



UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

Yuri Calil Loures de Oliveira

ALIMENTAÇÃO DE CARGAS HOSPITALARES CRÍTICAS UTILIZANDO
CONVERSORES ESTÁTICOS

Dissertação de Mestrado

Juiz de Fora
2016

Yuri Calil Loures de Oliveira

Alimentação de cargas hospitalares críticas utilizando conversores estáticos

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do grau de mestre

Orientadores: Prof. Pedro Gomes Barbosa, D. Sc.

Prof.^a Janaína Gonçalves de Oliveira, Ph.D.

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)

Oliveira, Yuri Calil Loures de .
ALIMENTAÇÃO DE CARGAS HOSPITALARES CRÍTICAS UTILIZANDO CONVERSORES ESTÁTICOS / Yuri Calil Loures de Oliveira. -- 2016.
109 f. : il.

Orientador: PEDRO GOMES BARBOSA
Coorientadora: JANAÍNA GONÇALVES DE OLIVEIRA
Dissertação (mestrado acadêmico) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2016.

1. Alimentação de Cargas Críticas. 2. Equipamentos Hospitalares. 3. Retificadores PWM Fonte de Tensão. 4. Inversores PWM Fonte de Tensão. 5. Controlador PI ressonante. I. BARBOSA, PEDRO GOMES, orient. II. OLIVEIRA, JANAÍNA GONÇALVES DE, coorient. III. Título.

Yuri Calil Loures de Oliveira

Alimentação de cargas hospitalares críticas utilizando conversores estáticos

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do grau de mestre

Aprovada em 12 de janeiro de 2016.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Pedro Gomes Barbosa, D. Sc.
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof^a. Janaína Gonçalves de Oliveira, Ph.D.
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

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

Prof. Márcio do Carmo Barbosa Poncilio Rodrigues, Dr. Eng.
Instituto Federal do Sudeste de Minas Gerais, IF Sudeste MG

Dedico este trabalho à minha família, aos
meus amigos e à minha namorada.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Joaquim e Rosângela e aos meus irmãos, pelo apoio e amor que recebi não só durante o desenvolvimento desse trabalho, mas durante a vida.

À minha querida namorada Amanda por tornar meus dias mais felizes e por ser carinhosa, amorosa e compreensiva desde o dia em que nos conhecemos.

Aos meus orientadores Janaína Gonçalves de Oliveira e Pedro Gomes Barbosa, pela orientação, dedicação, paciência e, principalmente, pelas suas grandes capacidades de motivação durante o desenvolvimento deste trabalho.

À amiga Milena Faria Pinto, por me ajudar, orientar e motivar no começo dessa jornada, principalmente no momento do cumprimento dos créditos do programa.

Ao amigo Gabriel Azevedo Fogli por compartilhar o seu conhecimento comigo e estar sempre disposto a me ajudar nos momentos mais críticos deste trabalho.

Aos companheiros do NAEP Pablão, Cururuís, Presidente, Nonô, Fred e Machado por proporcionarem momentos de descontração nas horas certas.

Ao amigo Rodolfo Lacerda Valle, mais conhecido como Rodolfinho, Rodolfão ou patrão, pela grande amizade.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), à Universidade Federal de Juiz de Fora e ao PPEE pelo suporte necessário ao desenvolvimento deste trabalho.

E a todos que de certa forma contribuíram para o cumprimento deste trabalho.

