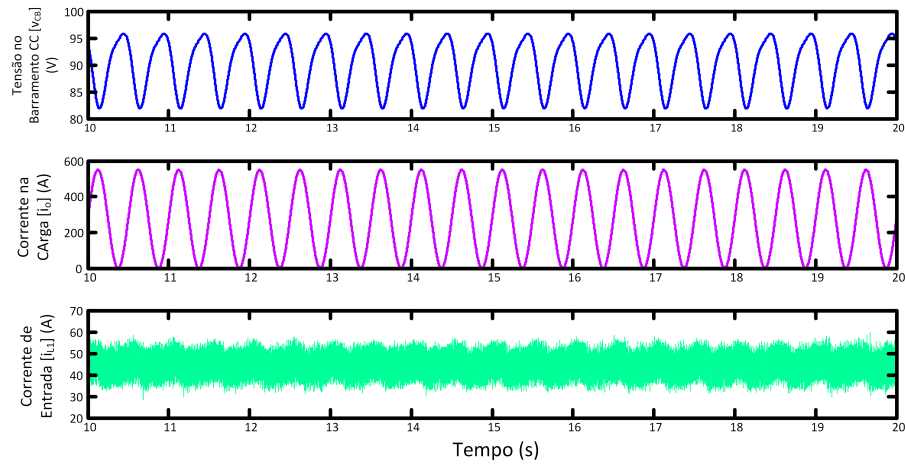


Figura 45 – Operação em regime, simulação.

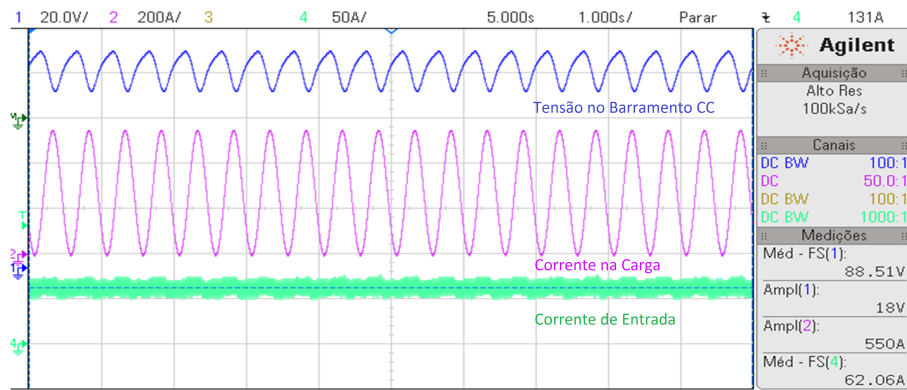


Figura 46 – Operação em regime, experimental.

resultado da simulação do PSIM indica uma distorção harmônica total (do inglês, *Total Harmonic Distortion*) (THD) de 34,58 % e como consequência fator de potência de 0,94 %. Este resultado está dentro da faixa limite estabelecida pela legislação brasileira que é 0,92 [26]. Na Figura 49 são apresentados o resultado experimental da corrente e tensão no lado CA.

3.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

O objetivo principal deste capítulo, foi realizar o projeto do controle do estágio de entrada do protótipo LNLS.

Para atingir o objetivo proposto, foi realizada a modelagem do sistema em espaços de estados e aplicada a linearização por pequenas perturbações. Pelas análises realizadas durante o desenvolvimento do trabalho, foi verificado a compatibilidade entre o sistema modelado e do circuito comutado no PSIM. O modelo encontrado apresentou um comportamento dinâmico oscilatório e através da análise em frequência, se verifica, a tendencia

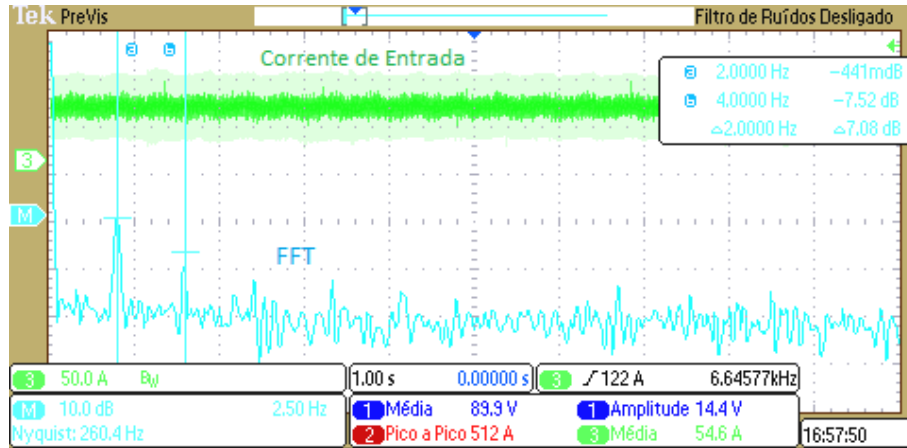


Figura 47 – FFT fornecido pelo osciloscópio de i_{L1} .

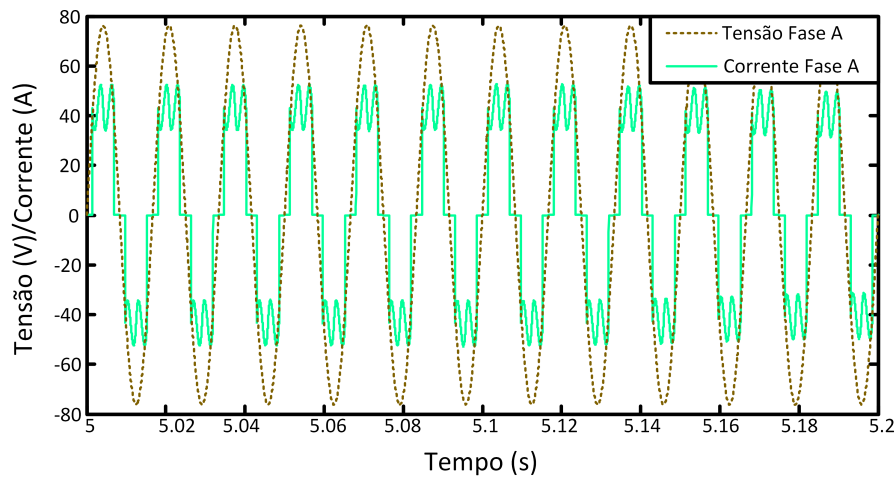


Figura 48 – Tensão e corrente no lado CA, simulação.

do mesmo a instabilidade.

O projeto de controle da malha de corrente através do método do fator k , não apresentou desempenho suficientemente adequado. Por outro lado, foram obtidos resultados satisfatórios ao utilizar a ferramenta computacional *Matlab/Sisotool* no ajuste do controle.

No geral, foi possível obter bons resultados referente a regulação da tensão no barramento CC. Já a utilização dos filtros *Notch* na realimentação da malha externa de tensão, possibilitou uma boa rejeição dos distúrbios de baixa frequência. Por estes resultados, foi constatado um bom desempenho do conversor abaixador como estágio de entrada, em que o fator de potência da fonte dentro do estipulado pela legislação vigente no Brasil.

A utilização do conversor abaixador, tem a ação de pré-regulação do fator de potência limitada. Mesmo dentro dos limites estabelecidos pela legislação brasileira, a

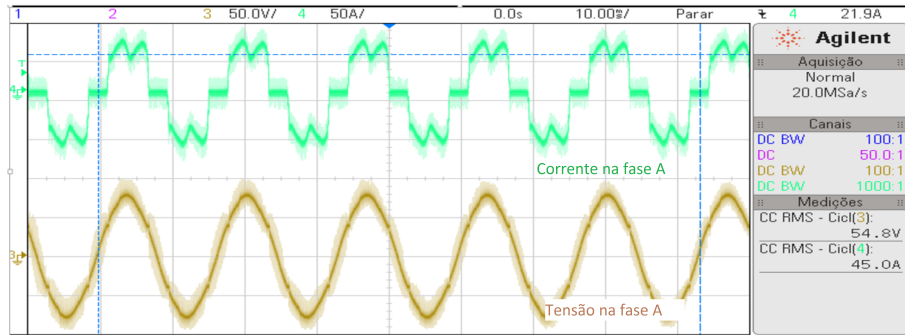


Figura 49 – Tensão e corrente no lado CA, experimental.

possibilidade de melhorar o desempenho da fonte no que se refere à qualidade de energia é desejável, visto que a fonte do Sirius apresentará um alto consumo de potência. No próximo capítulo é proposto a alteração topológica do estágio de entrada para melhorar desempenho da fonte em termos de qualidade de energia elétrica, em especial o fator de potência.

4 PROTÓTIPO UFJF

Com o objetivo de melhorar o desempenho do estágio de entrada, este capítulo busca estudar uma outra topologia que permita a fonte do *booster* operar com fator de potência próximo a unidade. A topologia do estágio de entrada precisa além de manter a tensão no barramento CC próximo a referência, realizar a rejeição dos distúrbios de baixa frequência e regular o fator de potência.

A utilização de um conversor trifásico fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*) (VSC) no estágio de retificação, permite construir um retificador trifásico controlado que atenda as necessidades especificadas. Nas seções seguintes, é apresentada a topologia do VSC adotado, assim como o seu modelo matemático e estruturas necessárias para seu funcionamento como, por exemplo, o circuito de sincronismo (do inglês, *Phase locked loop*)(PLL). Por fim, são discutidas soluções de controle para o sistema e a rejeição aos distúrbios de baixa frequência provenientes do estágio de saída e as conclusões do capítulo.

4.1 ASPECTOS SOBRE O CONVERSOR FONTE DE TENSÃO

A topologia do conversor trifásico fonte de tensão de dois níveis é apresentada na Figura 50. Este VSC pode ser entendido como a combinação de três conversores idênticos em meia ponte, que permite sintetizar em seus terminais, tensões trifásicas defasadas de 120° [34]. O VSC, operando como retificador, apresenta a característica elevadora de tensão, a qual é desejável pois permite operar com a tensão trifásica em menores níveis quando comparado com a topologia *buck*.

O VSC adotado é formado por seis interruptores semicondutores e seis diodos conectados em antiparalelo. Na literatura específica, o funcionamento e a modelagem do VSC é bem descrita e detalhes do seu funcionamento pode ser encontrado em [34, 50, 51]. No VSC apresentado na Figura 50 e no protótipo construído por este trabalho, o conversor é formado por transistores bipolares de porta isolada (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*) (IGBT).

Por se tratar de uma topologia bidirecional, o VSC pode ser utilizado como inversor ou como retificador trifásico. Assim, esta topologia é amplamente explorada em inúmeras aplicações como, por exemplo, sistemas de transmissão em corrente contínua (HVDC) [45], plantas de geração eólica conectada a rede elétrica [46], sistemas de geração fotovoltaico conectados a rede elétrica [47], filtros ativos de potência [48] e acionamento de motores elétricos [49].

No que se refere a aspectos sobre a comutação dos interruptores do VSC, duas técnicas são destacadas: a comutação por largura de pulso senoidal (do inglês, *Sinusoidal*

Pulse Width Modulation) (SPWM) e a modulação vetorial espacial (do inglês, space vector modulation) (SVM). Em [52] e [53] é concluído que a técnica SVM apresenta melhores resultados no que se refere a distorções harmônicas e perdas de comutação. Porém, devido a maior simplicidade de implementação, neste trabalho utiliza-se a técnica SPWM.

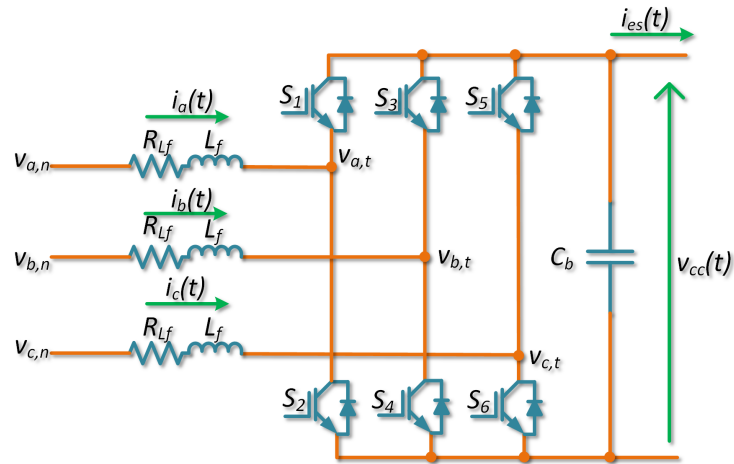


Figura 50 – Topologia da fonte de tensão trifásico de dois níveis.

4.2 PROJETO DOS ELEMENTOS DO ESTÁGIO DE ENTRADA

Como observado no capítulo anterior, quando a fonte de corrente opera em regime permanente, a tensão no barramento CC apresenta ondulações em torno do seu valor médio. Estas ondulações resultam da rejeição dos distúrbios de baixa frequência. Assim, o banco de capacitivo C_b conectado barramento CC é projetado para absorver as oscilações de baixa frequência e manter a tensão no barramento CC dentro de um limite especificado.

De acordo com o desenvolvimento matemático realizado na seção 2.1, o valor médio instantâneo da corrente $i_{es}(t)$ é dado pela equação (2.4). Assumindo que através de ações de controle o banco de capacitores absorve toda parte alternada de (2.4), a variação da tensão no barramento CC é dado por:

$$\tilde{v}_{cc}(t) = \frac{1}{C_b} \cdot \int \frac{1}{V_{cc}} \cdot \tilde{i}_{es}(t) \cdot dt = \frac{1}{\omega_o \cdot C_b \cdot V_{CC}} \cdot l(t), \quad (4.1)$$

onde $l(t)$ é a integral de $\tilde{i}_{es}(t)$ dada por:

$$l(t) = -P_A \cdot \cos(\omega_o \cdot t) + P_B \cdot \sin(\omega_o \cdot t) - \frac{P_C}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega_o \cdot t) - \frac{P_D}{2} \cdot \sin(2 \cdot \omega_o \cdot t). \quad (4.2)$$

Assim, o valor pico a pico da tensão de saída é dado por:

$$\Delta v_{CC} = \frac{\max[l(t)] - \min[l(t)]}{\omega_o \cdot C_b \cdot V_{CC}}. \quad (4.3)$$

Portanto, o valor do banco capacitivo é dado por:

$$C_b = \frac{\max[l(t)] - \min[l(t)]}{\omega_o \cdot V_{CC} \cdot \Delta v_{CC}}. \quad (4.4)$$

Na Tabela 3 são apresentados os parâmetros da carga a serem utilizados no protótipo, bem como a característica das correntes na saída. Através destes dados é calculada a capacitância que o banco de capacitores precisa ter para absorver toda componente alternada de $i_{es}(t)$, respeitando um determinado limite de ondulação. Estabelecendo a ondulação de tensão Δv_{cc} como sendo 10 % do valor médio de V_{cc} e aplicando na equação (4.4), obtêm-se a capacitância do banco de capacitores, em que $C_b = 0,0982 F$. No protótipo foi utilizado um banco de capacitores que no total apresenta $C_b = 0,0985 F$.

Outro parâmetro a ser projetado no VSC são os indutores de filtro do lado CA. Eles são utilizados para atenuar as componentes harmônicas de alta frequência provenientes da comutação dos interruptores do VSC. A norma IEEE 519-1992 recomenda que para conversores conectados a rede elétrica, a ondulação da corrente CA não exceda 10% do seu valor pico da corrente na potência nominal [54]. Assim, o valor mínimo das indutâncias podem ser calculados por [?, 55]:

$$L_f \geq \frac{v_{a,n}}{2 \cdot \sqrt{6} \cdot f_s \cdot \Delta i}, \quad (4.5)$$

em que f_s é a frequência de comutação dos interruptores do VSC e Δi é a ondulação do valor de pico da corrente. Sabendo que a potência média do conversor é especificado em $1875 W$ (Tabela 3), e a tensão de linha é dado por $47 V_{rms}$, a corrente por fase do conversor $i_{f,rms} \approx 23 A$. Admitindo a ondulação na corrente de pico de no máximo 2% o indutor é especificado como de no mínimo $0,75 mH$. No protótipo são utilizados indutores de $1 mH$ como filtro com resistência série equivalente de $R_{L_f} = 0,014 \Omega$.

Na Tabela 9 são resumidos alguns dados importantes relativos ao estágio de entrada. Maiores detalhes a respeito da montagem experimental do estágio de entrada é discutido no Capítulo 5.

4.3 MODELAGEM MATEMÁTICA DO VSC

A modelagem matemática do estágio de entrada é fundamental para compreender o funcionamento do VSC e para o correto projeto das malhas de controle do sistema.

Tabela 9 – Dados do estágio de entrada.

PARÂMETRO	VALOR
$I_{f,rms}$ [A]	23
$V_{linha,rms}$ [V]	47
V_{cc} [V]	90
f_s [kHz]	16
L_f [mH]	1
R_{L_f} [Ω]	0,014
C_b [F]	0,0985

Neste trabalho, a modelagem matemática do VSC divide-se na dinâmica do lado CA e a dinâmica do lado CC.

4.3.1 Modelo matemático do lado CA do VSC

Considerando que os indutores de filtro do lado CA do conversor apresentam valores iguais, tensões e correntes equilibradas e desprezando os harmônicos de alta frequência provenientes da comutação do VSC, cada fase do conversor conectada a rede elétrica pode ser representado pela Figura 51.

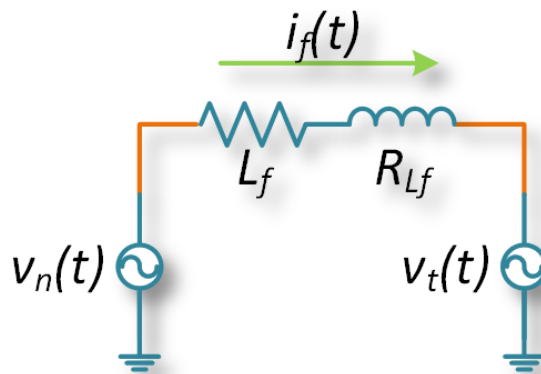


Figura 51 – Diagrama unifilar do lado CA.

Por uma simples análise de malha, encontra-se a equação (4.6) que modela a dinâmica de cada fase do lado CA do VSC.

$$L_f \cdot \frac{di_f(t)}{dt} = -i_f(t) \cdot R_{L_f} + v_n(t) - v_t(t), \quad (4.6)$$

em que L_f são indutores do filtro de linha; R_{L_f} o valor da resistência série equivalente dos indutores da linha; i_f são as correntes do lado CA do VSC; v_n são as tensões de fase da

rede elétrica conectada ao conversor; v_t são as tensões sintetizadas nos terminais do VCS. Portanto, as seguintes relações descrevem o comportamento dinâmico do sistema trifásico:

$$\begin{cases} L_f \cdot \frac{di_a(t)}{dt} = -i_a(t) \cdot R_{L_f} + v_{a,n}(t) - v_{t,a}(t) \\ L_f \cdot \frac{di_b(t)}{dt} = -i_b(t) \cdot R_{L_f} + v_{b,n}(t) - v_{t,b}(t) , \\ L_f \cdot \frac{di_c(t)}{dt} = -i_c(t) \cdot R_{L_f} + v_{c,n}(t) - v_{t,c}(t) \end{cases} \quad (4.7)$$

Como já mencionado, o VSC trifásico em estudo pode ser entendido como uma associação de três conversores em meia ponte [34, 51]. Dessa maneira, como demonstrado na subseção 2.3.1 a tensão v_t sintetizada por cada braço do VSC pode ser escrita em função do fator de modulação m_x de cada fase, em que m_x é dado pela equação (2.18). Desse modo, as tensões sintetizadas pelo VSC são escritas como:

$$v_t(t) = m_x(t) \cdot \frac{v_{cc}(t)}{2}. \quad (4.8)$$

Escrevendo a dinâmica do lado CA em notação matricial têm-se:

$$L_f \cdot \frac{d}{dt}[\mathbf{i}] = -R_{L_f} \cdot \mathbf{i} + \mathbf{v} - \mathbf{v}_t, \quad (4.9)$$

em que os vetores \mathbf{i} , \mathbf{v} e \mathbf{v}_t são dados pelas relações abaixo:

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad \therefore \mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_{a,n}(t) \\ v_{b,n}(t) \\ v_{c,n}(t) \end{bmatrix} \quad \therefore \mathbf{v}_t = \begin{bmatrix} v_{t,a}(t) \\ m_{t,b}(t) \\ m_{t,c}(t) \end{bmatrix}. \quad (4.10)$$

A representação de um sistema trifásico, pode ser realizado utilizando o conceito de vetor espacial. A utilização deste conceito permite representar um sistema trifásico em uma representação vetorial. Seja o sistema trifásico equilibrado em coordenadas naturais abc dado por:

$$\begin{cases} v_a(t) = \hat{V} \cdot \text{sen}(\omega t) \\ v_b(t) = \hat{V} \cdot \text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) . \\ v_c(t) = \hat{V} \cdot \text{sen}(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (4.11)$$

Logo, a representação do sistema trifásico em vetor espacial é dado por [50]:

$$\vec{v}(t) = \frac{2}{3} \left(v_a(t) + v_b(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}} + v_c(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} \right) \quad (4.12)$$

em que o fator $\frac{2}{3}$ é inserido para manter a equivalência em amplitude, ou seja, os fasores espaciais terão a mesma amplitude das grandezas elétricas de fase [50].

A decomposição do vetor espacial \vec{v} em suas componentes real e imaginária leva à representação em coordenadas ortogonais $\alpha\beta$. Em sistemas trifásicos, vetor $\vec{v}(t)$ é representado em coordenadas ortogonais por duas componentes senoidais, onde a componente $v_\beta(t)$ é defasada em 90° em relação a $v_\alpha(t)$. A decomposição do sistema trifásico em coordenadas ortogonais é apresentada na Figura 52 [50].

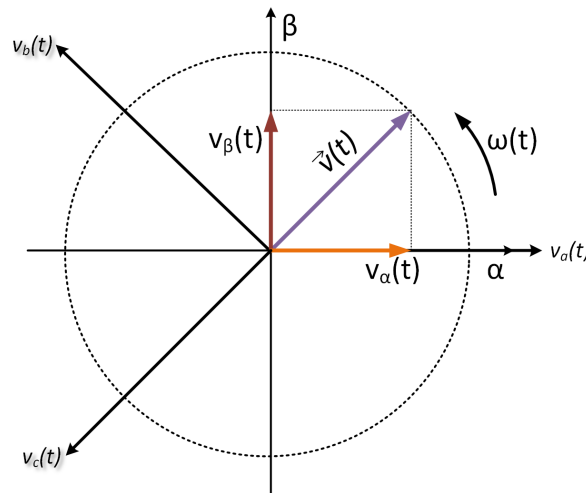


Figura 52 – Representação em coordenadas ortogonais.

A transformação do sistema de coordenadas naturais abc para o sistema de coordenadas ortogonais é conhecido na literatura como transformada *Clark* e pode ser realizada por:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix}, \quad (4.13)$$

em que $\mathbf{T}_{\alpha\beta}$ é a matriz de transformação de um sistema abc equilibrado para $\alpha\beta$ dado por [50]:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (4.14)$$

Aplicando a transformada *Clark* no sistema (4.9), obtêm-se a representação da dinâmica do lado CA do conversor dada por (4.15), que descreve o comportamento do lado CA do estágio de entrada.

$$\begin{cases} L \cdot \frac{di_\alpha(t)}{dt} = -R_L \cdot i_\alpha(t) + v_\alpha(t) - v_{t,\alpha}(t) \\ L \cdot \frac{di_\beta(t)}{dt} = -R_L \cdot i_\beta(t) + v_\beta(t) - v_{t,\beta}(t) \end{cases} \quad (4.15)$$

O modelo em coordenadas $\alpha\beta$ obtido, possui representação mais simples quando comparado com o sistema em coordenadas naturais trifásicas por apresentar apenas duas equações que descrevem o seu comportamento dinâmico. A representação das grandezas $\alpha\beta$ ainda apresentam características senoidais e portanto o uso de controladores PI convencionais não são suficientes para sintetizar sem erros desprezíveis de amplitude e fase as tensões v_t nos terminais do VSC.

A transformada *Park*, desenvolvida inicialmente para análise de motores elétricos, transforma um sistema de coordenadas estacionárias em um sistema de coordenadas arbitrário [57]. Com essa estratégia, as coordenadas que representam o sistema trifásico podem ter seu referencial constantemente modificado. Dessa maneira, se o sistema referencial girar na mesma frequência angular ω do sistema trifásico, o modelo obtido apresentará comportamento estacionário para os sinais de tensão e corrente do VSC. Neste caso, é possível a utilização de compensadores convencionais, como controladores PI, para obter ganho unitário para sinais senoidais garantindo assim erro nulo em estado permanente com o sistema em malha fechada [58]. A transformação direta entre o sistema de coordenadas abc para o sistema de coordenadas dq é realizado pela matriz de transformação dado por [57]:

$$\mathbf{T}_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Na Figura 53, é mostrada uma representação gráfica do sistema de coordenadas arbitrárias a partir do sistema $\alpha\beta$. A transformação do sistema de coordenadas ortogonais para sistema de coordenadas arbitrário é a projeção das grandezas $\alpha\beta$ sobre os eixos dq [59]. O valor de θ é escolhido arbitrariamente, assim, fazendo $\theta = \omega \cdot t$, em que ω é a frequência angular da rede, obtêm-se o sistema coordenadas síncrono. Nesta situação, a referência do sistemas de coordenadas arbitrário apresenta a mesma velocidade angular que o vetor $\vec{v}(t)$, garantindo assim que as grandezas em dq sejam estacionárias. O valor de θ é obtido dinamicamente através de um circuito PLL que garante o sincronismo com a rede elétrica.

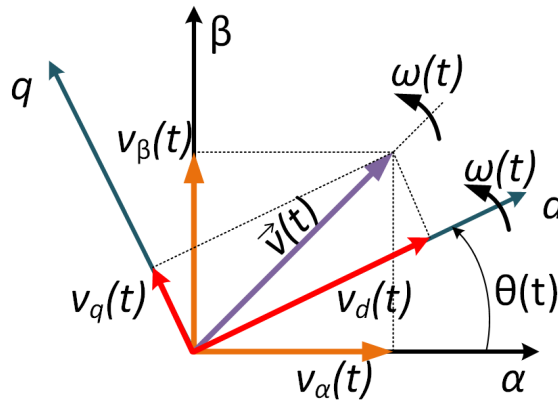


Figura 53 – Representação em coordenadas síncronas.

A transformação de um sistema de coordenadas ortogonais $(\alpha\beta)$ para o sistema de coordenadas síncrono (dq) é dada por:

$$\begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq2} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

em que \mathbf{T}_{dq2} é a matriz de transformação de um sistema $\alpha\beta$ equilibrado para dq dado por [50]:

$$\mathbf{T}_{dq2} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}. \quad (4.18)$$

Aplicando a transformada \mathbf{T}_{dq} no sistema (4.15) tem-se:

$$\begin{cases} L \cdot \frac{di_d(t)}{dt} = -R_L \cdot i_d(t) + \omega \cdot L \cdot i_q(t) + v_d(t) - v_{t,d}(t) \\ L \cdot \frac{di_q(t)}{dt} = -R_L \cdot i_q(t) - \omega \cdot L \cdot i_d(t) + v_q(t) - v_{t,q}(t) \end{cases}. \quad (4.19)$$

O modelo obtido em (4.19) apresenta um acoplamento entre o eixo d e q , devido as parcelas $\omega \cdot L \cdot i_q(t)$ e $-\omega \cdot L \cdot i_d(t)$ [47]. Escrevendo no domínio da frequência:

$$\begin{cases} (L + R_L) \cdot s \cdot I_d(s) = \omega \cdot L \cdot I_q(s) + V_d(s) - V_{t,d}(s) \\ (L + R_L) \cdot s \cdot I_q(s) = -\omega \cdot L \cdot I_d(s) + V_q(s) - V_{t,q}(s) \end{cases}, \quad (4.20)$$

Na Figura 54 é apresentado o diagrama de blocos que descreve o comportamento dinâmico do VSC.

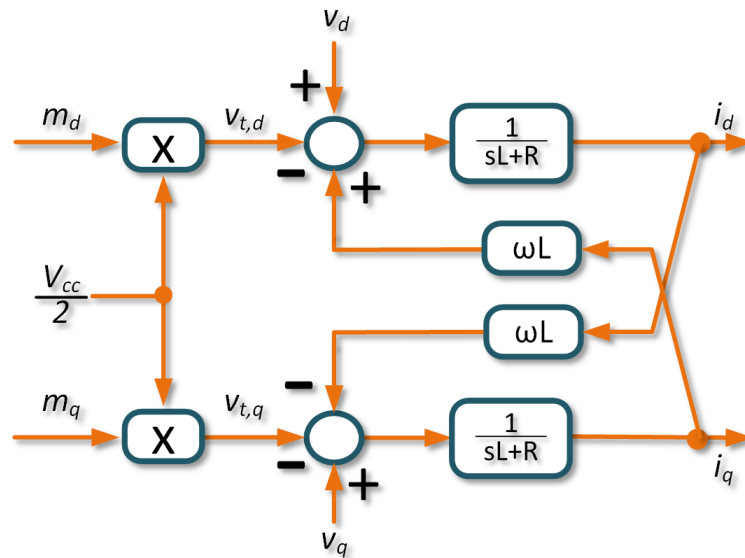


Figura 54 – Diagrama de blocos do modelo do VCS no sistema dq .

4.3.2 Modelo matemático do barramento CC

A modelagem do comportamento dinâmico do barramento CC, tem como objetivo encontrar uma função de transferência que descreva o comportamento da tensão v_{CC} . A modelagem se baseia no comportamento das potências instantâneas do sistema apresentado na Figura 55, em que os sentidos das correntes são os mesmos dos fluxos de potências indicados. O procedimento utilizado nesta dissertação para encontrar o modelo matemático do VSC tem como base [47, 50].

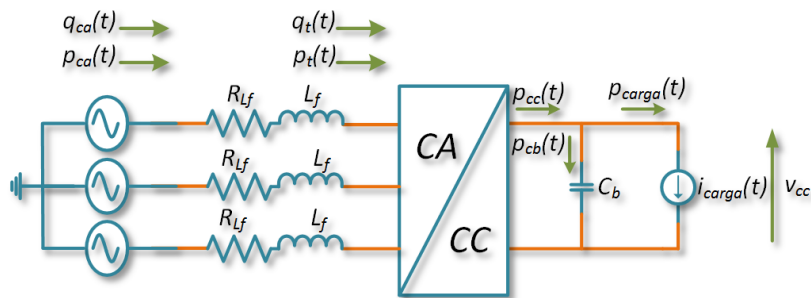


Figura 55 – Diagrama simplificado do estágio de entrada.

Sabe-se que o valor das potências instantâneas em um sistema trifásico dq é dado

por [50, 57]:

$$\begin{cases} p_{ca}(t) = \frac{3}{2} \cdot (i_d(t) \cdot v_d(t) + i_q(t) \cdot v_q(t)) \\ q_{ca}(t) = \frac{3}{2} \cdot (i_d(t) \cdot v_q(t) - i_q(t) \cdot v_d(t)) \end{cases}, \quad (4.21)$$

onde $p_{ca}(t)$ e $q_{ca}(t)$ são respectivamente a potência ativa e reativa instantânea injetada pela rede no sistema.

Fazendo com que referência arbitrária da transformada dq (θ), esteja em fase com o fasor espacial das tensões da rede (\vec{v}), pode-se escrever $v_d(t) = \hat{V}_{a,n}$ e $v_q(t) = 0$ [47, 50]. Assim, o sistema (4.21) pode ser reescrito como:

$$\begin{cases} p_{ca}(t) = \frac{3}{2} \cdot \hat{V}_{a,n} \cdot i_d(t) \\ q_{ca}(t) = -\frac{3}{2} \cdot \hat{V}_{a,n} \cdot i_q(t) \end{cases}, \quad (4.22)$$

onde $\hat{V}_{a,n}$ é o valor de pico da tensão de fase $v_{a,n}(t)$.

Pelo balanço da potência ativa instantânea no lado CA do VSC, têm-se:

$$p_t(t) = p_{ca}(t) - p_L(t) - p_{R_L}(t), \quad (4.23)$$

em que $p_t(t)$ é a potência ativa instantânea nos terminais do conversor; $p_{R_L}(t)$ é a potência ativa instantânea dissipada em R_L ; $p_L(t)$ é a potência ativa instantânea nos indutores de filtro (L_f).

A potência ativa instantânea que flui pelos indutores pode ser escrito por:

$$p_L(t) = \frac{3}{2} \cdot (v_{d_L}(t) \cdot i_d(t) + v_{q_L}(t) \cdot i_q(t)). \quad (4.24)$$

onde $v_{d_L}(t)$ e $v_{q_L}(t)$ são as representações das tensões trifásicas sobre os terminais dos indutores de filtro em coordenadas dq .

Escrevendo $v_{d_L}(t)$ e $v_{q_L}(t)$ em função da corrente dq que flui pelos indutores, têm-se:

$$p_L(t) = \frac{3}{2} \cdot \left(L \cdot \frac{di_d(t)}{dt} \cdot i_d(t) + L \cdot \frac{di_q(t)}{dt} \cdot i_q(t) \right) = \frac{3}{2} \cdot L \cdot \left(\frac{di_d(t)}{dt} \cdot i_d(t) + \frac{di_q(t)}{dt} \cdot i_q(t) \right). \quad (4.25)$$

Isolando as parcelas $i_d(t)$ e $i_q(t)$ das equações do sistema (4.22) e substituindo em (4.25), resulta na equação (4.26) para a potência ativa instantânea que flui pelos indutores

de filtro.

$$p_L(t) = \frac{2 \cdot L}{3 \cdot \hat{V}_{a,n}^2} \left(p_{ca}(t) \cdot \frac{dp_{ca}(t)}{dt} + q_{ca}(t) \cdot \frac{dq_{ca}(t)}{dt} \right). \quad (4.26)$$

Considerando que a potência ativa dissipada na resistência interna nos indutores de linha sejam desprezíveis ($p_{RL} = 0$), e substituindo a equação (4.26) em (4.23), pode-se escrever a potência ativa instantânea nos terminais do conversor como:

$$p_t(t) = p_{ca}(t) - \frac{2 \cdot L}{3 \cdot \hat{V}_{a,n}^2} \left(p_{ca}(t) \cdot \frac{dp_{ca}(t)}{dt} + q_{ca}(t) \cdot \frac{dq_{ca}(t)}{dt} \right). \quad (4.27)$$

Assumindo que as perdas por comutação sejam desprezíveis em relação a potência do sistema, pode-se dizer que:

$$p_t(t) = p_{cc}(t), \quad (4.28)$$

onde $p_{cc}(t)$ é a potência de entrada no barramento CC. Pelo balanço das potências é dado por:

$$p_{cc}(t) = p_{C_b}(t) + p_{carga}(t). \quad (4.29)$$

em que, $p_{carga}(t)$ é a potência instantânea consumida pelo estágio de saída; $p_{C_b}(t)$ é potência instantânea no banco de capacitores C_b . Assim, calculando a potência instantânea no banco de capacitores C_b resulta em:

$$p_{C_b}(t) = \frac{C_b}{2} \cdot \frac{d(v_{cc}^2(t))}{dt}. \quad (4.30)$$

Substituindo a equação (4.30) em (4.29) e isolando o termo da derivada ao quadrado da tensão no barramento CC ($\frac{d(v_{cc}^2(t))}{dt}$), têm-se:

$$\frac{d(v_{cc}^2(t))}{dt} = \frac{2}{C_b} \cdot (p_{cc}(t) - p_{carga}(t)). \quad (4.31)$$

Substituindo a equação (4.28) em (4.31) e escrevendo em termos de $p_t(t)$, têm-se:

$$\frac{d(v_{cc}^2(t))}{dt} = \frac{2}{C_b} \cdot \left[p_{ca}(t) - \frac{2 \cdot L}{3 \cdot \hat{V}_{a,n}^2} \left(p_{ca}(t) \cdot \frac{dp_{ca}(t)}{dt} + q_{ca}(t) \cdot \frac{dq_{ca}(t)}{dt} \right) - p_{carga}(t) \right]. \quad (4.32)$$

A presença dos termos $p_{ca}(t) \cdot \frac{dp_{ca}(t)}{dt}$ e $q_{ca}(t) \cdot \frac{dq_{ca}(t)}{dt}$, faz com que a dinâmica encontrada para a tensão no barramento CC ao quadrado $v_{cc}^2(t)$ seja não linear. Assim,

para obter um modelo linearizado é aplicado a linearização por pequenas perturbações em torno do ponto de operação do sistema. Logo, aplicando pequenas perturbações nas variáveis $v_{cc}^2(t)$, $p_{ca}(t)$, $q_{ca}(t)$ e $p_{carga}(t)$ reescreve-se a equação (4.31) como:

$$\frac{d\widetilde{v}_{cc}^2(t)}{dt} = \frac{2}{C_b} \cdot \left[P_{ca} + \widetilde{p}_{ca}(t) - \frac{2 \cdot L}{3 \cdot \widehat{V}_{a,n}^2} \left((P_{ca} + \widetilde{p}_{ca}(t)) \cdot \frac{d(P_{ca} + \widetilde{p}_{ca}(t))}{dt} + (Q_{ca} + \widetilde{q}_{ca}(t)) \cdot \frac{d(Q_{ca} + \widetilde{q}_{ca}(t))}{dt} \right) - P_{carga}(t) - \widetilde{p}_{carga}(t) \right], \quad (4.33)$$

onde as variáveis em maiúsculo são os valores no ponto de operação e as variáveis minúsculas grafadas com " ~ " representam as pequenas perturbações.

Separando as variáveis de regime permanente tem-se que ($P_{ca} = P_{carga}$). Considerando que a potência reativa é igual a zero ($Q_{ca} = 0$) e que produtos entre pequenas perturbações tende a zero. Assim, obtêm-se a dinâmica para pequenas perturbações de $v_{cc}^2(t)$ dado por:

$$\frac{d\widetilde{v}_{cc}^2(t)}{dt} = \frac{2}{C_b} \cdot \left(\widetilde{p}_{ca}(t) - \frac{2 \cdot L}{3 \cdot \widehat{V}_{a,n}^2} \cdot P_{ca} \cdot \frac{d\widetilde{p}_{ca}(t)}{dt} - \widetilde{p}_{carga}(t) \right). \quad (4.34)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (4.34), resulta no seguinte modelo dinâmico para o barramento CC:

$$\widetilde{V}_{cc}^2(s) = \frac{2}{C_b \cdot s} \left[\widetilde{P}_{ca}(s) \cdot (1 - \tau_v \cdot s) - \widetilde{P}_{carga}(s) \right], \quad (4.35)$$

em que:

$$\tau_v = \frac{2 \cdot L \cdot P_{ca}}{3 \cdot \widehat{V}_{a,n}^2}. \quad (4.36)$$

O modelo encontrado para o comportamento dinâmico da tensão no barramento CC ao quadrado apresenta múltiplas variáveis de controle: a potência injetada pela rede no sistema $\widetilde{P}_{ca}(s)$ e a potência consumida pela carga $\widetilde{P}_{carga}(s)$. Assim, a função de transferência que relaciona a tensão no barramento CC ao quadrado em função da potência injetada pela rede no sistema é dada por:

$$G_{V_{cc}^2}(s) = \frac{\widetilde{V}_{cc}^2(s)}{\widetilde{P}_{ca}(s)} = \frac{2}{C_b} \frac{1 - \tau_v \cdot s}{s}. \quad (4.37)$$

4.4 PHASE LOCKED LOOP (PLL)

4.4.1 Estruturas de PLL Utilizadas

A conexão entres fontes de tensão em paralelo requer sincronismo para uma correta operação. De forma semelhante, os sinais sintetizados por conversores estáticos precisam

estar em sincronismo com a rede elétrica quando esses forem conectados. Os algoritmos de PLL são métodos utilizados para rastrear o ângulo de fase da rede elétrica. O circuito PLL baseado no sistema de coordenadas síncrono (do inglês, *Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop*)(SRF-PLL) é apresentado na Figura 56 [60].

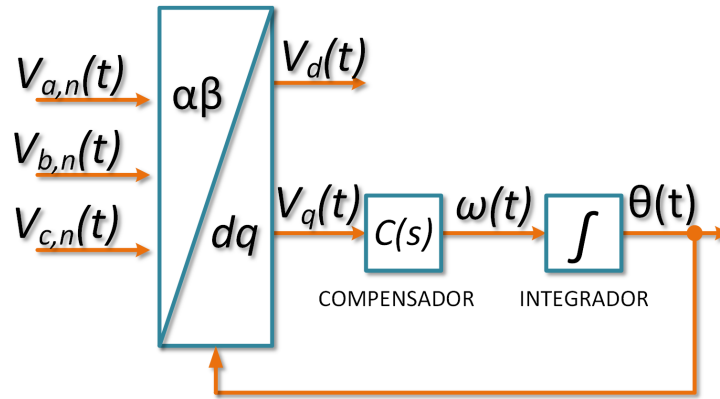


Figura 56 – Diagrama do SRF-PLL.

O objetivo do SFR-PLL é estimar o ângulo de fase da rede elétrica de modo que a tensão de eixo em quadratura (v_q) seja nula. Dado o sistema de tensões trifásicas:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \hat{V}_{a,n} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\phi) \\ \cos(\phi - 120^\circ) \\ \cos(\phi + 120^\circ) \end{bmatrix}, \quad (4.38)$$

em que ϕ é o ângulo fase das tensões. Ao aplicar a transformada Park (equação (4.16)) em (4.38) tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} = \hat{V}_{a,n} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta - \phi) \\ \sin(\theta - \phi) \end{bmatrix}. \quad (4.39)$$

Por (4.39) verifica-se que quando o ângulo de fase da tensão da rede (ϕ) e o estimado pelo SRF-PLL (θ) forem iguais, temos que $v_d = \hat{V}_{abc}$ e $v_q = 0$. Considerando que ϕ e θ sejam próximos, a função $\sin(\theta - \phi) \approx \theta - \phi$. Para esta situação, a tensão no eixo em quadratura é dado por:

$$v_q(t) \approx \hat{V}_{a,n} \cdot (\theta - \phi). \quad (4.40)$$

Por este resultado, o modelo de SRF-PLL pode ser apresentado pelo diagrama de blocos da Figura 57. Trata-se de um modelo simplificado válido quando $\sin(\theta - \phi) \approx \theta - \phi$. Nessa condição o SRF-PLL se resume a um problema de controle linear [60].

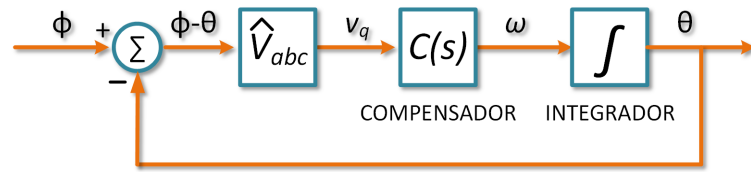


Figura 57 – Diagrama do SRF-PLL linearizado.

Utilizando o compensador $C(s)$ como um PI dado por:

$$C(s) = \frac{K_{p,pll} \cdot s + K_{i,pll}}{s}, \quad (4.41)$$

o sistema em malha fechada é representado como:

$$H_{SRF}(s) = \frac{K_{p,pll} \cdot \hat{V}_{a,n} \cdot s + K_{i,pll} \cdot \hat{V}_{a,n}}{s^2 + K_{p,pll} \cdot \hat{V}_{a,n} s + K_{i,pll} \cdot \hat{V}_{a,n}}. \quad (4.42)$$

Pela representação da forma canônica de um sistema de segunda ordem, tem-se [62]:

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{K_{i,pll} \cdot \hat{V}_{a,n}} \\ \xi = \frac{K_{p,pll} \cdot \hat{V}_{a,n}}{2\omega_n} \end{cases}, \quad (4.43)$$

em que ω_n e ξ são respectivamente a frequência de corte e o fator de amortecimento da função de transferência do SRF-PLL. O controlador $C(s)$ deve ser projetado para que o sistema apresente um bom compromisso entre a sua resposta dinâmica e a filtragem das componentes harmônicas presentes à rede elétrica.