“Você não é amado porque você é bom, você é bom
porque é amado” (Nelson Mandela)

RESUMO

Esta dissertação apresenta um estudo de estratégias de alimentação de cargas hospitalares críticas utilizando conversores estáticos de energia. As cargas hospitalares escolhidas foram os equipamentos de raio x, tomografia computadorizada e ressonância magnética, sendo comparadas as seguintes formas de integração à rede: (i) estrutura com um retificador trifásico conectado à rede e três inversores monofásicos conectados às cargas ou (ii) estrutura com três retificadores monofásicos conectados à rede e três inversores monofásicos conectados às cargas. Por questões de patente, houve dificuldade em se encontrar os circuitos de *front-end* das fontes de alimentação das cargas hospitalares. Logo, as mesmas foram construídas dentro do ambiente de simulação do software PSIM utilizando dados de medição obtidos na literatura. O controle dos retificadores trifásico e monofásico foi realizado utilizando duas malhas de controle em cascata, com a malha interna controlando a corrente consumida da rede e a malha externa regulando a tensão no barramento CC. Para os três inversores monofásicos de saída foram implementados os controles PI RES e PI SRF visando uma comparação quanto ao desempenho. Como forma de validar o modelo matemático do sistema e o algoritmo de controle, foram feitas simulações utilizando o software PSIM. A análise feita comprovou que os resultados de simulação se mostraram coerentes com a modelagem matemática do sistema.

Palavras-chave: Alimentação de Cargas Críticas, Equipamentos Hospitalares, Retificadores PWM Fonte de Tensão, Inversores PWM Fonte de Tensão, Controlador PI ressonante, Controlador PI-SRF.

ABSTRACT

This master thesis presents a study about feeding strategies of critical hospital loads through power static converters. The chosen hospital loads were the x ray equipment, the computed tomography and the magnetic resonance. The following forms of grid integration were compared: (i) structure with a three-phase rectifier connected to the network and three single-phase inverters connected to the loads or (ii) structure with three single-phase rectifiers connected to the network and three single-phase inverters connected to the loads. Due to patent issues, it was difficult to find the front-end circuits for power supplies of hospital loads. Therefore, the loads were implemented in PSIM software environment using measurement data obtained from literature. The control of three-phase and single-phase rectifiers was implemented using two cascaded control loops, with the inner loop controlling the current drawn from the network and the outer loop regulating the DC bus voltage. For the single-phase inverter, PI RES and PI SRF controls were implemented, targeting a comparison in terms of performance. In order to validate the mathematical model of the system and the control algorithm, simulations were performed using the PSIM software. The analysis showed that the simulation results were consistent with the mathematical modeling of the system.

Keywords: Critical Loads, Hospital Equipments, PWM Voltage Rectifier, PWM Voltage Inverter, PI Resonant Controller and PI-SRF Controller.

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL Agência Nacional de Energia Elétrica

CA Corrente Alternada

CC corrente contínua

DHT Distorção Harmônica Total

DSOGI-PLL Circuito de Sincronismo Com Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo

EAS Estabelecimentos Assistenciais de Saúde

FAP Filtro Ativo de Potência

IGBT Transistor Bipolar com Gatilho Isolado (do inglês, Isolated Gate Bipolar Transistor)

PAC Ponto de Acoplamento Comum

PI Controlador Proporcional-Integral

PI-SRF Controlador Proporcional-Integral no Sistema de Coordenadas Síncrono (do inglês, PI controller in a synchronous reference frame)

PI-RES Controlador Proporcional-Integral com Reguladores Ressonantes (do inglês, PI controller with resonant regulators in a synchronous reference frame)

PLL Circuito de Sincronismo (do inglês, Phase Locked-Loop)

PRODIST Procedimentos de distribuição de energia elétrica

PWL Piecewise Linear

PWM Modulação por Largura dos Pulsos (do inglês, Pulse Width Modulation)

NAEP Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência

SOGI Integrador Generalizado de Segunda Ordem

SRF-PLL Circuito de Sincronismo no Sistema de Coordenadas Síncrono

STATCOM Compensador Estático Síncrono (do inglês, Static Synchronous Compensator)

SVM Modulação Vetorial (do inglês, Space Vector Modulation)

TC Tomografia Computadorizada

UPS Fontes Ininterruptas de Energia (do inglês, Uninterruptible Power Supply)