Como a fonte projetada nesta dissertação será aplicada em um ambiente com presença de muitas fontes de potência baseados em conversores estáticos, é de se prever que a rede elétrica estará sujeita a circulação de correntes harmônicas e desequilibradas. Essa condição pode resultar na presença de harmônicos e desequilíbrio de tensão na rede elétrica local. Do ponto de vista dos sistemas de geração, compensação e de consumo de potência ativa, é importante que o sincronismo seja efetuado com a componente de sequência positiva de rede elétrica. Portanto, o PLL deve garantir que a amplitude, frequência e fase de sequência positiva sejam obtidas de forma precisa mesmo quando a tensão da rede apresentar harmônicos e desequilíbrios. A estrutura SRF-PLL apresenta bons desempenhos para sistemas equilibrados e com pouco conteúdo harmônico, no entanto, fora desta situação o SRF-PLL não apresenta bons resultados, pois esta estrutura não permite rastrear os sinais de sequência positiva da rede elétrica [63]. Uma possível solução para contornar problemas da presença de harmônicos na rede elétrica é reduzir a frequência

de corte da estrutura SRF-PLL. No entanto, esta solução reduz a banda passante em malha fechada e conseqüentemente provoca uma resposta dinâmica mais lenta e com erros de fase na detecção do ângulo rastreado [47].

Em [47] e [64] são apresentadas revisões bibliográficas comparando desempenhos de diferentes estruturas para rastrear o ângulo da rede elétrica. Em ambas as discussões, bons resultados são obtidos pelo Circuito de Sincronismo com Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo (do inglês, *Double Second Order Generalized Integrator PLL*)(DSOGI-PLL). A estrutura DSOGI-PLL permite obter bons resultados na detecção do ângulo rastreado, boa rejeição de conteúdo harmônicos, detecção da componente fundamental da rede elétrica e fácil implementação digital [47].

Em [63], baseado nos conceitos de transformações para componentes simétricas, conclui que as tensões de sequência positiva em coordenadas $\alpha\beta$ da rede elétrica são dadas por:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{v}_{\alpha\beta}, \quad (4.44)$$

em que $q = e^{-j\frac{\pi}{2}}$. Em outras palavras, q insere um atraso de 90° no sinal original. A obtenção do sinal em quadratura (ou defasado de 90°) pode ser realizada através da estrutura SOGI (do inglês, *Second Order Generalized Integrator*) [63]. A estrutura trata-se de uma combinação de um filtro passa-baixa (FPB) e um filtro passa-faixa (FPF), em o FPF realiza a filtragem das componentes harmônicas e FPB além de filtrar as componentes harmônicas gera um sinal com 90° de defasagem em relação ao sinal de saída do FPF [64]. As funções de transferência a seguir descrevem o comportamento do estrutura SOGI em malha fechada.

$$\begin{cases} \frac{V'(s)}{V(s)} = \frac{k \cdot \omega \cdot s}{s^2 + k \cdot \omega \cdot s + \omega^2} \\ \frac{qV'(s)}{V(s)} = \frac{k\omega^2}{s^2 + k \cdot \omega \cdot s + \omega^2} \end{cases} \quad (4.45)$$

Os sinais das tensões de sequência positivas em coordenadas $\alpha\beta$ passam a ser a entrada da estrutura SRF-PLL onde é rastreado o ângulo de fase da rede elétrica. Na Figura 58 é apresentado o diagrama de blocos esquemático do DSOGI-PLL, com destaque para a estrutura SOGI, em que ω é a frequência angular da rede elétrica detectado pelo SFR-PLL tornando o sistema adaptativo em frequência. De acordo com [47,62,63], o ganho k da estrutura SOGI, com valor igual a $\sqrt{2}$ resulta em um comportamento criticamente amortecido, ou seja, está é uma escolha adequada para o ganho.

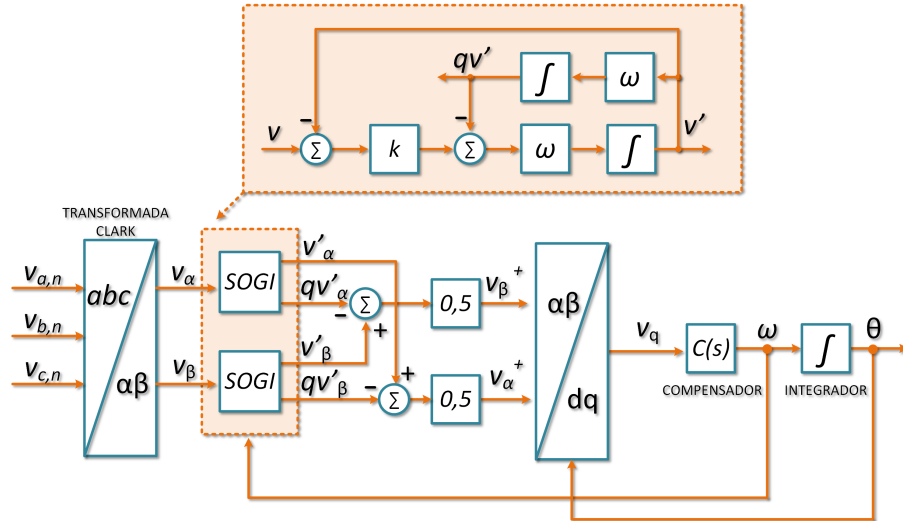


Figura 58 – Diagrama do DSOGI-PLL.

4.4.2 Análise de desempenho do PLL

Nesta dissertação, o compensador PI é escolhido para o controle do circuito de sincronismo. De acordo com [61], um valor adequado para o fator de amortecimento (ξ) do sistema é de 0,707. Definindo a largura de banda como 377 rad/s , para o VSC com os parâmetros apresentados na Tabela 9, e por (4.43) calcula-se as constantes de $C(s)$.

$$\begin{cases} K_{p,pll} = 13,89 \frac{\text{rad}}{\text{V}\cdot\text{s}} \\ K_{i,pll} = 3703,50 \frac{\text{rad}}{\text{V}\cdot\text{s}^2} \end{cases} \quad (4.46)$$

O desempenho da estrutura DSOGI-PLL foi comparado com da estrutura SRF-PLL. A simulação foi realizada no PSIM com condições de tensões equilibradas ($0 < t < 0,1$), desequilibradas ($0,1 < t < 0,2$) e com presença de harmônicos ($0,2 < t < 0,3$) conforme apresentado no primeiro gráfico da Figura 59. Durante a condição de equilíbrio, verifica-se que ambas as estruturas testadas apresentam ótimo desempenho. No entanto, nas situações de desequilíbrio e na presença de harmônicos o desempenho da estrutura DSOGI-PLL é visivelmente superior, conforme apresentado no terceiro gráfico da Figura 59, onde observa-se que as tensões em dq sintetizados pelo DSOGI-PLL apresentam menores oscilações do que as tensões sintetizados pelo SRF-PLL. Já em relação ao ângulo de fase rastreado pelas estruturas PLL, o desempenho superior da estrutura DSOGI-PLL é melhor visualizado no detalhe apresentado na Figura 60. O detalhe é restrito a situação de desequilíbrio e que é verificado que o ângulo rastreado pelo DSOGI-PLL apresenta crescimento linear, diferentemente da estrutura SFR-PLL.

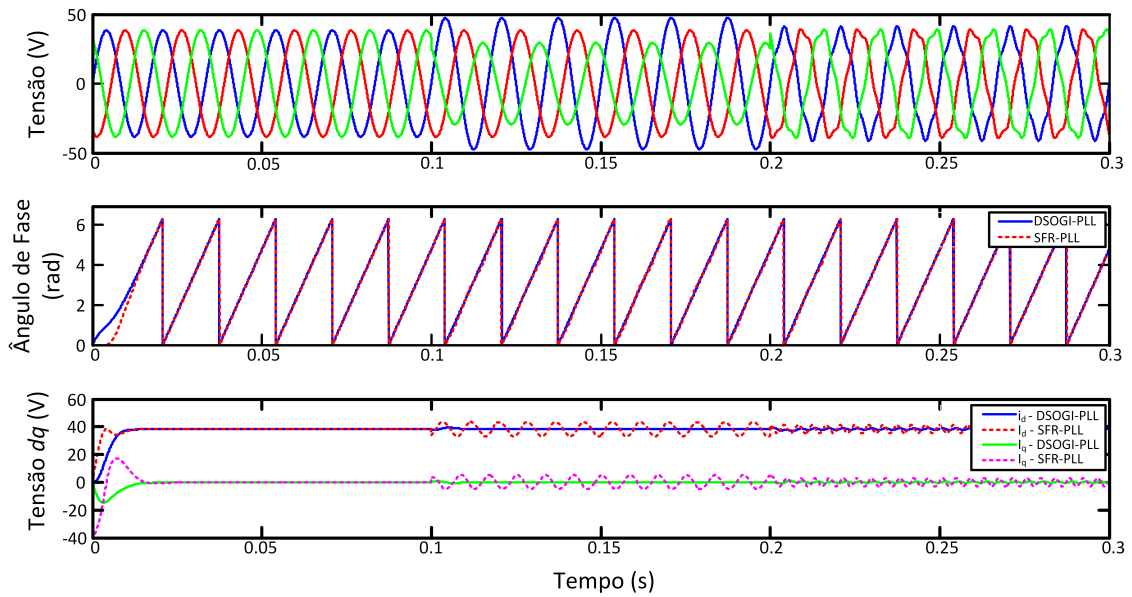


Figura 59 – Simulação do comportamento do PLL.

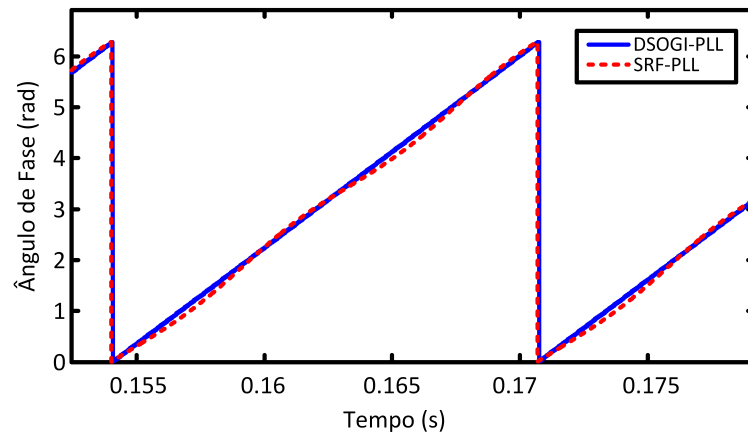


Figura 60 – Detalhe no ângulo rastreado.

4.5 PROJETO DAS MALHAS DE CONTROLE DO VSC

Em geral, conversores do tipo fonte de tensão aplicados a sistemas CA conectados à rede elétrica, o objetivo de sistema de controle é impor a tensão no barramento CC. Neste trabalho, as malhas de controle também precisam atenuar os distúrbios de baixa frequência provenientes da ondulação e corrente estágio de saída. A estrutura de controle para o conversor em estudo é formada por duas malhas de controle em cascata. Logo o sistema é formado por uma malha interna de corrente, mais rápida, e uma malha externa de tensão, mais lenta. Os distúrbios de baixa frequência são atenuados através da ação de filtros do tipo rejeita faixa, ou seja *Notch* no ramo e medição da malha de tensão.

4.5.1 Controle das correntes CA do retificar controlado

O controlador da malha de corrente é projetado para controlar o fluxo de potência no lado CA do VSC. Em outras palavras, a malha de corrente controla as corrente no eixo direto e em quadratura através da relação (4.22). A modelagem do lado CA do conversor apresentado na sub-seção 4.3.1, demonstrou existir um acoplamento entre as correntes $i_d(t)$ e $i_q(t)$. Esta característica dificulta obter uma função de transferência que represente a dinâmica do lado CA do conversor. Uma estratégia usual é realizar o desacoplamento entre as variáveis do eixo direto e em quadratura [50], considerando as seguintes relações:

$$\begin{cases} v_{t,d}(t) = \frac{2}{v_{CC}} \cdot (u_d(t) + \omega \cdot L \cdot i_q(t) + v_d(t)) \\ v_{t,q}(t) = \frac{2}{v_{CC}} \cdot (u_q(t) - \omega \cdot L \cdot i_d(t) + v_q(t)) \end{cases}, \quad (4.47)$$

onde $u_d(t)$ e $u_q(t)$ são novas variáveis de controle criadas e o fator $\frac{2}{v_{cc}}$ é utilizado para normalizar $m_d(t)$ e $m_q(t)$ além de permitir a ação de controle *feed-forward* para atenuar os harmônicos indesejáveis nas tensões de saída $v_d(t)$ e $v_q(t)$ [47].

Substituindo (4.47) em (4.19) resulta na seguinte equação de estado para o lado CA do conversor:

$$\begin{cases} L \cdot \frac{di_d(t)}{dt} = -R_L \cdot i_d(t) - u_d(t) \\ L \cdot \frac{di_q(t)}{dt} = -R_L \cdot i_q(t) - u_q(t) \end{cases}. \quad (4.48)$$

Pelo resultado obtido em (4.48) observa-se o desacoplamento total entre o eixo direto e em quadratura. Logo, as malhas de corrente de $i_d(t)$ e $i_q(t)$ podem ser controladas de maneira independente. Aplicando Laplace em (4.48) e realizando manipulações algébricas, encontra-se as seguintes funções de transferência para o sistema:

$$\begin{cases} H_d(s) = \frac{I_d(s)}{U_d(s)} = -\frac{1}{s \cdot L + R_L} \\ H_q(s) = \frac{I_q(s)}{U_q(s)} = -\frac{1}{s \cdot L + R_L} \end{cases}. \quad (4.49)$$

Como efeito, o projeto dos controladores se resume a um problema de controle linear de primeira ordem, em que o comportamento dinâmico de $H_d(s)$ e $H_q(s)$ possuem características idênticas. Para compensar os sinais negativos em $H_d(s)$ e $H_q(s)$, as saídas das malhas de controle são multiplicados pelo fator -1 . De forma semelhante ao apresentado na sub-seção 2.4.1, os compensadores adotados nas malhas de corrente são projetados para

anular o polo da função de transferência $H_d(S)$ e $H_q(s)$ através do posicionamento do zero dos compensadores. Seja os compensadores PI dados por:

$$K_{id}(s) = K_{iq}(s) = \frac{K_{p,i} \cdot s + K_{i,i}}{s}, \quad (4.50)$$

onde $K_{id}(s)$ e $K_{iq}(s)$ são respectivamente os compensadores da malha de corrente do eixo de direto e em quadratura. Para posicionar o zero dos compensadores sobre o polo do sistema, os ganhos proporcional e integral são dados por:

$$K_{p,i} = \frac{L_f}{\tau_i} \therefore K_{i,i} = \frac{R_{L_f}}{\tau_i}, \quad (4.51)$$

onde τ_i é a constante de tempo da resposta do sistema de controle de corrente em malha fechada; $K_{p,i}$ e $K_{i,i}$ são respectivamente o ganho proporcional e integral do compensador. A constante de tempo τ_i deve ser escolhido de forma que o sistema apresente um bom compromisso entre o tempo de resposta da malha de corrente e a filtragem dos distúrbios de alta frequência. Em geral, $\frac{1}{\tau_i}$ deve ser pelo menos 10 vezes menor que a frequência de comutação do VSC para garantir boa filtragem aos distúrbios provenientes da comutação [47]. Em [50] sugere o valor de τ_i entre 0,5 ms a 5 ms para garantir uma boa resposta dinâmica para o VSC.

O sistema de controle da malha de corrente é apresentado no diagrama da Figura 61, em que se observa o desacoplamento entre as malhas $i_d(t)$ e $i_q(t)$ na ação do controle de corrente. A saída dos compensadores PI são variáveis $u_d(t)$ e $u_q(t)$ que regulam os fatores de modulação $m_d(t)$ e $m_q(t)$ que por sua vez controlam as variáveis $i_d(t)$ e $i_q(t)$ respectivamente. Os fatores de multiplicação -1 são utilizados para compensar os sinais negativos de $H_d(S)$ e $H_q(s)$. As tensões da rede elétrica nas coordenadas dq são utilizadas como ação *feed-forward* afim de garantir que as correntes sintetizadas atenuem as variações das tensões da rede.

Definido a frequência de corte da malha de corrente em 100 Hz, tem-se:

$$\tau_i = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{c,i}} \approx 1,6 \text{ ms}, \quad (4.52)$$

onde $f_{c,i}$ é a frequência de corte da malha de corrente. Assim, os ganhos do compensador de corrente são dados por:

$$K_{p,i} = 0,6283 \frac{V}{A} \therefore K_{i,i} = 9,0478 \frac{V \cdot \text{rad}}{A \cdot s}. \quad (4.53)$$

Na Figura 62 é apresentado o resultado da simulação do VSC com controle de corrente sob condições de equilíbrio nas tensões da rede elétrica. Na simulação realizada, a referência da corrente no eixo direto é alterada através de graus, em que observa-se que

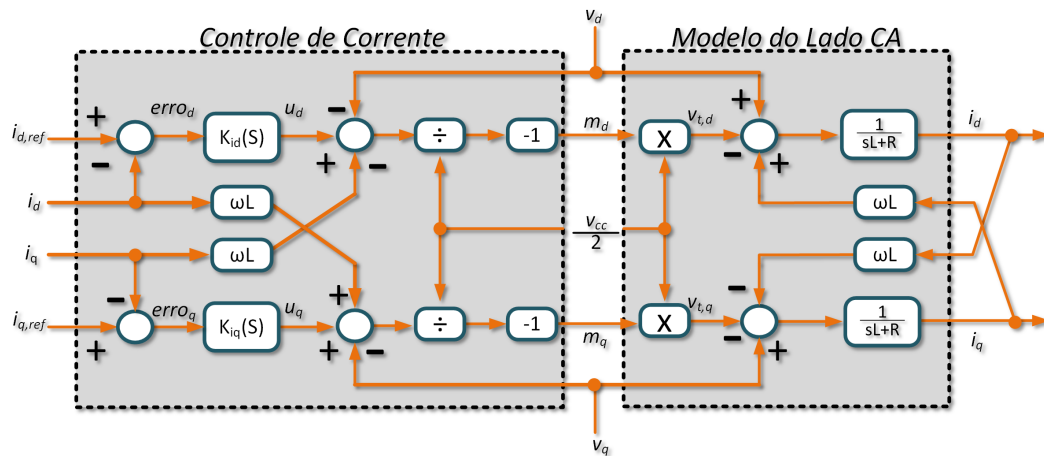


Figura 61 – Malha de controle de corrente.

o valor de i_d segue corretamente sua referência. No segundo gráfico, observa-se a rápida alteração da amplitude das correntes trifásicas quando é variado a referência de i_d . Como já discutido, o objetivo da utilização VSC como retificador controlado é fazer com que a fonte do *booster* consuma potência com fator de potência próximo da unidade. Assim, além de consumir correntes com baixos níveis de conteúdo harmônico, a potência reativa deve ser próxima a zero. Pela equação (4.22), o sistema irá apresentar consumo de reativo nulo quando i_q for igual a zero. Assim, a referência de i_q é mantida constante igual a zero, e como observado na Figura 62 a corrente i_q segue a referência nula. No terceiro gráfico, observa-se que a tensão e corrente na fase A apresentam o mesmo ângulo de fase, portanto com consumo de reativo próximo a zero.

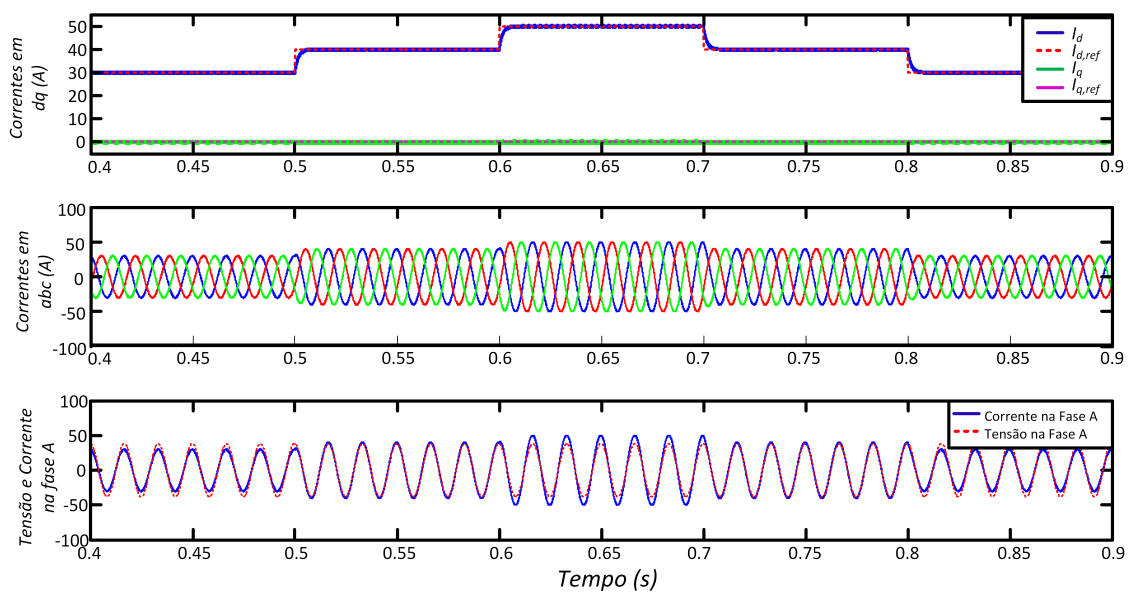


Figura 62 – Simulação do controle de corrente.

4.5.2 Controle de Tensão

O projeto da malha de controle da tensão no barramento CC é baseado nos resultados obtidos na subseção 4.3.2, onde foi descrito o modelo para o comportamento dinâmico da tensão. Com isso, o sistema é representado pela função de transferência $G_{V_{cc}^2}(s)$ dada pela equação 4.37. Através de $G_{V_{cc}^2}(s)$, verifica-se que τ_v é proporcional a potência injetada pela rede elétrica em estado permanente. Assim, o valor de P_{ca} impacta diretamente na dinâmica do barramento CC, pois o posicionamento do zero de $G_{V_{cc}^2}(s)$ é definido por $z = \frac{1}{\tau_v}$. Com este resultado, verifica-se que para pequenos valores de P_{ca} , o zero do sistema irá localizar longe da origem, fazendo com que a planta de tensão tenha comportamento puramente integral. Outra observação importante é a possível característica de fase não-mínima da planta. Esta situação irá ocorrer quando zero de $G_{V_{cc}^2}(s)$ localizar-se no semi-plano direito do plano complexo. Pelo exposto, a situação de fase não-minima será obtido quando P_{ca} assumir valores positivos, em outras palavras, quando a fonte consumir potência da rede elétrica [47, 50]. Como a fonte do *booster* opera consumindo potência da rede elétrica, o VSC que compõe o estágio de entrada irá operar com a característica de fase não-mínima, que é característico do conversor elevador de tensão.