VSC Conversor Fonte de Tensão (do inglês, Voltage Source Converter)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA	18
1.2	CONTEXTUALIZAÇÃO DO PROBLEMA	18
1.3	MOTIVAÇÃO DO TRABALHO	19
1.4	OBJETIVOS	21
1.5	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	23
2	FUNDAMENTOS TEÓRICOS.....	24
2.1	QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA	24
2.2	PERFIL DAS CARGAS HOSPITALARES	25
2.2.1	EQUIPAMENTO DE RAIO-X	25
2.2.2	EQUIPAMENTO DE TOMOGRAFIA COMPUTADORIZADA	27
2.2.3	EQUIPAMENTO DE RESSONÂNCIA MAGNÉTICA	28
2.3	MODELAGEM DAS CARGAS HOSPITALARES	30
2.4	CONCLUSÕES PARCIAIS	35
3	MODELAGEM MATEMÁTICA E PROJETO DOS CONTROLADORES	37
3.1	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO RETIFICADOR FONTE DE TENSÃO TRIFÁSICO.....	37
3.1.1	MODULAÇÃO VETORIAL ESPACIAL	38
3.1.2	MODO DE ACIONAMENTO DO VSC.....	39
3.1.3	GERAÇÃO DOS PULSOS DE DISPARO	41
3.1.4	MODELAGEM DO RETIFICADOR CONECTADO À REDE ELÉTRICA	42
3.1.5	CIRCUITO DE SINCRONISMO.....	44
3.1.6	PROJETO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE DO CONVERSOR	46
3.1.7	ESTRUTURA DE CONTROLE DA TENSÃO NO BARRAMENTO CC DO CONVERSOR.....	49
3.2	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR FONTE DE TENSÃO MONOFÁSICO.....	52
3.2.1	TOPOLOGIA DO INVERSOR MONOFÁSICO	52
3.2.2	PROJETO DO FILTRO DE SAÍDA DO INVERSOR	54
3.2.3	MODELO DO INVERSOR MONOFÁSICO	55

3.2.4	ESTRUTURA DE CONTROLE DO INVERSOR MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA.....	56
3.2.5	CONTROLE PI RESSONANTE (PI RES)	57
3.2.6	PROJETO DO CONTROLADOR PI RES PARA O INVERSOR MONOFÁSICO	59
3.2.7	CONTROLE BASEADO EM COORDENADAS SÍNCRONAS (PI SRF)	63
3.2.8	PROJETO DO CONTROLADOR SRF-PI PARA O INVERSOR MONOFÁSICO	65
3.2.9	TOPOLOGIA DO RETIFICADOR MONOFÁSICO	67
3.2.10	PROJETO DO FILTRO DE ENTRADA DO RETIFICADOR MONOFÁSICO.....	67
3.2.11	PROJETO DOS CONTROLADORES PARA O RETIFICADOR MONOFÁSICO	68
3.3	CONCLUSÕES PARCIAIS	69
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	70
4.1	INTRODUÇÃO.....	70
4.2	PARÂMETROS DO SISTEMA	70
4.2.1	DEFINIÇÃO DOS GANHOS DO CIRCUITO DE SINCRONISMO.....	71
4.2.2	DETERMINAÇÃO DOS GANHOS DOS CONTROLADORES DOS RETIFICADORES	72
4.2.3	DETERMINAÇÃO DOS GANHOS DOS CONTROLADORES DOS INVERSORES.....	73
4.3	ESTUDOS DE CASO	73
4.3.1	CASO 1: SISTEMA COM UM RETIFICADOR TRIFÁSICO NA ENTRADA E TRÊS INVERSORES MONOFÁSICOS COM CONTROLE PI RES.....	75
4.3.2	CASO 2: SISTEMA COM UM RETIFICADOR TRIFÁSICO E TRÊS INVERSORES MONOFÁSICOS NA SAÍDA COM CONTROLE PI SRF.....	84
4.3.3	CASO 3: SISTEMA COM TRÊS RETIFICADORES MONOFÁSICOS E TRÊS INVERSORES MONOFÁSICOS NA SAÍDA COM CONTROLE PI RES	85
4.3.4	CASO 4: SISTEMA COM TRÊS RETIFICADORES MONOFÁSICOS E TRÊS INVERSORES MONOFÁSICOS NA SAÍDA COM CONTROLE PI SRF.....	90
4.3.5	CONSIDERAÇÕES SOBRE A NATUREZA DAS CARGAS HOSPITALARES .	91
4.4	CONCLUSÕES PARCIAIS	96
5	CONCLUSÕES FINAIS	97
5.1	TRABALHOS FUTUROS	99
1	ANEXO.....	106

1.1	ROTINA DE PROGRAMAÇÃO PARA EXTRAÇÃO DAS COMPONENTES HARMÔNICAS DA CURVA DIGITALIZADA.....	106
1.2	ROTINA DE PROGRAMAÇÃO PARA RECONSTRUÇÃO DO SINAL UTILIZANDO SUAS COMPONENTES HARMÔNICAS NO AMBIENTE DO PSIM (COM O ÂNGULO DO PLL)	108

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1: Diagrama de blocos do sistema UPS.	19
Figura 2: Estrutura com um retificador trifásico e três inversores monofásicos.	20
Figura 3: Estrutura com três retificadores monofásicos e três inversores monofásicos.	21
Figura 4: Componentes básicos de um aparelho de raio-x.	26
Figura 5: Circuito esquemático do aparelho de raio-x.	27
Figura 6: Partes de um equipamento de TC.	28
Figura 7: Partes de uma máquina de ressonância magnética.	29
Figura 8: Formas de onda da tensão de alimentação (traço azul), da corrente drenada da fonte do equipamento de raio-x (traço magenta) e pontos digitalizados da corrente a partir da utilização da rotina Digitizer.	31
Figura 9: Forma de onda de corrente em função do tempo gerada pelo PWL para o equipamento de raio-x.	32
Figura 10: Gráfico do raio-x contendo os pontos marcados manualmente utilizando a rotina digitizer e os pontos interpolados.	33
Figura 11: (a) Curvas de corrente do raio x reconstruídas por meio do PWL e por meio do espectro de frequência. (b) Erro absoluto.	34
Figura 12: (a) Curvas de corrente da tomografia reconstruídas por meio do PWL e por meio do espectro de frequência; (b) Erro absoluto.	34
Figura 13: (a) Curvas de corrente da ressonância reconstruídas por meio do PWL e por meio do espectro de frequência. (b) Erro absoluto.	35
Figura 14: Conversor fonte de tensão VSC de seis pulsos.	37
Figura 15: Estados dos interruptores do conversor trifásico com os correspondentes vetores espaciais de tensão.	39
Figura 16: Decomposição do vetor de referência em vetores adjacentes.	40
Figura 17: Padrão de comutação do VSC trifásico.	41
Figura 18: Diagrama esquemático do retificador conectado à rede CA.	42
Figura 19: Representação do vetor espacial de tensão em coordenadas dq.	44
Figura 20 : Estrutura da SRF – PLL.	44
Figura 21: Representação em diagrama de blocos da equação (3.14).	45
Figura 22: Diagrama de blocos dos controladores de corrente.	47