A estratégia de controle de conversores estáticos com múltiplas malhas permite melhorar a regulação da tensão de saída em sistemas que apresentam comportamento de fase não-mínima [39, 40].

A estratégia adotada para atenuar os distúrbios de baixa frequência é realizada pela filtragem das componentes do distúrbio no ramo de medição da malha de tensão do VSC por meio e filtros *notch*, da mesma maneira que na estratégia adotada para o conversor abaixador no estágio de entrada (subseção 3.3.2).

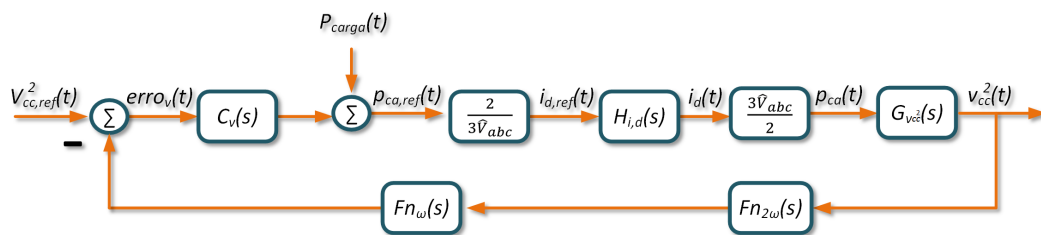


Figura 63 – Malha de controle de tensão.

Na Figura 63 é apresentado o diagrama de blocos da malha externa de tensão. No diagrama de blocos apresentado, $C_v(s)$ é o compensador da malha de tensão; $Fn_{\omega}(s)$ e $Fn_{2\omega}(s)$ são respectivamente os filtros *Notch* na frequência de ω_o e $2\omega_o$, em que ω_o é a frequência angular da corrente na carga; $H_{id}(s)$ é a função de transferência em malha fechada do controle de corrente do retificador trifásico controlado.

Arbitrando a frequência de corte da malha de tensão de no máximo $\frac{1}{5}$ da frequência de corte da malha de corrente pode-se desprezar a dinâmica da malha interna sem muito impacto no resultado final [50]. A escolha de uma baixa frequência de corte para a malha de tensão, resulta em uma dinâmica lenta para o barramento CC. No entanto, o banco de capacitores conectado ao barramento CC apresenta capacitância relativamente alta (vide seção 4.2). Dessa maneira não ocorrerá rápidas alterações no barramento CC. De forma semelhante, a presença dos filtros *Notch* são negligenciados no projeto do compensador $C_v(s)$.

A partir das simplificações apresentadas, a função de transferência do sistema em malha aberta é dado por:

$$T_v(s) = C_v(s) \cdot G_{V_{cc}^2}(s) = C_v(s) \cdot \frac{2}{C_b} \cdot \frac{1 - \tau_v \cdot s}{s}. \quad (4.54)$$

Fazendo:

$$C_v(s) = \frac{C_b}{2} \cdot C_l(s), \quad (4.55)$$

o sistema em malha aberta passa a dado por:

$$T_v(s) = C_l(s) \cdot \frac{1 - \tau_v \cdot s}{s}, \quad (4.56)$$

em que $C_l(s)$ passa a ser o compensador propriamente dito a ser projetado.

Sistemas de fase não mínima, são caracterizados por apresentarem em sua resposta dinâmica ao degrau positivo um decréscimo da saída antes do aumento, já a sua resposta em frequência é caracterizada por causar uma acentuada queda na fase do sistema. Devido a queda de fase imposta pelo sistema de fase não-mínima, compensadores adequados a este tipo de problema são os que possibilitam um avanço na fase do sistema. Neste trabalho a metodologia utilizada para projetar o compensador é apresentado por [50], em que se emprega o compensador PI com filtros passa-baixas, dado por:

$$C_l(s) = k \cdot \frac{s + (p/\alpha)}{s \cdot (s + p)}, \quad (4.57)$$

em que k é um ganho, p é a posição do polo do compensador e α é uma constante real. A posição do polo é dado por:

$$p = \omega_v \cdot \sqrt{\alpha}, \quad (4.58)$$

onde ω_v é a frequência de corte desejada do sistema compensado em malha fechada. A constante α é dada por:

$$\alpha = \frac{1 + \text{sen}(\epsilon)}{1 - \text{sen}(\epsilon)}, \quad (4.59)$$

em que ϵ é o avanço de fase do compensador. Por fim, o ganho k do compensador é encontrado por:

$$k = \frac{w_v^2}{\left| \frac{j \cdot \omega_v - p/\alpha}{j \cdot \omega_v + p} \right|}. \quad (4.60)$$

Pelo equacionamento apresentado, são calculados os parâmetros do compensador $C_l(s)$ para o VSC empregado como estágio de entrada (Tabela 9), em que P_{ca} é a potência nominal da fonte. Logo τ_v é dado por:

$$\tau_v = \frac{2 \cdot L_f \cdot P_{ca}}{3 \cdot \hat{V}_{a,n}^2} = 0,85 \text{ ms}. \quad (4.61)$$

Na Figura 64 é apresentada a resposta em frequência da planta de tensão com a parcela integral do compensador, onde observa-se que a margem de fase do sistema é próxima a -0.05° , resultando em um sistema instável em malha fechada. Portanto, é justificado a necessidade de realizar um avanço na fase no sistema em malha fechada.

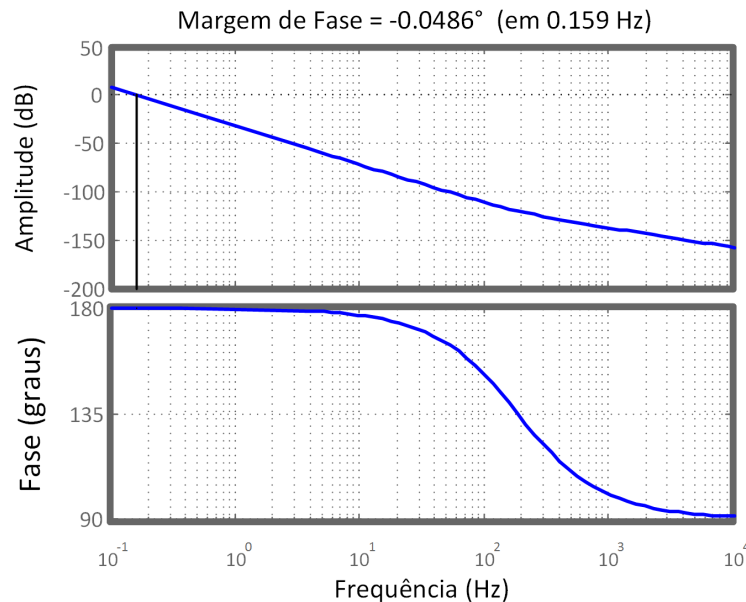


Figura 64 – Resposta em frequência da planta de tensão com a parcela integral do compensador.

Escolhendo a margem de fase em 65° , o avanço de fase que deve ser proporcionado pelo compensador deve ser igual a $65^\circ + 0,05^\circ$, assim:

$$\alpha = \frac{1 + \text{sen}(65,05)}{1 - \text{sen}(65,05)} = 20,43. \quad (4.62)$$

A malha interna de corrente foi projetado para frequência de corte em 100 Hz . Para que a dinâmica dos filtros *Notch* tenha pouco impacto no projeto da malha e tensão, a frequência de corte do sistema deve ser especificado como sendo pelo menos $\frac{1}{5}$ da frequência do filtro de menor frequência. Assim, é escolhida a frequência de corte da malha de tensão em 5 Hz . Portanto, o polo do controlador é dado por:

$$p = 10 \cdot \pi \cdot \sqrt{20,43} = 142 \text{ rad/s}. \quad (4.63)$$

Finalmente, calculando o ganho k através de (4.60) têm-se que $k = 4750,77$. Portanto, $C_l(s)$ é dado pela equação (4.64). Na Figura 66, é apresentada a resposta em frequência de malha aberta do controle de tensão, em que observa-se a resposta adequada com os valores impostos no projeto.

$$C_l(s) = 4750,77 \cdot \frac{s + 6,95}{s \cdot (s + 142)}. \quad (4.64)$$

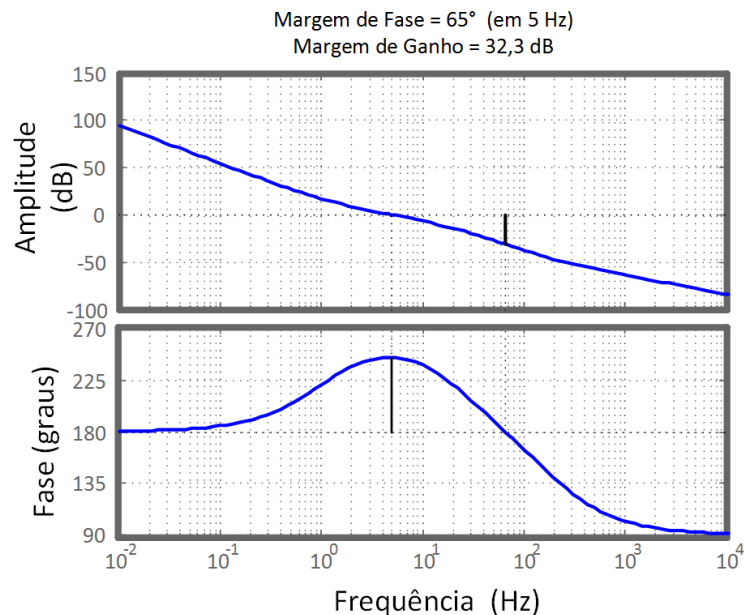


Figura 65 – Resposta em frequência de malha aberta do controle de tensão.

Para avaliar o impacto da dinâmica dos filtros *Notch* na malha de tensão, são adicionadas as funções de transferências dos filtros apresentados na seção 3.3.2 no ramo de

medição de tensão da malha externa de controle do sistema. Assim, também na Figura 66 é apresentada a resposta em frequência do sistema, em que se observa que pouco impacto foi causado na frequência de corte projetada, porém existe uma considerável alteração da margem de fase, porém mantendo dentro o intervalo indicado para a margem de fase. Outra observação importante é a grande atenuação nas frequências de 10 e 20 Hz, ou seja, é esperado que a saída do compensador $C_v(s)$ atenuie significativamente estas componentes de frequência.

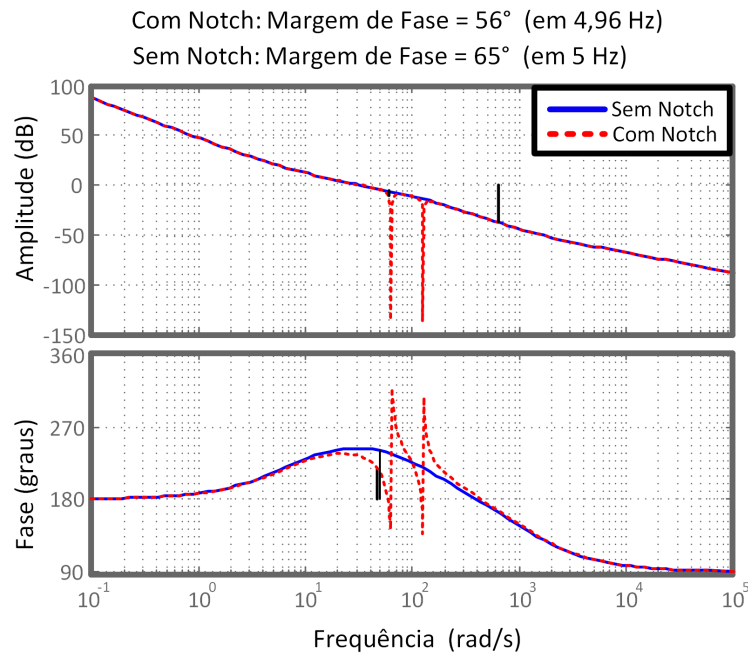


Figura 66 – Respostas em frequência de malha aberta do controle de tensão com filtros *notch*.

Na Figura 67 é apresentado o diagrama completo das malhas de controle do VSC, incluindo as transformações de coordenadas, a fonte de corrente i_{carga} representa a corrente do estágio de saída.

Na Figura 68 é apresentada a resposta de simulação da variação da referência de tensão no barramento CC. É aplicado um degrau na referência de tensão e observado a resposta do sistema. A tensão no barramento consegue rastrear a referência, com uma boa resposta transitória. Quando o sistema é simulado com os filtros *notch*, observa-se uma variação em baixa frequência do barramento CC devido a dinâmica dos filtros. Esta simulação é realizada com a fonte i_{carga} fornecendo corrente constante igual a 21 A.

Na Figura 69, é apresentada a resposta de uma simulação com a fonte i_{carga} fornecendo corrente com componentes na frequência de 10 Hz e 20 Hz, em que é possível verificar a atenuação desejada pela presença dos filtros *Notch*. No primeiro e no segundo gráfico, são apresentadas as correntes de entrada na fase A, sem e com os filtros *notch*, respectivamente. As componentes de baixa frequência não são totalmente atenuadas sem os

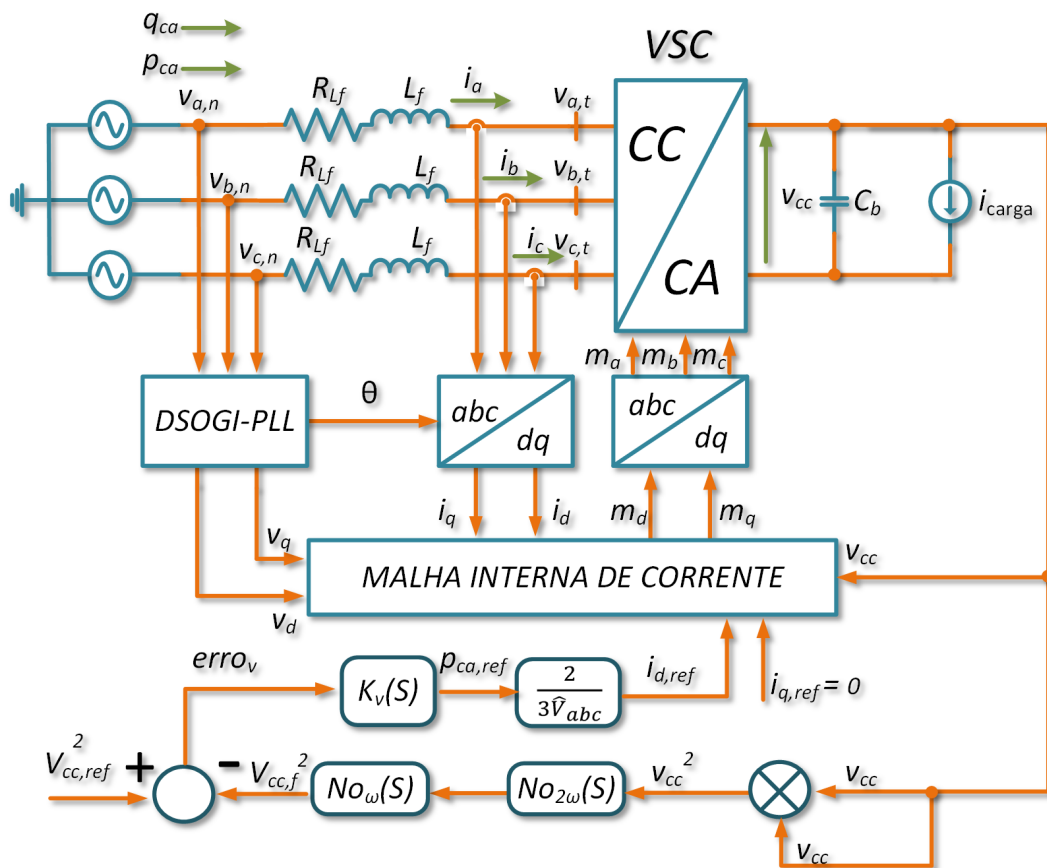


Figura 67 – Diagrama completo do sistema de controle do estágio de entrada.

filtros *notch*. No terceiro e último gráfico é apresentada a tensão no barramento CC, em que se observa, severas ondulações de tensão no barramento, mesmo com a referência de tensão constante em 90 V . Com o filtro *notch* o controlador de tensão rejeita a ondulação de tensão no barramento CC. Esta estratégia evita que o estágio de entrada compense o que poderia ser considerado um distúrbios em outras aplicações.

Na Figura 70 são mostradas as correntes (linha contínua) e as tensões de fase (linha tracejada) no lado CA do estágio de entrada para a condição de i_{carga} com componentes de 10 e 20 Hz e com os filtros *Notch* na malha de tensão.

Pelo resultado verifica-se que em todas as fase do sistema a corrente está em fase com a tensão e com pouco conteúdo harmônico visível. O fator de potência do sistema estará muito próximo a unidade.

4.6 POSSIBILIDADE DE COMPENSAÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

Nesta seção será apresentado um exemplo do potencial da fonte desenvolvida em atuar na compensação reativos da rede elétrica, sem prejudicar o funcionamento da fonte.

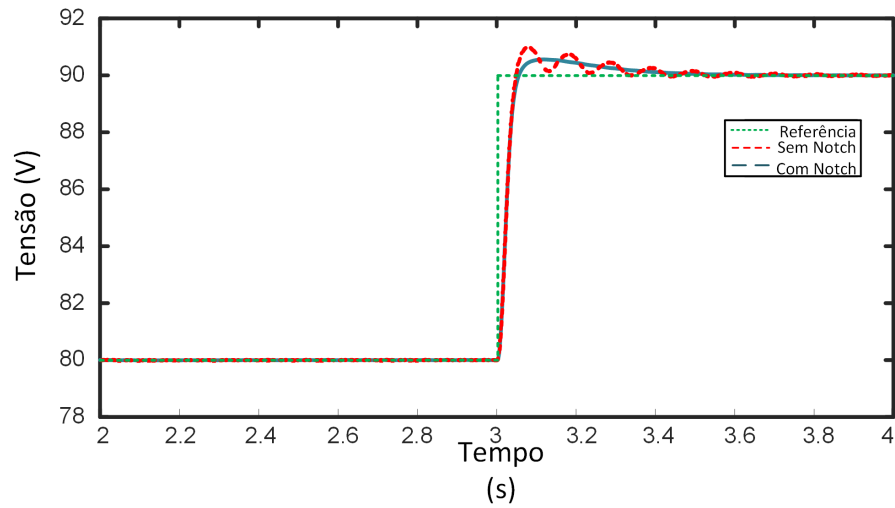


Figura 68 – Resposta ao degrau do barramento CC.

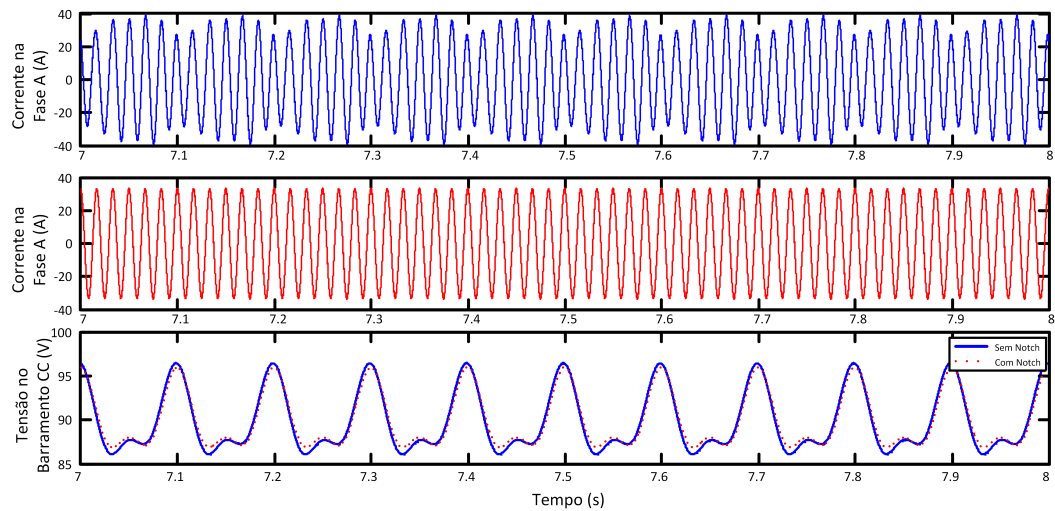


Figura 69 – Simulação do VSC como estágio de entrada.

Com a fonte operando em condições nominais ($I_{CC} = 40 \text{ A}$ e $I_{CA} = 40 \text{ A}$), simulação é realizada para três condições de consumo de reativos:

- Fonte sem consumir ou injetar reativos ($2 < \text{tempo} < 3$);
- Fonte operando consumindo reativo da rede elétrica $Q = 500 \text{ VAr}$ ($3 < \text{tempo} < 4$);
- Fonte operando injetando reativo da rede elétrica $Q = -500 \text{ VAr}$ ($4 < \text{tempo} < 5$).

O controle do fluxo de potência reativo é realizado alterando a referência da malha de corrente para eixo em quadratura.

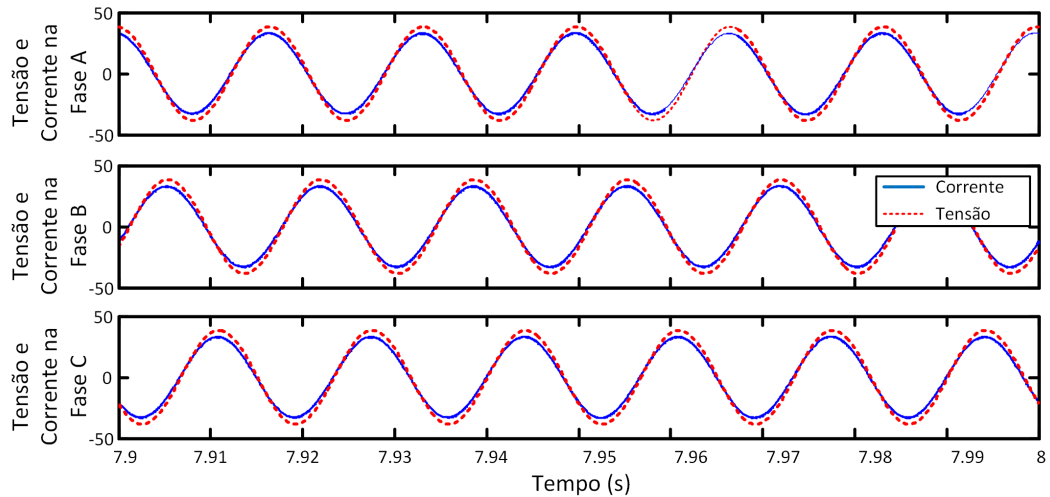


Figura 70 – Tensões e correntes das fases a, b e c respectivamente do estágio de entrada

Na Figura 71 são apresentados a tensão no barramento CC, correntes da fase a do lado CA do VSC, e fluxo de reativos da rede. Observe que ao alterar a referência do fluxo de potência reativo, não ocorre nenhuma alteração no comportamento do barramento CC e nem na rejeição dos distúrbios de baixa frequência. Após o transitório, o sistema volta a rejeitar as componentes de baixa frequência. Com este resultado, se verifica que injetar ou consumir reativos não interfere no comportamento do sistema.