Figura 23: Diagrama de controle de corrente do eixo direto.....	48
Figura 24: Transferência de energia no barramento CC.....	49
Figura 25: Estrutura da malha de controle do barramento CC.....	51
Figura 26: Estrutura da malha de controle do barramento CC com o cancelamento do polo da planta.	52
Figura 27: Circuito do inversor monofásico com suas formas de onda.	53
Figura 28: Modelo do inversor monofásico.	56
Figura 29: Diagrama de blocos de controle para o sistema PI RES.....	59
Figura 30: Resposta em frequência do ganho de malha aberta em magnitude e fase.	60
Figura 31: Resposta em frequência do ganho de malha aberta em magnitude e fase após a adição do compensador em avanço de fase.	61
Figura 32: Resposta em frequência do ganho de malha aberta em magnitude e fase após a adição do compensador final em avanço de fase.	62
Figura 33: Sistema de controle ressonante para a tensão de saída do inversor monofásico.....	63
Figura 34: Diagrama de blocos do filtro SOGI.	64
Figura 35: Sistema de controle em malha fechada para o SRFPI.	65
Figura 36: Circuito de potência do retificador monofásico.	67
Figura 37: Curva de carregamento do capacitor do barramento CC para o retificador trifásico.	74
Figura 38: Curva de carregamento do capacitor do barramento CC para o retificador monofásico.....	75
Figura 39: Estrutura com um retificador trifásico e três inversores monofásicos com as grandezas à serem analisadas na simulação.	76
Figura 40: Tensão no barramento CC do retificador trifásico.	77
Figura 41: Correntes de entrada do retificador trifásico.....	77
Figura 42: Transformada de Fourier das correntes de entrada $I_a, I_b, e I_c$	78
Figura 43: Tensão no barramento CC do retificador trifásico utilizando um capacitor de 10000 μF e $\tau_v = 0,08$ s.....	80
Figura 44: Transformada de Fourier das correntes de entrada $I_a, I_b, e I_c$ utilizando um capacitor de 10000 μF e $\tau_v = 0,08$ s	80
Figura 45: Tensão de saída do inversor que alimenta os dez equipamentos de raio x utilizando o controle PI RES.	82
Figura 46: Tensão de saída do inversor que alimenta o equipamento de tomografia utilizando o controle PI RES.	82

Figura 47: Tensão de saída do inversor que alimenta o equipamento de ressonância magnética utilizando o controle PI RES.	82
Figura 48: Formas de onda de corrente dos dez equipamentos de raio x.	83
Figura 49: Formas de onda de corrente do equipamento de tomografia.	83
Figura 50: Formas de onda de corrente do equipamento de ressonância magnética.	83
Figura 51: Tensão de saída do inversor que alimenta os dez equipamentos de raio x utilizando o controle PI SRF.	84
Figura 52: Tensão de saída do inversor que alimenta o equipamento de tomografia utilizando o controle PI SRF.	84
Figura 53: Tensão de saída do inversor que alimenta o equipamento de ressonância utilizando o controle PI SRF.	85
Figura 54: Estrutura com três retificadores trifásicos e três inversores monofásicos com as grandezas à serem analisadas na simulação.	86
Figura 55: Tensão no barramento para os dez equipamentos de raio x.	86
Figura 56: Tensão no barramento para o equipamento de tomografia.	87
Figura 57: Tensão no barramento para o equipamento de ressonância magnética.	87
Figura 58: Tensão no barramento para o equipamento de ressonância magnética para um capacitor de 6000 μ F.	88
Figura 59: Forma de onda de corrente que é drenada da rede para os barramentos que alimentam as cargas hospitalares.	88
Figura 60: Tensão de saída do inversor que alimenta a carga de ressonância magnética para o caso 3.	90
Figura 61: Tensão de saída do inversor que alimenta a carga de ressonância magnética para o caso 4.	90
Figura 62: Forma de onda de corrente dos dez equipamentos de raio x para os casos 1 e 2 considerando as cargas como sendo de potência constante.	91
Figura 63: Forma de onda de corrente dos dez equipamentos de raio x para os casos 3 e 4 considerando as cargas como sendo de potência constante.	92
Figura 64: Forma de onda de corrente do equipamento de tomografia para os casos 1 e 2 considerando as cargas como sendo de potência constante.	92
Figura 65: Forma de onda de corrente do equipamento de tomografia para os casos 3 e 4 considerando as cargas como sendo de potência constante.	92
Figura 66: Forma de onda de corrente do equipamento de ressonância magnética para os casos 1 e 2 considerando as cargas como sendo de potência constante.	93