Na Figura 72 apresenta detalhes no resultado da simulação. Neste é apresentado a tensão na fase a e sua respectiva corrente de fase. Observar que a tensão e a corrente não estão em fase, diferentemente dos resultados até então apresentados, confirmando a presença do fluxo de reativos.

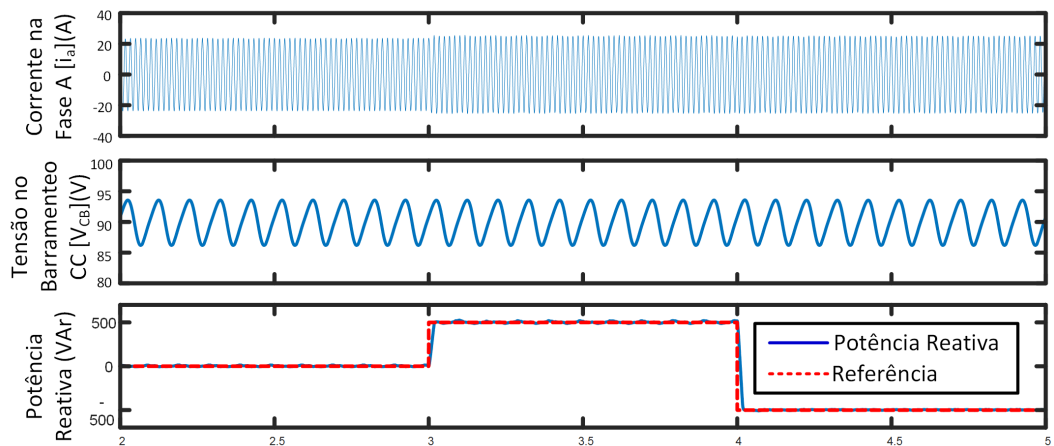


Figura 71 – Fonte consumindo reativo.

Durante a verificação da possibilidade de compensar reativos, foi verificado que a fonte é limitada quanto a injeção de reativos capacitivos. Isso ocorre devido à saturação

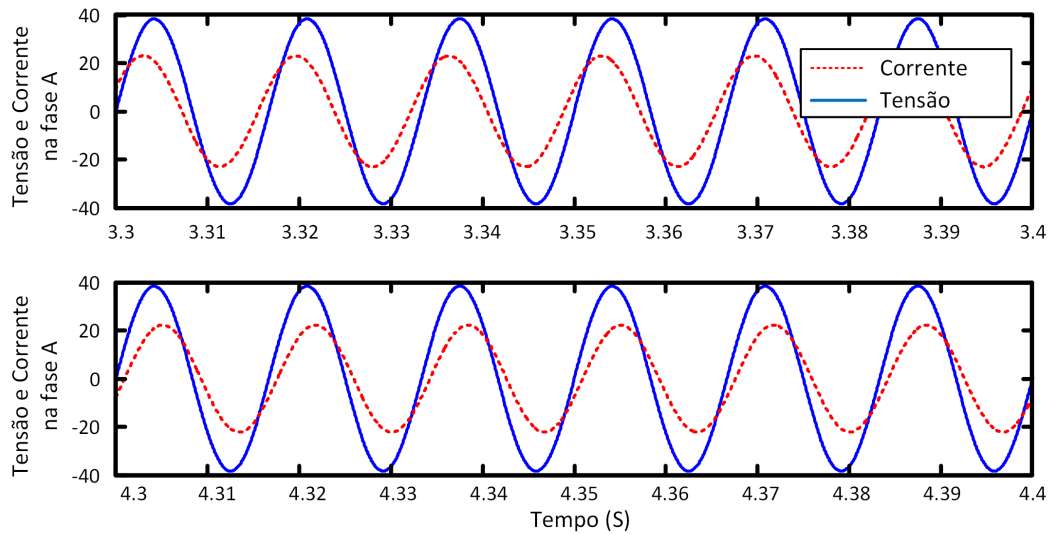


Figura 72 – Detalhe nas curvas da fonte consumindo reativo: Tensão (V), Corrente (A).

do fator de modulação sintetizados pelos controladores, prejudicando o controle da fonte. Com isso, o sistema pode operar na compensação de reativos. No entanto, é necessário rever alguns parâmetros da fonte como, por exemplo, elevação da tensão no barramento CC e aumento da capacitância do banco capacitivo C_B .

4.7 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foi apresentada a descrição de uma proposta para o estágio de entrada da fonte de corrente dos dipolos e quadripolos do *booster* do Sirius.

A principal contribuição deste capítulo, é melhora no desempenho da fonte quanto a questões relacionadas a qualidade de energia, visto que, a adoção da topologia VSC de dois níveis permitiu elevar o fator de potência consumido pela fonte por meio do consumo de corrente com menor conteúdo harmônico e sem prejudicar o desempenho da fonte na rejeição dos distúrbios de baixa frequência.

Para o projeto do sistema de controle, foi realizado a modelagem do retificador trifásico controlado, no sistema de coordenadas dq , em que foi introduzido o conceito de vetores espaciais.

Para realizar o controle do sistema em coordenadas dq é fundamental a utilização do circuito de sincronismo. Foram avaliadas duas técnicas para rastrear o ângulo de fase da rede elétrica: SRF-PLL e DSOGI-PLL. Pela análise e resultados de simulação foi confirmado o melhor desempenho da estrutura DSOGI-PLL frente a presença de componentes harmônicas e desequilíbrios na rede elétrica.

Devido a necessidade do circuito de sincronismo, das transformações de coordenadas

e do sistema de controle realizado em duas coordenadas, a implementação do sistema de controle para o VSC é relativamente mais complexo quando comparado com conversor *buck* no estágio de entrada.

Além da adequada rejeição a distúrbios de baixa frequência, as correntes apresentam pequeno conteúdo harmônico e em fase com as tensões da rede, ou seja, fator de potência próximo a unidade.

Foi apresentado a possibilidade de corrigir o fator de potência da instalação elétrica, através do controle do fluxo de potência reativo da fonte. No entanto, como destacado, é necessário um redimensionamento da fonte, para que reduzir a limitação da injeção de reativos capacitivos.

Para verificar experimentalmente a funcionalidade da fonte proposta como estágio de entrada, no próximo capítulo é abordado a implementação prática de um protótipo em pequena escala para fonte de corrente com estágio de entrada o retificador trifásico controlado.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo aborda aspectos relacionados a construção e verificação experimental do protótipo da UFJF. O objetivo é avaliar experimentalmente o desempenho da fonte projetada.

Uma breve descrição sobre a implementação digital dos controladores é realizada no início do capítulo. Em sequência é apresentado o protótipo construído e finalmente os resultados obtidos por este.

5.1 IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL DO SISTEMA CONTROLE

5.1.1 Aspectos sobre a plataforma de implementação digital

O sistema de controle digital do protótipo é implementado na placa de desenvolvimento eZdspTMF28335 da *Spectrum Digital*. Ela contém o controlador digital de sinais (do inglês, Digital Signal Controller)(DSC) TMS320F28335, da *Texas Instruments*, que é um processador de ponto flutuante de *32 bits*, eficiente na realização de operações matemáticas [49]. Detalhes do conjunto DSC TMS320F28335 e eZdspTMF28335 podem ser encontrado em suas respectivas folhas de dados [66, 67].

Foram utilizadas duas placas de desenvolvimento eZdspTMF28335: uma responsável pelo controle e proteção do estágio de entrada e outra responsável pelo controle e proteção do estágio de saída. Embora apenas um eZdspTMF28335 pudesse realizar todo o controle do protótipo, devido a frequente ocorrência da perda de comunicação entre o DSC e computador, optou-se pela utilização de duas placas de desenvolvimento, para fins de aumentar a segurança. Vale acrescentar que esta opção possibilitou isolar os sistemas de aquisição de sinais do estágio de entrada e saída, este procedimento resultou na redução de ruídos no sistema.

5.1.2 Controle digital do protótipo

Todo projeto das malhas de controle foram desenvolvidas para sistemas lineares invariante e contínuos no tempo. Como o sistema de controle é implementado no DSC, é necessário discretizar todos os controladores projetados.

As duas principais técnicas aplicadas na discretização de sistemas analógicos são: método de integração trapezoidal (ou bilinear ou transformada de Tustin) e método de integração de Euler. Vantagens atribuídas ao método bilinear são a menor propagação de ruídos e maior precisão [42]. Além disso, o método bilinear mapeia os polos e zeros posicionados no semiplano esquerdo do domínio s , dentro do círculo de raio unitário do domínio z [40]. Todos os controladores projetados nesta dissertação são discretizados

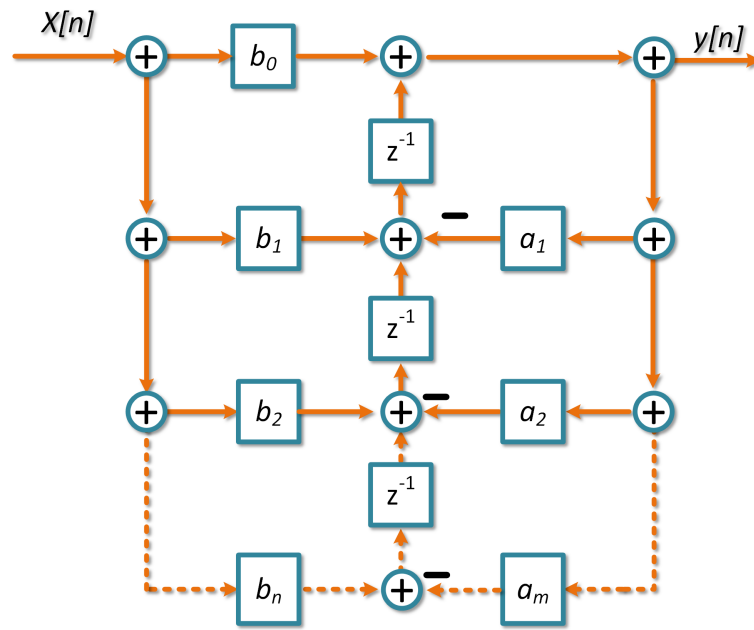


Figura 73 – Forma direta II transposta.

utilizando o método bilinear, em que a discretização é dada por:

$$C(z) = C(s) \left| \begin{array}{l} s = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \end{array} \right. \quad (5.1)$$

Aplicando a Transformação Bilinear à função de transferência de um controlador, tem-se:

$$C(z) = \frac{b_n \cdot z^{-m} + b_{n-1} \cdot z^{m-1} + \dots + b_1 \cdot z^{-1} + b_0}{a_n \cdot z^{-m} + a_{n-1} \cdot z^{m-1} + \dots + a_1 \cdot z^{-1} + 1} \quad (5.2)$$

A função de transferência $C(z)$ é realizada pela equação a diferenças (5.3), que é a equação de um filtro IIR [40]. Este foi implementado digitalmente pela forma direta II transposta, conforme apresentado na Figura 73 [43].

$$y[n] = b_0 \cdot x[n] + \sum_{k=1}^m b_k \cdot x[n - k] - \sum_{k=1}^n a_k \cdot y[n - k] \quad (5.3)$$

Vale ressaltar que o método bilinear não é adequado para a discretização de controladores ressonantes e filtros *notch*, pois pode causar alteração na frequência que os mesmos foram projetados. Para controladores ressonantes e filtros *notch* é mais adequado a utilização da técnica bilinear com pré-warping [44].

5.2 DESCRIÇÃO DA MONTAGEM EXPERIMENTAL DO ESTÁGIO DE SAÍDA

5.2.1 Características do Conversor

O módulo trifásico de potência PP200T120-ND fabricado pela *Powerex*, é composto por três dispositivos IGBT CM200DY-24A montados na configuração de meia-ponte. Cada interruptor é capaz de suportar tensão de coletor-emissor de até 1200 V e corrente de coletor de 200 A . O módulo é equipado com *drivers* para acionar os interruptores com frequência máxima de 20 kHz e possuem funções de proteção já implementados. Para o funcionamento dos periféricos do módulo, este é alimentado com tensão de 24 V .

O barramento CC do módulo, é formado por quatro capacitores eletrolíticos de $3600\text{ }\mu\text{F}$ e tensão de 400 V . Devido a configuração de ligação dos mesmos, tem-se uma capacitância total de $3600\text{ }\mu\text{F}$ e suporta tensão de até 800 V . Para mais informações a respeito deste módulo, pode-se consultar a folha de dados dos dispositivos [68, 69].

A topologia em ponte completa do estágio de saída, requer apenas dois pares de IGBT. Assim, o terceiro dispositivo não é utilizado.

5.2.2 Interface entre o DSC e o PP200T120-ND

Os sinais PWM sintetizados pelo DSC não podem ser diretamente ligado ao módulo de disparo do conversor trifásico de potência. O nível de tensão dos sinais da saída do DSC, apresentam em estado alto, tensão em $3,3\text{ V}$. Esta não é suficiente para acionar o *drivers* de disparo dos IGBT que são de 15 V . Por este motivo é utilizado um circuito de interface entre o DSC e módulo. Este circuito é composto por quatro conversores de níveis, encapsulados em um único circuito integrado (SN7407), que possibilita fornecer a tensão de saída igual a $+15\text{ V}$.

Sinais que indicam a atuação da proteção do PP200T120-ND são disponibilizados pelo módulo. Estes são utilizado pelo DSC para acionar a proteção por *softawre*. Novamente, por diferença entre os níveis de tensão do módulo e o DSC, é utilizado a placa de interface para adequação do sinal e enviados as entradas I/O do controlador. A mesma placa de interface também é utilizada para alimentar o módulo na tensão de 24 V , por uma fonte externa.

5.2.3 Aquisição da corrente de saída

A leitura da corrente de saída é realizada através do transdutor DCCT (do inglês, *DC Current Transducers*) CT-150 da *CAENels*. Este dispositivo apresenta alta linearidade dentro da sua faixa de medição. O CT-150 possui saída em tensão e para obter boa resposta na leitura, foi construído uma uma fonte linear dedicada para alimentar este dispositivo como indicado em sua folha de dados. Graças a precisão deste tipo de dispositivo, ele é geralmente utilizado em processos que exigem precisão. No entanto, limitações de potência

e de conversão A/D do protótipo, não é possível alcançar a precisão da fonte para a operação do Sirius. Detalhes sobre este sensor descritos em sua folha de dados, disponível em [70].

Para evitar propagação de ruído, foi construído um circuito em que o DCCT é diretamente conectado. Neste circuito, é realizado o processamento do sinal para adequar ao nível de tensão das entradas A/D do DSC. Para atenuar ruídos de alta frequência é realizado a filtragem do sinal por meio de um filtro *RC*. O sinal processado é levado ao DSC por meio de um cabo coaxial e conectado ao mesmo através de pequeno circuito com função de filtragem.

5.2.4 Programação do DSC para estágio de saída

O programa desenvolvido para o controle do estágio de saída, além de implementar a malha de controle propriamente dita, atua também como sistema de proteção e na configuração geral dos periféricos do DSC utilizados. Desenvolvido no ambiente de programação *Code Composer StudioTM V3.3* e escrito na linguagem de programação C. O fluxograma básico com a lógica do programa é apresentado na Figura 74.

O programa inicia com a declaração de variáveis necessárias ao algoritmo. Em seguida é realizada a inicialização do sistema, configurando a Unidade de Processamento Central (do inglês, *Central Processing Unit*) (CPU). A desabilitação das interrupções é realizado para evitar que algum evento de interrupção ocorra antes do esperado. A configuração do periférico PWM define a frequência do sinal e habilita os pinos para esta função, o que também é realizado na configuração do A/D. A configuração dos pinos definidos como GPIO é realizado para definir os pinos que irão comunicar com sistema de proteção do PP200T120-ND.

A malha de controle propriamente dita, é implementada na interrupção gerada a cada ciclo do sinal PWM. Durante o laço infinito é constantemente monitorado as falhas indicadas pelo módulo e pelo resultado da conversão A/D, caso algum evento de falha seja disparado, a comutação é interrompida e todos os interruptores são colocados em bloqueio.

Durante o evento de interrupção é realizada a aquisição da leitura do A/D e normalizado o sinal. Em sequência é gerada a referência para a malha de controle PIR.

5.3 DESCRIÇÃO DA MONTAGEM EXPERIMENTAL DO ESTÁGIO DE ENTRADA

O estágio de entrada é conectado a rede elétrica por meio de um transformador $\Delta - \Delta$ com ganho de 220:47 V. Assim, a tensão linha no ponto de conexão do VSC com a rede elétrica é de 47 V.

A utilização do transformador abaixador é motivada pelo nível de tensão no barramento CC. Por se tratar de um conversor do tipo elevador de tensão, a tensão de

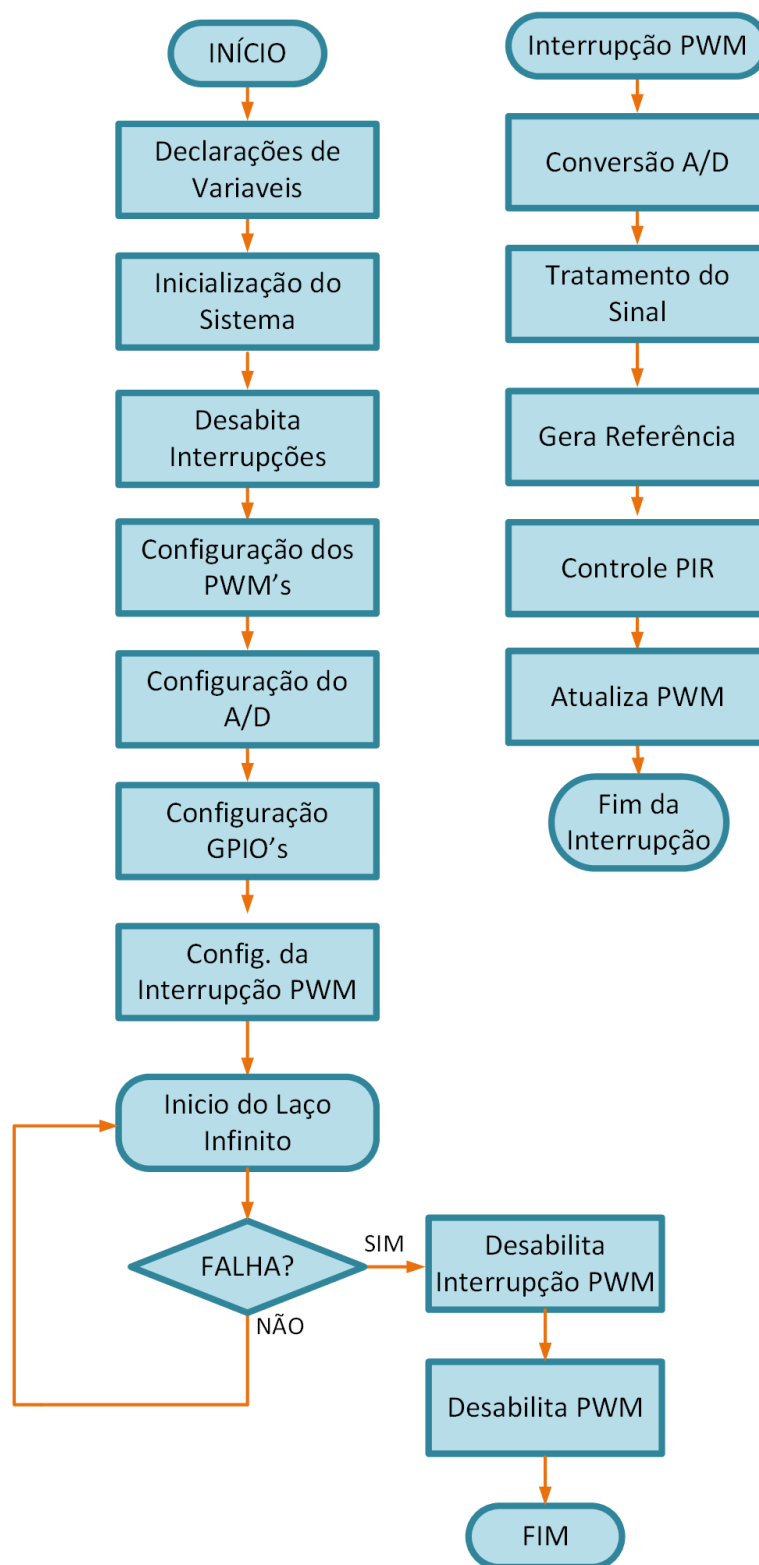


Figura 74 – Fluxograma do programa do DSC do estágio de saída.

linha de pico no lado CA do conversor deve ser inferior a 90 V, que é a tensão de operação do barramento CC.

5.3.1 Características do Conversor

O módulo trifásico de potência SKS 200 B6CI 73V03 fabricado pela *Semikron*, é composto por seis dispositivos IGBT SKM150GB12T4G. Os dispositivos são agrupados em pares, cada par é arranjado em paralelo e cada arranjo é ligado na configuração em meia-ponte. A associação em paralelo dos pares dos dispositivos IGBT dobra a capacidade de corrente do módulo. Cada interruptor dos dispositivos IGBT é capaz de suportar tensão de coletor-emissor de até 1200 V e corrente de coletor de 150 A, assim devido a associação em paralelo cada fase pode operar em até 300 A. O módulo é equipado com três *drivers* SKHI 22 A que acionam cada par dos dispositivos IGBT instantaneamente. Para o funcionamento dos *drivers*, cada um é alimentado com tensão de 15 V.

O barramento CC do módulo, é formado originalmente por doze capacitores eletrolíticos de 2200 μF organizados em paralelo. No entanto, um dos capacitores foi retirado do módulo resultando em uma capacitância 24,2 mF e suporta tensão de até 250 V. Para mais informações a respeito deste módulo, pode-se consultar a folha de dados dos dispositivos [71, 72].

Conforme mencionado na seção 4.2, o banco de capacitores conectados no barramento CC precisa absorver toda parte alternada da corrente consumida pelo estágio de saída. Devido a baixa frequência das componentes, o banco de capacitores possui uma capacitância relativamente elevada. Assim, a capacitância disponível pelos conversores do estágio de entrada e saída não é suficiente. Logo, foi construído um banco de capacitores que permita acomodar a ondulação de tensão provocada pela carga. O banco é formado por 27 capacitores de 3600 μF arranjados em paralelo. Este foi montado em três níveis de forma modular que permite a retirada de capacitores conforme o necessário.

5.3.2 Interface entre o DSC e o módulo SKS 200 B6CI 73V03

Da mesma forma que no estágio de saída, os sinais PWM enviados do DSC ao módulo trifásico de potência não podem ser diretamente ligados devido aos diferentes níveis de tensão envolvido. Por este motivo é utilizado um circuito de interface entre o DSC e módulo. Este circuito é composto por seis conversores de níveis, encapsulados em um único circuito integrado (SN7407), e capaz de fornecer a tensão de saída igual a +15 V.

Sinais de falha no módulo são fornecidos através dos *drivers* SKHI 22 A e assim utilizado pelo DSC. Novamente por diferença entre os níveis de tensão do módulo e o DSC, é utilizado a placa de interface para adequação do sinal e enviados a entradas I/O do

controlador. A placa de interface também é utilizada para alimentar os *drivers* na tensão de 15 V através de uma fonte externa.

5.3.3 Medição das Grandezas Elétricas

Para o funcionamento do sistema de controle do VSC, é necessário a aquisição dos sinais de corrente do lado CA, tensões da rede elétrica e tensão no barramento CC. Foi determinado a escolha de sensores de efeito *hall* para medir tais grandezas elétricas.

Os sensores de tensão e de corrente são o LV-20P e o LA-55P, respectivamente, fabricados pela empresa LEM. Detalhes dos sensores são encontrados suas respectivas folhas de dados [73, 74].

O circuito de condicionamento de sinais desenvolvidos em [75], têm o objetivo de adequar os sinais de leitura dos sensores para as entradas analógicas do DSC. Este também inclui filtros passa-baixas para atenuar ruídos de altas frequências e atua como proteção contra sobrecorrente e sobretensão das grandezas monitoradas, enviando sinais proteção DSC estes atingem limites preestabelecido.

5.3.4 Programação do DSC para Estágio de Entrada

A lógica de programação do estágio de entrada segue o padrão semelhante ao apresentado para o estágio de saída. O fluxograma apresentado na Figura 75 ilustra de forma resumida a lógica do sistema de controle do estágio de saída.

5.4 VISÃO GERAL DO PROTÓTIPO

A maior parte do protótipo UFJF é montado em um *rack* de aço. Externamente a este encontra-se a carga *RL* do sistema, transformador de conexão e o disjuntor geral do sistema. Na Figura 76 é apresentado uma fotografia do *rack* onde o protótipo foi montando, em que a numeração indica os seguintes componentes:

1. Módulo SKS 200 B6CI 73V03;
2. Módulo PP200T120-ND;
3. Placa dos sensores de efeito *hall* do estágio de saída;
4. Indutor de filtro do lado CA do VSC;
5. Filtro do estágio de saída;
6. Transformador de entrada;
7. Banco de Capacitores.

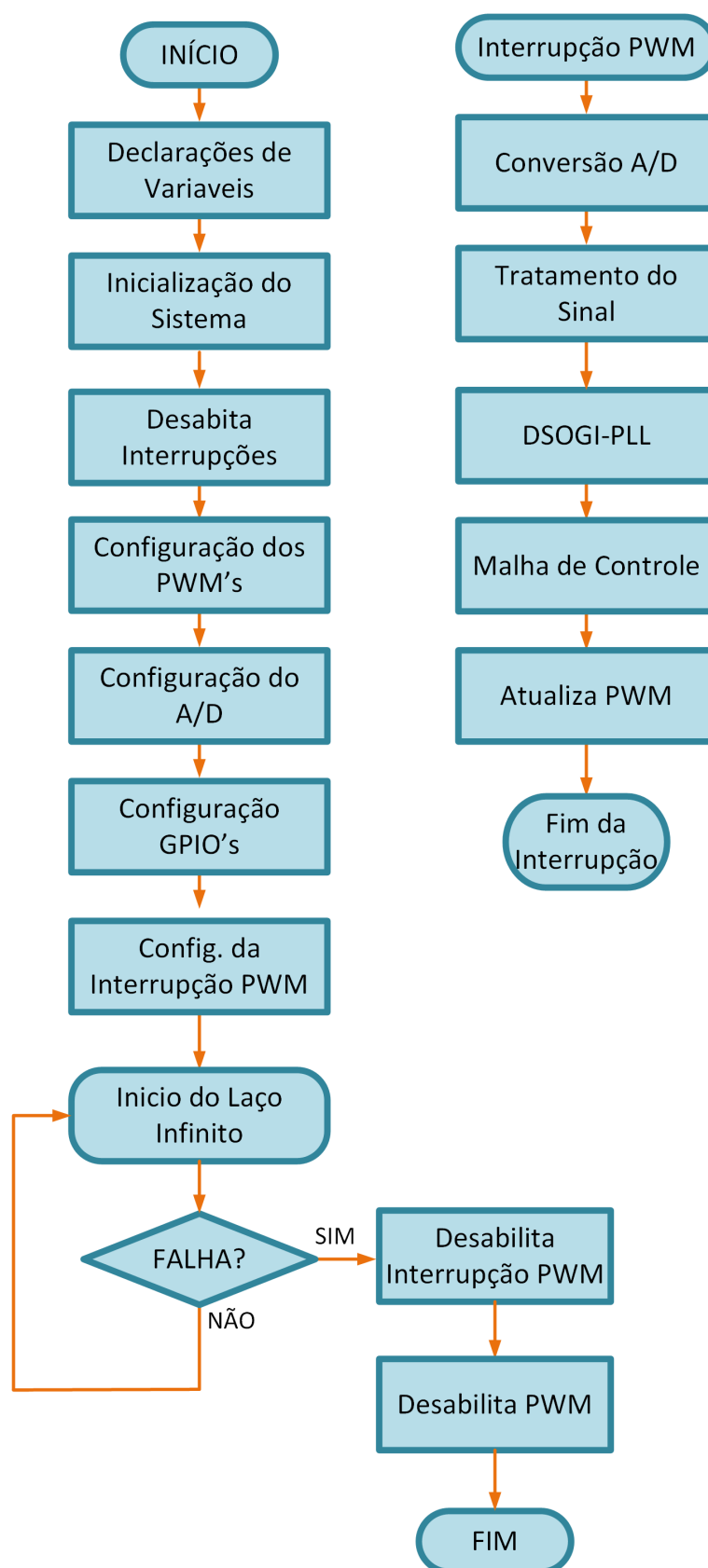


Figura 75 – Fluxograma do programa do DSC do estágio de entrada.

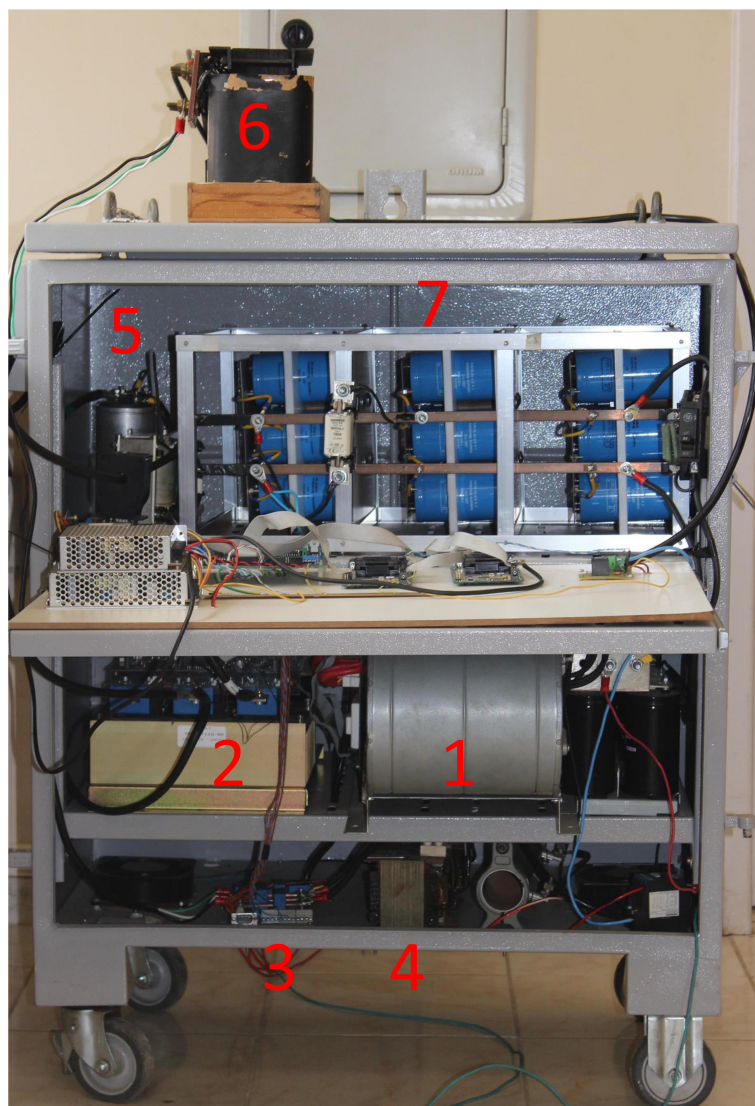


Figura 76 – Visão geral do protótipo.

Na Figura 77 é apresentado uma fotografia são indicados alguns dos componentes do sistema. São eles:

1. Fontes de uso geral;
2. Fonte linear dedicada a alimentação do DCCT;
3. Placa do DCCT e aquisição do sinal da corrente de saída;
4. Placa de aquisição de sinais do estágio de entrada;
5. DSC responsável pelo estágio de entrada;
6. DSC responsável pelo estágio de saída;
7. Placa de acionamento do sistema de proteção;

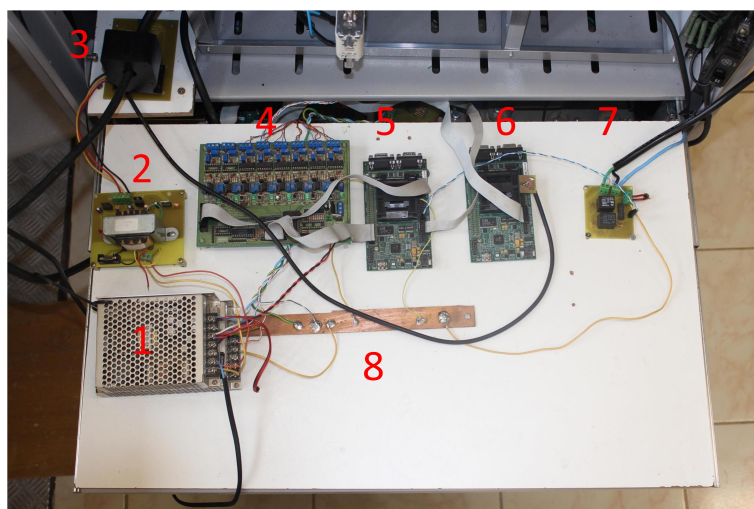


Figura 77 – Detalhe de alguns componentes do sistema.

8. Barra de referência de terra.

A placa de acionamento do sistema de proteção tem a função acionar disjuntores que desconecta o sistema da rede elétrica e descarrega o banco de capacitores, caso falhas de sobrecorrente e sobretensão sejam acusados pelos DSC.

Para simular o funcionamento elétrico dos eletroímãs a serem utilizados no Sirius, é utilizado um indutor em série com um arranjo resistivo. Este último é formado pela associação em paralelo de resistores de chuveiros elétricos, por este motivo, a parte resistiva da carga opera submersa em água.

A escolha dos módulos, e conseqüentemente, dos dispositivos IGBT foram realizados simplesmente por ser o que se encontrava disponível em laboratório, portanto, não foi realizado o dimensionamento dos mesmos. Assim sendo, o protótipo é sobre dimensionado no que se refere aos elementos semicondutores.

5.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO PROTÓTIPO UFJF

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos com a montagem experimental descrita anteriormente. Testes foram aplicados ao protótipo com objetivo de verificar o funcionamento do sistema, e os resultados foram obtidos com o auxílio dos seguintes equipamentos:

- Osciloscópio digital modelo DPO 3014 da *Tektronix*;
- Duas sondas de corrente modelo A622 da *Tektronix*;
- Sonda de corrente modelo A621 da *Tektronix*;
- Sonda diferencial de tensão modelo P5200A da *Tektronix*.

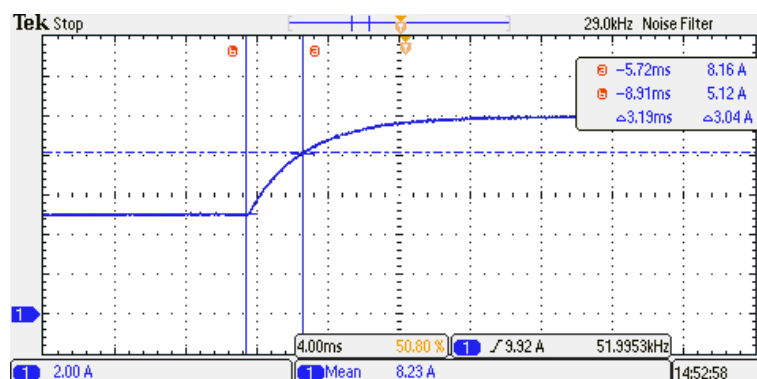


Figura 78 – Resposta ao degrau da corrente de saída.

- Analisador de Qualidade de Energia *Fluke 430* da *Fluke*.

Os resultados são apresentados de forma separada para cada estágio da fonte, embora, durante todo o experimento, a fonte trabalha com os estágios de entrada e saída funcionando simultaneamente.

5.5.1 Estágio de Saída

Os testes aplicados ao estágio de saída tem o objetivo de analisar o desempenho do sistema de controle projetado, nas seguintes situações.

- Resposta da corrente de saída a um degrau aplicado a referência utilizando o compensador PI;
- Resposta da corrente de saída frente a uma referência com componente senoidal utilizando o compensador PI;
- Resposta da corrente de saída frente a uma referência com componente senoidal utilizando o compensador PIR.

Com o sistema operando em condição de regime permanente, com $V_{CC} = 90 V$ e $i_o = 5 A$, é aplicado um degrau na referência de corrente alterando-a de $5 A$ para $10 A$. Considerando que o sistema opera com o compensador PI projetado na subseção 2.4.1, a corrente de saída deve responder com constante de tempo de $3,18 ms$ e apresentar comportamento de primeira ordem. Assim, como o degrau aplicado à referência é de $5 A$, espera-se que a corrente de saída atinja o valor de (63,2 % do degrau) $8,16 A$ no intervalo de tempo de $3,18 ms$ e estabilizando sem oscilações em $10 A$. Na Figura 78 é apresentado a resposta da corrente de saída, em que se constata o comportamento transitório próximo ao esperado.

Como concluído na seção 2.4, compensadores PI ao seguir referências com componentes senoidais apresentam erros de fase e amplitude. Assim, espera-se que ao utilizar o

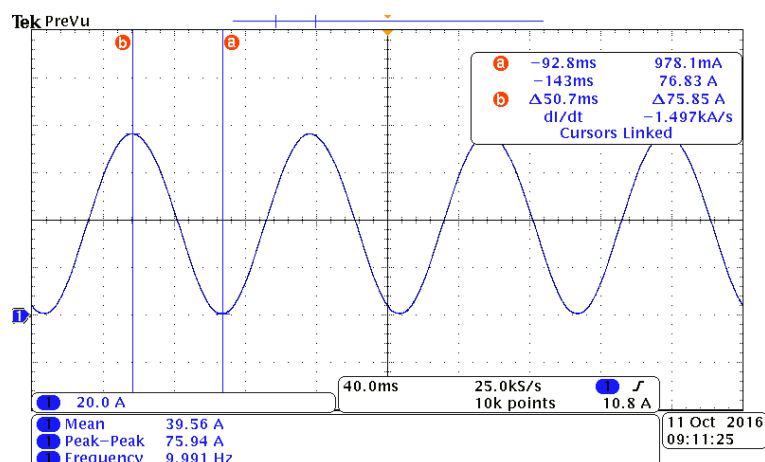


Figura 79 – Resposta a uma referência com componentes CA utilizando o compensador PI obtidos pelo osciloscópio.

controle PIR o erro entre a referência e a corrente de saída seja menor quando comparado ao controle PI. Como descrito na subseção 5.2.3, não é o objetivo desta dissertação atingir o limite especificado de erro necessário na operação do Sirius.

A referência aplicada ao sistema apresenta $I_{cc} = 40 A$ e $I_{ca} = 40 A$ com frequência de $10 Hz$. Devido a incerteza das medições obtidas pela sonda de corrente, também serão apresentados os dados adquiridos através da conversão A/D do DSC. Nas Figura 79 e 80 são apresentadas, respectivamente, as repostas obtida pelo osciloscópio e pelo DSC (diferentes escalas de tempo). Na Figura 80, no segundo gráfico é apresentado o elevado erro na corrente sintetizada.

Para melhorar o resultado obtido pode-se aumentar os ganhos proporcional e integral do compensador PI. Dessa maneira, o controle fica mais rápido, porém mas sensível a perturbações em alta frequência. Logo, a solução mais adequada é utilizar o controle PIR.

Nas Figuras 79 e 80 são apresentadas, respectivamente, as repostas obtidas no osciloscópio e no monitoramento do DSC utilizando o controle PIR. Pelo resultado obtido com osciloscópio, observar-se pouca diferença em relação ao resultado obtido com o controle PI. No entanto, nos resultados obtidos pela monitoração do DSC, observou-se uma considerável melhora na resposta do sistema, em que o valor máximo de erro obtido não ultrapassa $0,5 A$, ou seja, mais de 10 vezes inferior ao erro obtido pelo compensador PI.

5.5.2 Estágio de Entrada

Os resultados dos experimentos apresentados nesta subseção buscam comprovar a melhora da qualidade da energia elétrica com a rejeição de distúrbios presente na malha

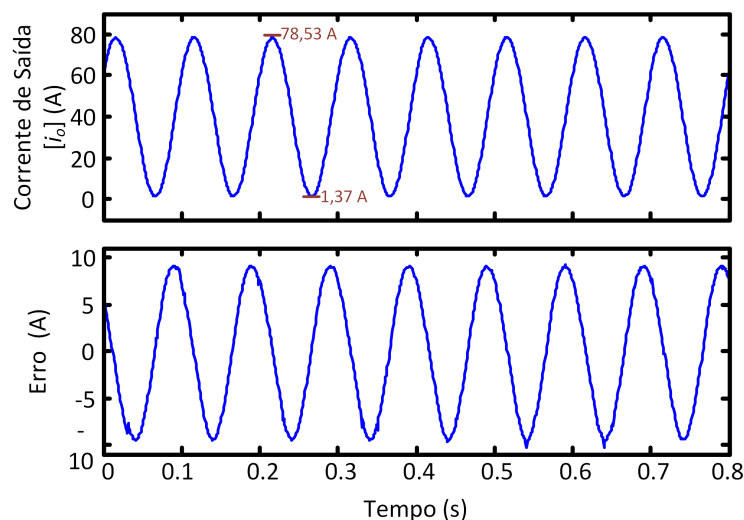


Figura 80 – Resposta a uma referência com componentes CA utilizando o compensador PI obtidos pelo DSC.

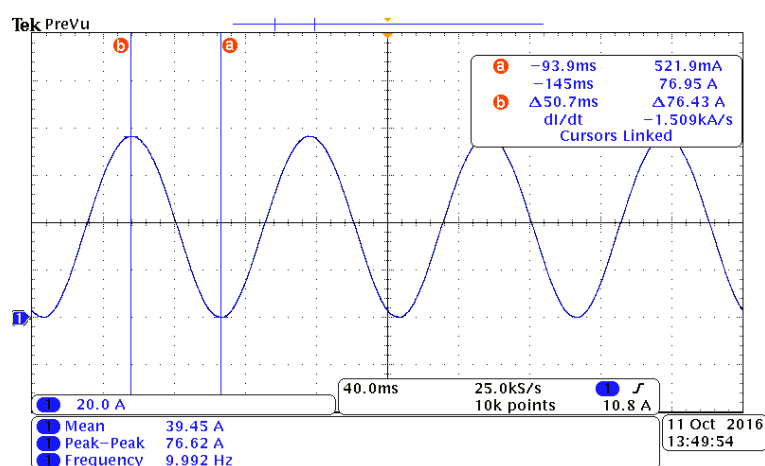


Figura 81 – Resposta a uma referência com componentes CA utilizando o compensador PIR obtidos pelo osciloscópio.

de medição do controle de tensão. Foram efetuadas comparações do sistema de controle do VSC:

- i. Incluindo a rejeição de distúrbios no ramo de medição da malha de tensão;
- ii. Sem a utilização dos filtros Notch.

A partir do procedimento apresentado serão avaliados diversos aspectos do estágio de saída, como o comportamento do barramento CC, rejeição aos distúrbios de baixa frequência e questões relacionadas a qualidade de energia.

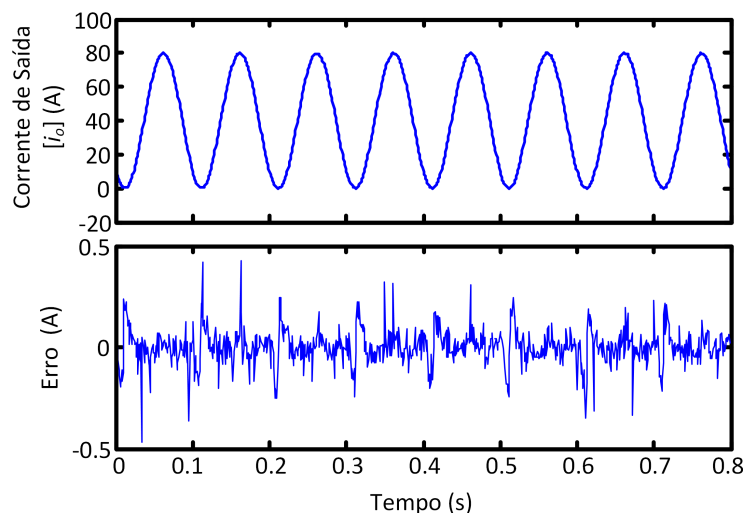


Figura 82 – Resposta a uma referência com componentes CA utilizando o compensador PIR obtidos pelo DSC.

Antes de iniciar a síntese de corrente com componente CA na saída da fonte, são realizados dois procedimentos: energização do barramento CC e a energização da carga.

Devido a elevada capacitância do banco de capacitores, o barramento CC é energizado através de uma referência com crescimento em rampa. Teoricamente, a tensão mínima no barramento CC do conversor é igual ao valor de pico da tensão de linha do lado CA do VSC [51]. Portanto, como a tensão de linha na entrada do VSC é de 47 V , a referência de tensão inicia-se em $66,47\text{ V}$ e estabiliza em 90 V no intervalo de 10 s . A elevação em rampa é realizada para que não ocorra variações bruscas no barramento CC, isto é, evitar elevadas correntes durante a energização do sistema.

Na Figura 83 é mostrada a resposta da energização do barramento CC. O resultado é obtido com o sistema de controle completo, em que se observa a ocorrência de pequenas oscilações na tensão da CC no início do processo de energização. Tal oscilação pode ser justificada pela resposta a uma pequena variação em degrau da tensão (subseção 4.5.2). Não é apresentado a resposta sem a ação dos filtros notch, pois não ocorre diferença perceptível na forma de onda.

Vale acrescentar que a energização do barramento CC até a tensão $66,47\text{ V}$ é realizada sem nenhuma ação de controle. Para evitar altas correntes, utiliza-se uma associação resistiva em série com banco de capacitores. Quando a tensão está próximo da estabilização a associação resistiva é retirada do sistema, evitando assim correntes elevadas durante o processo inicial de energização do banco de capacitores.

A carga indutiva conectada a fonte, é energizada inicialmente por uma referência em rampa, em que, a referência de corrente é elevada até atingir o valor I_{cc} . Na Figura 84 é apresentado a energização do barramento CC, em que se observa o crescimento gradual

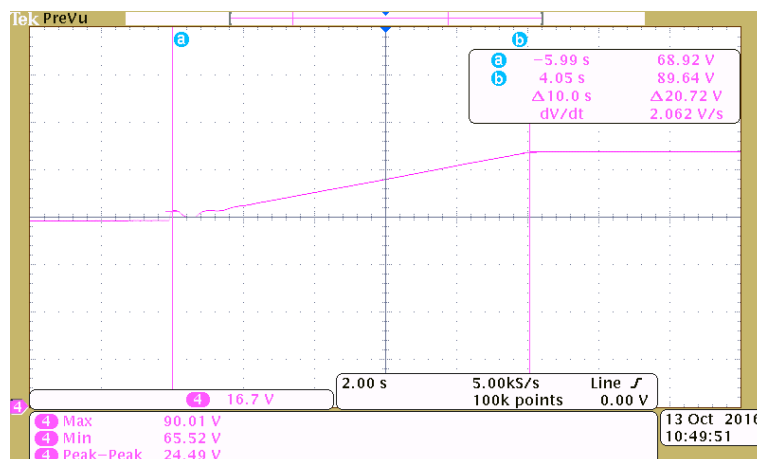


Figura 83 – Resposta da tensão CC frente a uma energização com rampa com o sistema de controle completo.

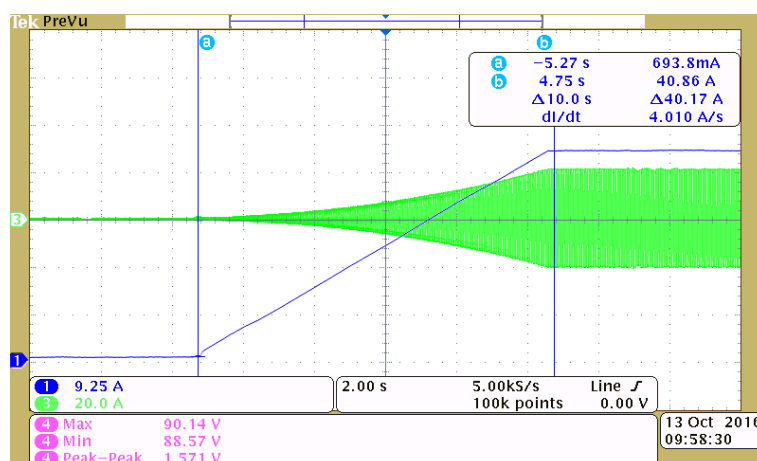


Figura 84 – Energização do estágio de saída: corrente de saída (curva azul) e corrente de entrada em uma das fases (curva em verde).

da corrente de saída e de uma das fases da corrente do retificador controlado. Não é apresentado a resposta sem a ação dos filtros *notch* por não terem diferenças apreciáveis na forma de onda.

Os experimentos de maior interesse são para a fonte operando sob condição de regime permanente.

Durante os primeiros ciclos da corrente de saída, os distúrbios não são completamente atenuados pelo estágio de entrada. Isto ocorre devido a dinâmica dos filtros *notch*, os quais demoram alguns instantes para se estabilizar. Na Figura 85 são apresentadas as correntes de linha do lado CA e a tensão do barramento CC do VSC no instante que inicia a ondulação da corrente no estágio de saída. O sistema demora aproximadamente oito ciclos de (0,8 s) para estabilizar e rejeitar adequadamente os distúrbios de baixa frequência.

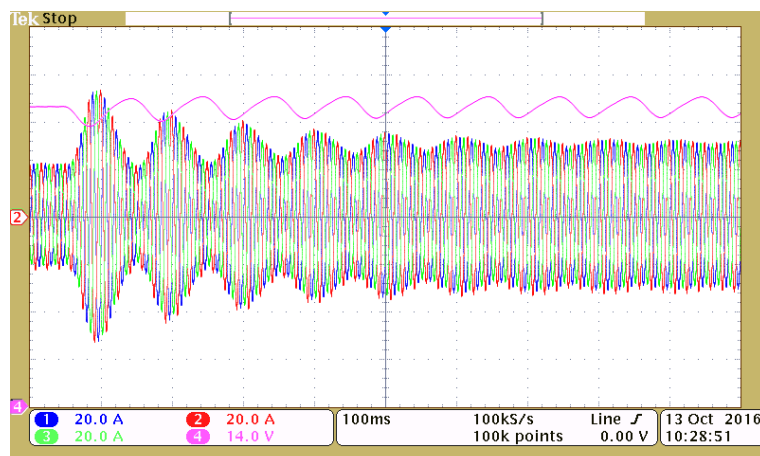


Figura 85 – Dinâmica das três correntes do lado CA (curvas inferiores) e da tensão no barramento CC (curva superior) no instante que se inicia a ciclagem de corrente pelo estágio de saída.

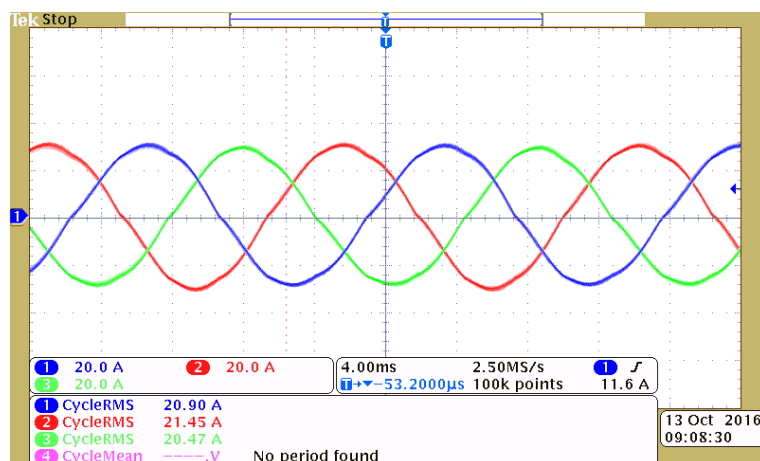


Figura 86 – Correntes trifásicas do VSC para operação em regime permanente.

Nas Figuras 86 e 87 são mostrados os comportamentos das correntes trifásicas no retificador controlado e a tensão no barramento CC do VSC após a estabilização do sistema. É possível observar uma rejeição aos distúrbios de baixa frequência adequada. Em relação ao barramento CC este apresenta significativa ondulação em torno do valor médio. Isto ocorre pois, o banco de capacitores deve acomodar os distúrbios de baixa frequência.

O retificador controlado sem a ação dos filtros *notch* não apresenta resultados satisfatórios, como pode ser observado na Figura 88. Com efeito, a rejeição aos distúrbios de baixa frequência, não é adequada utilizando somente o controlador projetado. O comportamento da tensão no barramento CC também é oscilatório em torno do seu valor médio, porém não alcança amplitude e a fase necessária para acomodar as componentes de baixa frequência.

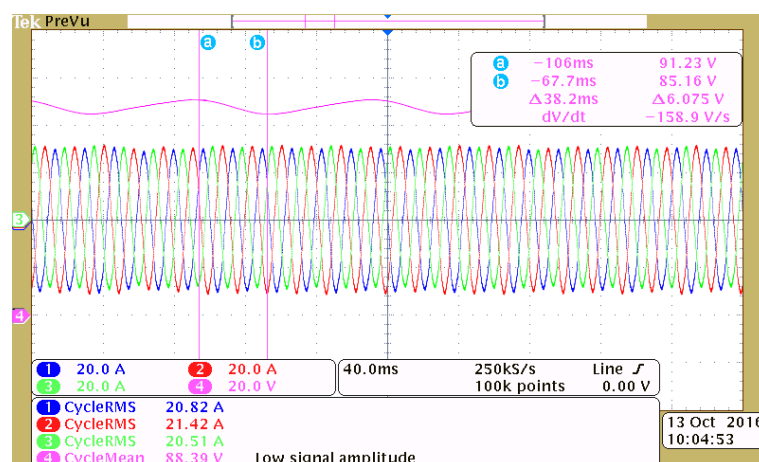


Figura 87 – Correntes trifásicas (curvas inferiores) e tensão CC (curva superior) do VSC operando em regime permanente e com filtros *notch* em maior escala de tempo.

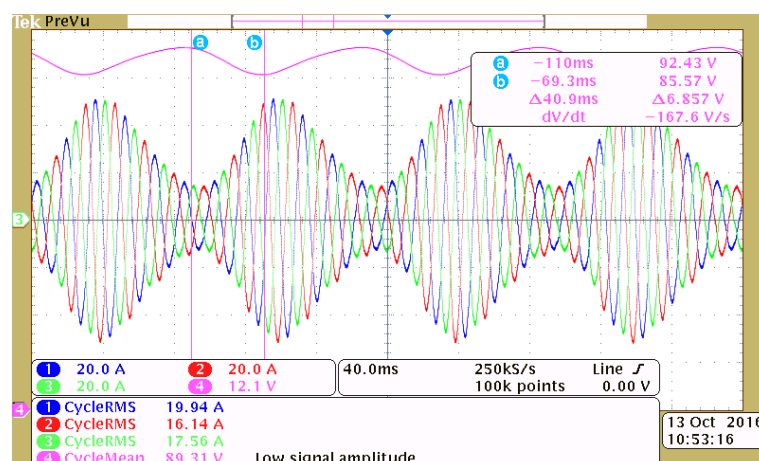


Figura 88 – Correntes trifásicas (curvas inferiores) e tensão (curva superior) CC do VSC para operação em regime permanente, resultado sem a ação dos filtros *notch*.

A atenuação dos distúrbios de baixa frequência devido a ação dos filtros *notch*, também pode ser comprovado pela análise da Figura 89. Nesta é apresentada a FFT da corrente em uma das fases da fonte para a situação do sistema com e sem os filtros *notch*. O resultado é obtido através dos dados fornecidos pelo osciloscópio, em que a FFT é calculado utilizando o *software Matlab*. Através deste resultado, observa-se que as componentes nas frequências inter-harmônicas e sub-harmônicas são consideravelmente inferiores ao utilizar os filtros *notch*. A FFT apresentada, se restringe as componentes próximas a fundamental, onde estão localizadas as componentes de interesse.

Outros aspectos importantes da fonte é o THD da forma de onda da corrente e o fator de potência do protótipo. O objetivo de propor a utilização do retificador trifásico controlado é melhorar o fator de potência. Para alcançar fator de potência unitário, a defasagem entre as correntes e as tensões de fase precisam ser nulas. Isto é obtido fazendo

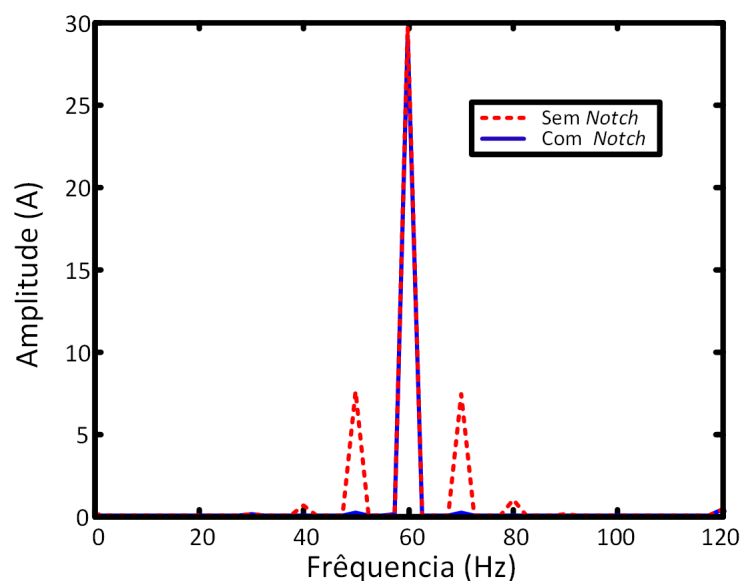


Figura 89 – FFT da corrente de uma das fases do VSC.

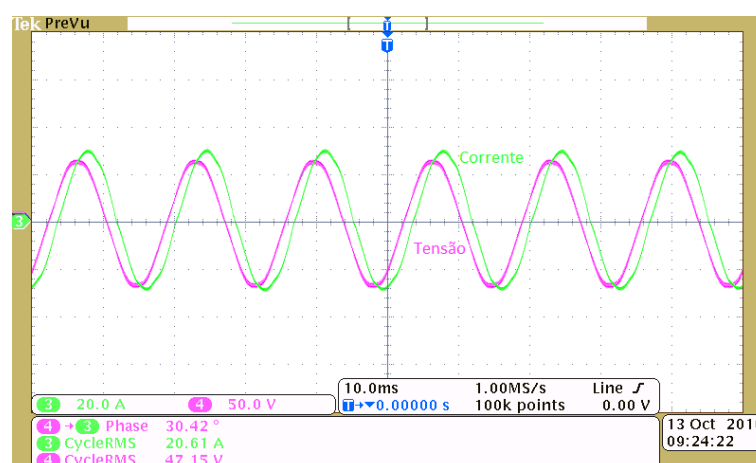


Figura 90 – Corrente de fase e tensão de linha no lado CA do VSC.

a referência da corrente do eixo em quadratura igual a zero.

Como o VSC é conectado a rede elétrica através de um transformador $\Delta - \Delta$, não é possível visualizar a tensão de fase do sistema. Por este motivo, na Figura 90 é apresentado uma das corrente do lado CA do VSC e a sua respectiva tensão de linha. Para obter o fator de potência próximo a unidade, a defasagem entre a corrente de fase e a tensão de linha deve ser de 30° , próximo do obtido experimentalmente.

A IEEE-519 [76] é uma recomendação sobre boas práticas de injeção de conteúdo harmônicos no sistema elétrico de potência. Estabelece limites de injeção de correntes harmônicas de uma instalação elétrica no sistema de potência. As componentes harmônicas geradas pelo protótipo são comparadas com os limites estabelecidos pela IEEE-519 para

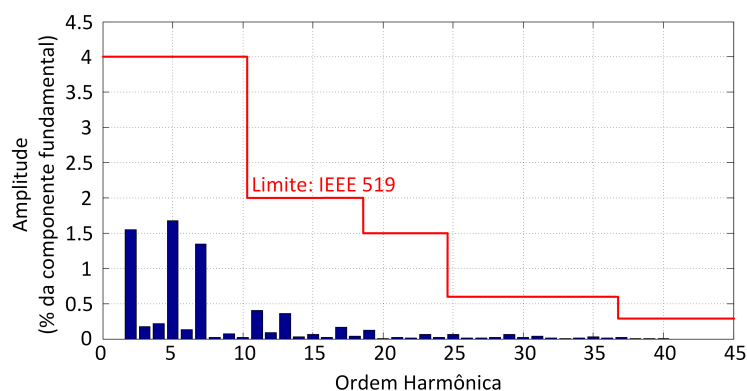


Figura 91 – Espectro de frequência das componentes harmônicas da corrente de linha do laço CA do VSC.

instalações elétricas com tensão de entrada até 69 kV para a pior situação. Ainda de acordo com a IEEE-519, o limite para THD não deve ser superior a 5%. Na Figura 91 é apresentado o conteúdo harmônico gerado pelas correntes do protótipo, em que a linha em vermelho indica os limites estabelecidos pela norma para as harmônicas ímpares, em que o valor do THD indicado pelo osciloscópio é de 2,73%, abaixo da recomendação. As harmônicas pares, são limitadas pela norma como sendo 25% das ímpares, assim verifica-se que as correntes apresentam uma segunda harmônica superior ao limite recomendado.

Sabendo que o fator de potência é dado por [77]:

$$fp = \frac{\cos(\Phi)}{\sqrt{1 + THD^2}}, \quad (5.4)$$

em que Φ é a defasagem entre a tensão e a corrente de fase da componente fundamental. Logo, o fator de potência alcançado pelo sistema é:

$$fp = \frac{\cos(0,69)}{\sqrt{1 + (0,0273)^2}} = 0,9996. \quad (5.5)$$

Para confirmar o resultado, utiliza-se o analisador de qualidade de energia (*Fluke 430*) para verificar o fator de potência do sistema. O resultado é apresentado na Figura 92, que confirma o fator de potência unitário

Na Figura 93 é apresentado o resultado obtido pelo analisador de qualidade de energia com a malha de controle sem os filtros *notch*. O resultado obtido apresenta fator de potência de 0,92. Assim, as componentes nas frequências inter-harmônicas e sub-harmônicas reduzem consideravelmente o fator de potência da fonte, fazendo a mesma operar no limite da legislação brasileira para fator de potência [26].

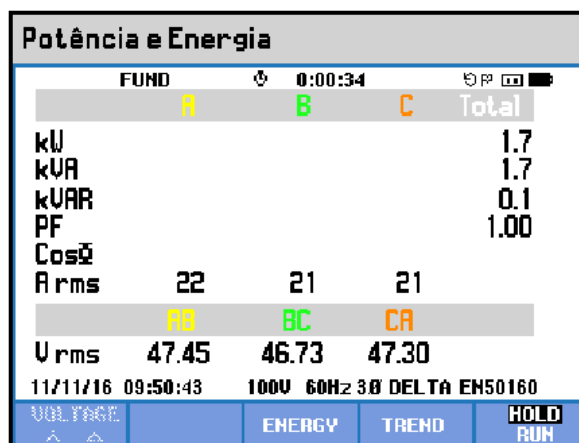


Figura 92 – Resultado do fator de potencia através do *Fluke 430*.

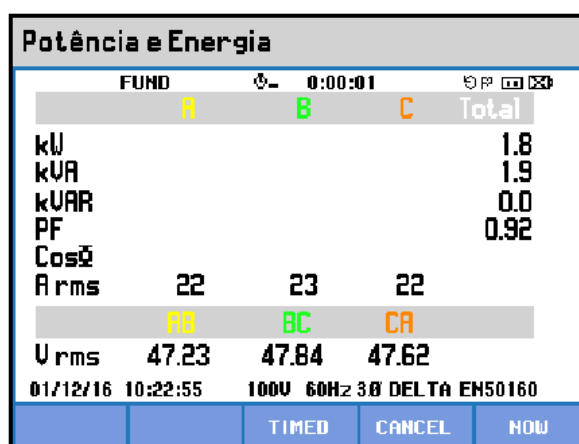


Figura 93 – Resultado do fator de potencia através do *Fluke 430* para o sistema sem os filtros *notch*.

5.6 Conclusões Parciais

Neste capítulo foi abordado a montagem experimental do sistema, englobando desde a implementação digital dos controladores até a estrutura física do protótipo e os resultados experimentais.

Em relação do estágio de saída, foi constatado que mesmo não alcançando o erro mínimo admissível para a operação do Sirius, a resposta do sistema de controle está de acordo com os conceitos discutidos no capítulo 2, em que se observou que o controle PIR obtêm resultado mais preciso quando comparado com o controle PI.

Já em relação ao estágio de entrada, observa-se um bom desempenho do VSC aplicando a rejeição dos distúrbios de baixa frequência no controle da tensão do barramento CC. Comparando os resultados obtidos com o sistema de controle com e sem os filtros

notch, há uma significativa atenuação das componentes sub-harmônicas e inter-harmônicas. Em relação aos distúrbios harmônicos é constatado que nas duas situações testadas o valor do THD fica dentro do limite especificado. Em relação as componentes harmônicas para o caso do sistema operando com a malha de controle completa, todas as componentes ímpares estão dentro do limite estabelecido pela IEEE-519, porém a segunda harmônica está além do limite recomendado. As causas para a geração da segunda harmônica ainda serão avaliados.

No que se refere ao fator de potência da fonte, o sistema com rejeição de distúrbios de baixa frequência apresenta bom desempenho, com fator de potência próximo a unidade. Já para a condição de controle sem os filtros *notch*, há uma considerável queda no fator de potência.

6 CONCLUSÕES FINAIS

A principal contribuição deste trabalho é o aprimoramento do desempenho de uma fonte de corrente, projetada para alimentar cargas magnéticas do novo acelerador de partículas brasileiro em construção, o Sirius.

O trabalho foi organizado em três partes fundamentais:

- Projeto do controle do estágio e saída;
- Projeto do controle do estágio de entrada para o protótipo LNLS;
- Alteração da topologia do estágio de entrada para uma estrutura de retificação trifásica controlada.

A topologia em ponte completa, foi a estrutura adotada para estágio de saída. Para o desenvolvimento das malhas de controle do sistema, inicialmente foi realizado o estudo sobre a estratégia de comutação adotada para acionar os interruptores do conversor de ponte completa. Nesta análise, se mostrou clara a vantagem do acionamento unipolar, pois os harmônicos de alta frequência gerados possuem o dobro da frequência de comutação. Este tipo de modulação permite diminuir o dimensionamento os componentes passivos do filtro do estágio de saída.

No que se refere a modelagem matemática dos conversores, tanto para estágio de saída quanto para o de entrada foi utilizado a metodologia clássica de espaços de estados e a linearização por pequenas perturbações. Os resultados obtidos, mostraram que esta técnica permite uma boa precisão para pequenas perturbações em torno do ponto de operação, obtendo assim modelos suficientemente precisos para o projeto os controladores.

Ainda referente ao estágio de saída, a adoção do controle PIR possibilitou, teoricamente, obter a precisão necessária para a fonte o *booster*. No entanto, os resultados experimentais não atingiram a precisão da fonte, que é de *100 ppm*. Pode-se justificar este fato devido a presença de ruídos e a precisão da conversão A/D que não é suficiente. Entretanto, os resultados verificados experimentalmente permitem observar o melhor desempenho do controle PIR para seguir referências com característica senoidais e com a presença de componentes CC. Os resultados de controle PI apresentaram erros consideravelmente superiores.

Devido a ordem elevada do estágio de entrada do protótipo LNLS, houveram dificuldades no processo do projeto dos controladores. Assim, foi necessário a utilização de ferramentas computacionais no ajuste dos controle. Após o uso do método do fator *k*, foi avaliado o comportamento dinâmico do sistema para diferentes margens de fase e o melhor resultado obtido foi otimizado pelo *Matlab/Sisotool* em que finalmente chegou a uma malha de controle com resultados satisfatórios no que se refere a regulação da tensão do barramento CC.

O maior desafio encontrado neste trabalho, foi a rejeição dos distúrbios devido a ondulação de baixa frequência provenientes da síntese de corrente pelo estágio de saída. A propagação desta ondulação na corrente de entrada não é desejável, pois resultam em correntes com frequências sub-harmônicas e inter-harmônicas. Estes distúrbios podem provocar flutuações de tensão e levar a ocorrência da cintilação luminosa. E ainda, podem afetar o funcionamento de outras fontes do acelerador, causando instabilidade nos feixe de luz síncrotron. A solução encontrada para atenuar as componentes de baixa frequência, foi a simples adição e filtros *notch* no ramo de medição da malha externa e tensão.

O protótipo LNS apresentou um bom desempenho no estágio de entrada, em que foi possível manter o fator de potência dentro do limite estabelecido pelo módulo oito do PRODIST, boa regulação do barramento CC, e como já mencionado uma boa rejeição aos distúrbios de baixa frequência. A utilização de uma estrutura que atue diretamente na retificação possibilita alcançar fator de potência próximo a unidade. Neste cenário, este trabalho propôs a utilização VSC trifásico para substituir o conversor abaixador no estágio de entrada.

Para desenvolver o controle do VSC foi realizada a sua modelagem através da transformação do sistema de coordenadas trifásicos para um sistema síncrono *dq*. Esta transformação, conhecida com transformada *Park*, permite a utilização de controladores do PI para compensar a malha interna de corrente, sem erros de fase e amplitude. Isto somente é possível, pois transformada síncrona resulta em um sistema em que as variáveis a serem controladas apresentam características estáticas. Já o modelo do barramento CC é realizado através da análise do fluxo de potência no VSC, resultando em um modelo da tensão no barramento ao quadrado em função da potência ativa que flui pelo conversor. Embora o modelo seja de fase não-mínima, a adoção do compensador do tipo avanço de fase e a malha dupla de controle permitiram regular adequadamente a tensão no barramento CC, a despeito do zero no semiplano direito.

No entanto, para a utilização das transformada *Park* é necessário a utilização de um circuito de sincronismo para rastrear o ângulo de fase da rede elétrica. Optou-se por utilizar a estrutura *DSOGI-PLL* por ser capaz de extrair as componentes de sequências positiva, tornando-o robusto a desequilíbrios e tensão na rede elétrica.

Finalmente, os resultados experimentais obtidos no protótipo UFJF demonstraram a importância dos filtros *notch* na atenuação os distúrbios de baixa frequência. Ao remover a ação dos filtros *notch* fica evidente o desempenho inferior para atenuar os distúrbios de baixa frequência.

A substituição da topologia do estágio de entrada por um retificador trifásico controlado permite utilizar tensões mais baixas na entrada da fonte, dada a característica elevadora de tensão da topologia e reduzir significativamente as componentes harmônicas da corrente de entrada.

Outro aspecto a ser considerando quanto a utilização do VSC para compensar o fator de potência da rede elétrica. Esta característica pode ser benéfica do ponto de vista financeiro, visto que existe a possibilidade de reduzir os gastos com bancos capacitivos (para compensação do fator de potência) e evitar a cobrança de fator de potência abaixo dos níveis estabelecidos pelas normas brasileiras. No entanto, estudos direcionados a esta aplicação precisam ser aprimorados para utilizar a fonte também para esta finalidade.

6.1 Trabalhos Futuros

Como trabalhos futuros, são destacados:

- Submissão de artigos científicos dos temas tratados;
- Atenuar as componentes de segunda harmônicas das correntes trifásicas;
- A utilização da fonte de potência com o retificador trifásico controlado o estágio de entrada para compensar o fator e potência da rede elétrica;
- Verificação experimental do VSC em protótipo e maior potência;
- Adequação do sistema para alcançar o erro máximo de 100 ppm;
- Substituição da topologia do estágio de saída para uma topologia multinível.

REFERÊNCIAS

- [1] SESAME: About us. What is a synchrotron light source? Disponível em: <<http://www.sesame.org.jo/sesame/about-sr/what-is-a-synchrotron-light-source.html>>. Acesso em: 11 mai. 2016.
- [2] LNLS: About us. How synchrotron works. Disponível em: <<http://lnls.cnpem.br/about-us/how-synchrotron-work>>. Acesso em: 11 mai. 2016.
- [3] RODRIGUES, A. R. D.; FARIAS, R. H. A.; FERREIRA, M. J.; FRAGUAS, G.; FRANCO, G. S.; JAHNEL, L. C.; LIN, L.; LIRA, A. C.; NEUENSCHWANDER, R. T.; PARDINE, C.; RAFAEL, F.; ROSA, A.; SCORZATO, C.; SILVA, C. E. T. G.; SILVA, A. R.; TAVARES, P. F.; WISNIVESKY, D.; CRAIEVICH A. F.; LNLS Commissioning And Operation, In: EUROPEAN PARTICLE ACCELERATOR CONFERENCE, pp. 664-666, 1996.
- [4] LNLS: Projeto Sirius. Disponível em: <<http://lnls.cnpem.br/sirius/?la=br>>. Acesso em: 11 mai. 2016.
- [5] VITOI, L. A.; *Modelagem de uma Fonte de Corrente*. 2015. 54 f. Trabalho de conclusão de curso - Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2015.
- [6] H-J. Eckoldt,; *Different power supplies for different machines*, DESY, Hamburg, Germany. Disponível em: <<https://cds.cern.ch/record/987563/files/p385.pdf>>. Acesso em: 17 mai. 2016.
- [7] RODRIGUES, C., LIMEIRA, B. E.; *2-Hz Ramping Mode Magnet Power Supply for Particle Accelerators*, In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 13. 2015.
- [8] MARKS, N., POOLE, D. E.; The Choice of Power Converter Systems for a 3 GeV Booster Synchrotron, In: EUROPEAN PARTICLE ACCELERATOR CONFERENCE, 4., 1996, Barcelona.
- [9] LI, R., LI, D. M., CHEN, T. J., LU, S. L., WANG, D. X.; Ramping Power Supplies for the SSRF Booster, In: EUROPEAN PARTICLE ACCELERATOR CONFERENCE, 11., 2008, Genoa.
- [10] DOBBING, J. A., ABRAHAM, C. A., RUSHTON, R. J., CAGNOLATI, F., FACCHINI, G., PRETELLI, M., ROSSI, C., Diamond Booster Magnet Power Converters, In: EUROPEAN PARTICLE ACCELERATOR CONFERENCE, 10., 2006, Londres.
- [11] SOUZA, T. P.; *Método de Avaliação de Contribuição de Harmônicos por Correlação e Análise Fasorial*, Dissertação de Mestrado - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2011.
- [12] GROSS, P., BOBAULT, S., LOULERGUE, A.; The 3Hz Power Supplies of The Soleil Booster, In: EUROPEAN PARTICLE ACCELERATOR CONFERENCE, 10., 2006, Londres.

- [13] BÜRKMANN, K., SCHINDHELM, G., SCHNEEGANS, T.; Performance of the White Circuits of the BESSY II Booster Synchrotron, In: EUROPEAN PARTICLE ACCELERATOR CONFERENCE, 6., 1998, Stockholm.
- [14] CHEN, C. S., WANG, C. J., HU, K. H., LEE, S. H., UENG, T. S., HSU, K. T., LIN, K. K.; Performance of the New White Circuit in Upgrade 1.5 GeV Booster Synchrotron, In: EUROPEAN PARTICLE ACCELERATOR CONFERENCE, 7., 2000, Viena.
- [15] JENNI, F., BOKSBERGER, H., IRMINGER, G.; DC-Link Control for a 1MVA-3Hz Single Phase Power Supply, In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 30., 1999, Charleston. p. 1172-1176.
- [16] IRMINGER, G., HORVAT, M., JENNI, F., BOKSBERGER, H. U.; A 3 Hz, $1MW_{peak}$ Bending Magnet Power Supply for the Swiss Light Source (SLS), In: *EP²*, 1998, Grenoble.
- [17] LIRA, A. C., SILVA, A. R., OLIVEIRA, L. H., MONTEIRO, G.; Power Supplies for the LNLS 500-MEV Booster Synchrotron, In: PARTICLE ACCELERATOR CONFERENCE, 5., 2001, Chicago. p. 3002-3005.
- [18] POMILIO, J. A., WISNIVESKEY, D., LIRA, A. C.; A Novel Topology for the Bending Magnets Power Supply at LNLS, In: *IEEE Transactions on Nuclear Science*. v.39, p. 1506-1511. Out., 1992.
- [19] WANG, B. S., CHIEN, Y. C., WONG, Y. S., LI, Y. D., LIU, C. Y., LIU, K. B.; A Digital Regulation Controller Prototype for the TPS Booster Power Supplies, In: INTERNATIONAL PARTICLE ACCELERATOR CONFERENCE, 7., 2016, Busan.
- [20] PONT, M., PETROCELLI, D., ALLOZA, D., YÉPEZ, D., TEIXIDÓ, M., GROSS, G., CAMELL, R.; Power Converters for Alba Booster, In: INTERNATIONAL PARTICLE ACCELERATOR CONFERENCE, 1., 2010, Kyoto.
- [21] LONG, F., LIU, Y., QI, X., HOU, Z.; *Conceptual Design the HEPS Power Supply System*, In: INTERNATIONAL PARTICLE ACCELERATOR CONFERENCE, 7., 2016, Busan.
- [22] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. IEEE 100: IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms. Nova York, 2000.
- [23] ARRILLAGA, J., WATSON, N. R.; *Power System Harmonics*. 2nd. ed. John Wiley & Sons Ltd, 2003, ISBN 0-470-85129-5.
- [24] SCHULZ, D., HANITSCH, R., KOMPA, T., SAMOUR, A.; Comparative Power Quality Investigations of Variable Speed Wind Energy Converters with Doubly-fed Inductio and Synchronous Generator, In: POWER QUALITY CONFERENCE, 2002, Nuremberg. p. 39-44.
- [25] POMILIO, J. A.; *Normas Relativas à Corrente de Linha: Harmônicas de Baixa Frequência e Interferência Eletromagnética Conduzida*, Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/antenor/pdffiles/pfp/Cap1.pdf>>. Acesso em: 03 de Jun. 2016.
- [26] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional, Módulo 8.

- [27] AXELBERG, P. G. V, BOLLEN, M. H. J., GU, I. Y; Trace a Flicker Sources by Using the Quantity of Flicker Power, In: IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY. 23., 2008. p. 465-471.
- [28] POMILIO, J. A., DECKMANN, S. M.; Flicker Proceed by Harmonics Modulation, In: IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY. 18., 2003. p. 387-392.
- [29] DECKMANN, S. M., POMILIO, J. A.; *Avaliação da Qualidade de Energia: Flutuações de tensão e o efeito da cintilação luminosa*, Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/antenor/pdf/qualidade/a4.pdf>>. Acesso em: 03 de Jun. 2016.
- [30] KAHLE, K.; *Power Converters and Power Quality*, CERN, Geneva, Switzerland, Disponível em: <<http://cds.cern.ch/record/2038611/files/57-82-Kahle.pdf>>. Acesso em: 03 de Jun. 2016.
- [31] JUNIOR, J. R. M.; Uma Contribuição à Análise das Componentes Inter-Harmônicas e seus Efeitos nos Indicadores de Flutuação de Tensão. 2009. 201f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, Dez. 2009.
- [32] KÜNZI, R.; *Passive Power Filters*, CERN, Baden, Switzerland, Disponível em: <<https://cds.cern.ch/record/2038629/files/265-289-Kunzi.pdf>>. Acesso em: 05 de Jul. 2016.
- [33] MIDDLEBROOK, R. D., CUK, S.; *A GENERAL UNIFIED APPROACH TO MODELLING SWITCHING-CONVERTER POWER STAGES*, In: *IEEE Power Electronics Specialistes Conference*, 1976.
- [34] MOHAN, N., UNDELAND, T., ROBBINS, W. P.; *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. 3rd. John Wiley & Sons Inc., 2003.
- [35] BARATER, D., BUTICCHI, G., CRINTO, A. S., FRANCESCHINI, G., LORENZANI, E.; *Unipolar PWM Strategy for Transformerless PV Grid-Connected Converters*, In: *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION*, 2012.
- [36] ZAMMIT, D., STAINES, C. S., APAP, M.; *Comparison between PI and PR Current Controllers in Grid Connected PV Inverters*, In: *INTERNATIONAL JOURNAL OF ELECTRICAL, COMPUTER, ENERGETIC, ELECTRONIC AND COMMUNICATION ENGINEERING*, 2014.
- [37] ZMOOD, D. N., HOLMES, D. G.; *Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters With Zero Steady-State Error*, In: *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, 2003.
- [38] GOODWIN, G. C., GRAEBE, S. F., SALGADO, M. E.; *Control System Design*. Nova Jersey: Prentice Hall, 2001. 908 p.
- [39] RIDLEY, R. B., CHO, B. H., LEE, F. C. Y.; Analysis and Interpretation of Loop Gains of Multiloop-Controlled Switching Regulators. *IEEE Transaction on Power Electronics*, v.3, p.489-498, 1988.
- [40] FERREIRA, A. A.; Sistema Supervisório de Gestão de Múltiplas Fontes de Suprimento Para Aplicações em Veículos Elétricas. 2007. 219f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de Campinas, Campinas, Fev. 2007.

- [41] POMILIO, J. A., Fontes Chaveadas: Projeto de Sistemas de Controle Linear para Fontes Chaveadas. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/antenor/pdffiles/CAP10.pdf>>. Acesso em: 27 de set. 2016.
- [42] BUSO, S., MATTAVELLI, P.; *Digital Control in Power Electronics*. 1ed. Morgan & Claypool, 2006.
- [43] OPPENHEIM, A. V., SCHAFER, R. W., BUCK, J. R.; *Discrete-Time Signal Processing*. 2nd. Prentice-Hall, Inc., 1998.
- [44] YEPES, A. G., FREIJEDO, F. D., GANDOY, J. D., LÓPEZ, Ó., MALVAR, J., COMESAÑA, P. F.; Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, v.25, p.1692-1712, 2010.
- [45] COLE, S., BELMANS, R.; *Transmission of Bulk Power*, In: *IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS MAGAZINE*, 2009.
- [46] ZHANG, J., LI, P., WANG, J., CAI, X.; *High-Efficiency RB-IGBT Based Low-Voltage PWM Current-Source Converter for PMSG Wind Energy Conversion Systems*, In: *IEEE 7th INTERNATIONAL SYMPOIUM ON POWER ELECTRONICS FOR DISTRIBUTED GENERATION SYSTEMS*, 2016.
- [47] ALMEIDA, P. M.; *Modelagem e Controle de Conversores Fonte de Tensão Utilizados em Sistemas de Geração Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica de Distribuição*, Dissertação de Mestrado - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora 2011.
- [48] ORTUZAR, M., CARMÍ, R., MORÁN, L.; *Voltage Source Active Power Filter, Based on Multi-Stage Converter and Ultracapacitor DC-Link*, In: *INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY*, 2003.
- [49] VALLE, R. L.; *Acionamento de um Motor Síncrono de Ímãs Permanentes sem Escovas Visando Aplicação em Veículos Elétricos*, Dissertação de Mestrado - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora 2013.
- [50] YAZDANI, A., IRAVANI, R.; *Voltage-Sourced Converter in Power Systems*, 1ed. John Wiley & Sons, 2010.
- [51] RASHID, M. H.; *Power Electronics Handbook*, 3nd. Elsevier, 2011.
- [52] AHMED, W., ALI, S. M. U.; *Comparative study of SVPWM (space vector pulse width modulation) & SPWM (sinusoidal pulse width modulation) based three phase voltage source inverters for variable speed drive*, In: *IOP CONFERENCE SERIES: MATERIALS SCIENCE AND ENGINEERING*, 2013.
- [53] BACON, V. D., CAMPANHOL, L. B. G., SILVA, S. A. O.; *Análise Comparativa das Técnicas SPWM e SVM Aplicadas a um Inversor de Tensão Trifásico*, In: *UNOPAR CIENT. EXATAS TECNOL*, 2011.
- [54] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. IEEE 519: Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems. Nova York, 1992.

- [55] BERNET, S., PONNALURI, S., TEICHMANN, R.; Design and Loss Comparison of Matrix Converters and Voltage-Source Converters for Modern AC Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v.49, p.304-314, 2002.
- [56] PONNALURI, S., BRICKWEDDE, A.; Generalized System Design of Active Filters. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTES CONFERENCE, n.32, 2001.
- [57] KRAUSE, P. C., WASYNCZUK, O., SUDHOFF, S. D. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. Nova York: Wiley-Interscience, 2002. 613 p.
- [58] ALMEIDA, P. M.; *Contribuições ao Estudo de Conexão de Sistemas Fotovoltaicos à Rede Elétrica sem Filtros Passivos: Projeto de Controladores Digitais para Redução do Conteúdo Harmônico*. Tese de Doutorado. 2013. 194 p. Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2013.
- [59] FURTADO, P. C. S.; *Controle de um Filtro Ativo de Potência Bifásico a Três Fios Utilizando a Teoria p-q Monofásico*. Dissertação de Mestrado. Dissertação de Mestrado. 2014. 108 p. Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2014.
- [60] KAURA, V.; BLASCO, V. Operation of a Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v.33, p.58-63, Jan/Fev 1997.
- [61] CHUNG, S.; A Phase Tracking System for Three Phase Utility Interface Inverters". *IEEE Transaction Power Electron*, v.15, p.431-438, Mai 2000.
- [62] FOGLI, G. A. Integração de um Grupo Motor Gerador Diesel em um Rede Secundaria de Distribuição Através de um Conversor Fonte de Tensão. 2014. 130f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2014.
- [63] RODRIGUES, P.; TEODORESCU, R.; CANDELA, I.; TIMBUS, A. V.; LISERRE, M.; BLAABJERG, F. New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions. In: ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, [S.l.: s.n], 2006. p1-7.
- [64] GUO, X. Q.; WU, W.; GU, H. Phase Locked Loop and Synchronization Methods for Grid-Interfaced Converters: a review. *Przeglad Elektrotechniczny*, p.182-188, Abr. 2011.
- [65] FRANKILIN, G. F., POWELL, J. D., EMANI-NAEINI, A.; *Feedback Control of Dynamic Systems*. 3 ed, Addison-Wesley, 1994.
- [66] Texas Instruments. *Data Manual: TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28332, TMS320F28235, TMS320F28234, TMS320F28232. Digital Signal Controllers (DSCs)*. agosto 2012.
- [67] DIGITAL, S. *Technical Reference eZdsp F28335*. novembro 2007.
- [68] MITSUBISHI. *IGBT Modules CM200DY-24A*. Disponível em: <http://www.mitsubishielectric.com/semiconductors/content/product/powermodule/igbt/a_serri24a_e.pdf>. Acesso em: 05 ago. 2016.

- [69] POWEREX. *3-Phase POW-R-PAK PP200T120-ND*. Disponível em: <<http://www.pwr.com/pwr/docs/PP200T120-ND.pdf>>. Acesso em: 05 ago. 2016.
- [70] CAENELS. *DC Current Transducers CT-100 CT-150*. Manual do Usuário. Disponível em: <http://www.caenels.com/wp-content/uploads/2015/04/CT-100_CT-150_UsersManual_V1.1.pdf>. Acesso em: 05 ago. 2016.
- [71] SEMIKRON. *Fast IGBT4 Modules SKM150GB12T4G*. Disponível em: <<https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skm150gb12t4g-22892050>>. Acesso em: 05 ago. 2016.
- [72] SEMIKRON. *Hybrid Dual MOSFET Driver SKHI 21A (R)*. Disponível em: <<https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skhi-22-a-b-r-15012521>>. Acesso em: 05 ago. 2016.
- [73] LEM. *Voltage Transducer LV 20-P*. Disponível em: <<http://media.digikey.com/pdf/data%20sheets/lem%20usa%20pdfs/lv%2020-p.pdf>>. Acesso em: 05 ago. 2016.
- [74] LEM. *Current Transducer LA 55-P*. Disponível em: <<http://manuals.chudov.com/LEM-LA55-P-Current-Transducer.pdf>>. Acesso em: 05 ago. 2016.
- [75] GARCIA, F. S. *Conversores CC-CC elevadores de tensão, não isolados, com ganhos estáticos elevados*. Tese (Doutorado) - Universidade Estadual de Campinas, 2010.
- [76] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. IEEE 519: IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems. Nova York, 1993.
- [77] POMILIO, J. A.; Pré-reguladores e Fator de Potência: Normas Relativas à Corrente de Linha: Harmônicas de Baixa Frequência e Interferência Eletromagnéticas Conduzida. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/antenor/pdffiles/pfp/Cap1.pdf>>. Acesso em: 24 de out. 2016.
- [78] LIU, S. Y.; SOARES, L. T. F.; SILVA, S. R.; Investigation of the current harmonic parameters of wind energy converters. In: IEEE Power Tech Conference Proceedings. Bologna, 2003.