Figura 67: Forma de onda de corrente do equipamento de ressonância magnética para os casos 3 e 4 considerando as cargas como sendo de potência constante.....	93
Figura 68: Forma de onda de corrente dos dez equipamentos de raio-x para os casos 1 e 2 considerando as cargas como sendo de impedância constante.....	94
Figura 69: Forma de onda de corrente dos dez equipamentos de raio-x para os casos 3 e 4 considerando as cargas como sendo de impedância constante.....	94
Figura 70: Forma de onda de corrente do equipamento de tomografia para os casos 1 e 2 considerando as cargas como sendo de impedância constante.....	94
Figura 71: Forma de onda de corrente do equipamento de tomografia para os casos 3 e 4 considerando as cargas como sendo de impedância constante.....	95
Figura 72: Forma de onda de corrente do equipamento de ressonância magnética para os casos 1 e 2 considerando as cargas como sendo de impedância constante.	95
Figura 73: Forma de onda de corrente do equipamento de ressonância magnética para os casos 3 e 4 considerando as cargas como sendo de impedância constante.	95

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Valores máximos para a distorção harmônica total de tensão (DHT).....	25
Tabela 2: Limites de distorção de corrente para sistemas de 120 V e 69 kV.....	25
Tabela 3: Combinações possíveis de chaveamento para o inversor monofásico.	53
Tabela 4: Parâmetros da rede CA.....	70
Tabela 5: Parâmetros da retificador trifásico.....	70
Tabela 6: Parâmetros da retificador monofásico.	71
Tabela 7: Componentes do filtro de saída do inversor.	71
Tabela 8: Porcentagem das correntes harmônicas, inter harmonicas e sub harmonicas drenadas da rede para $C = 4000 \mu\text{F}$	78
Tabela 9 : Porcentagem das correntes harmônicas, inter harmonicas e sub harmonicas drenadas da rede para $C = 10000 \mu\text{F}$	81
Tabela 10: Porcentagem das correntes harmônicas, sub harmonicas e inter harmonicas drenadas da rede pelos retificadores monofásicos.	89

1 INTRODUÇÃO

1.1 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

Recentes avanços na medicina associados ao desenvolvimento tecnológico vêm contribuindo de maneira significativa para a melhoria na qualidade de vida dos pacientes. Novas formas de diagnóstico e modernas técnicas cirúrgicas se tornaram possíveis em função de novos equipamentos médicos projetados e construídos utilizando componentes eletrônicos de tecnologia avançada. No entanto, problemas de qualidade de energia podem ser originados dentro do ambiente interno do hospital (distúrbios elétricos; interação entre equipamentos; conexões e aterramentos inadequados) ou externamente (pelo sistema de distribuição ou por distúrbios elétricos gerados por equipamentos de instalações vizinhas). Tais problemas afetam o desempenho de equipamentos como computadores, microprocessadores e dispositivos eletrônicos encontrados normalmente em sistemas de diagnóstico por imagens e equipamentos de suporte à vida, gerando não só prejuízos financeiros, mas também riscos à vida dos pacientes (RAMOS, 2009).

Preocupados com esses problemas pode-se notar que, cada vez mais, os hospitais necessitam de sistemas elétricos robustos e confiáveis, que possuam alta disponibilidade operacional e que estejam preparados para funcionar em situações emergenciais. Como forma de suprir tal necessidade, alguns hospitais estão investindo na compra de geradores a diesel e mais recentemente em fontes de alimentação ininterruptas (do inglês, Uninterruptible Power Supply) (UPS) (UNAL,2012).

Porém, a eficácia de um gerador a diesel pode ser comprometida caso o mesmo opere fora da sua faixa de operação. Consequentemente, o gerador pode falhar em suprir energia elétrica no momento de uma falta na rede. Já no caso da UPS, a continuidade do fornecimento de energia elétrica dependerá da capacidade do banco de baterias (UNAL, 2012) ou da tecnologia de armazenamento utilizada.

1.2 CONTEXTUALIZAÇÃO DO PROBLEMA

A possibilidade de utilização de fontes de alimentação ininterruptas (UPS) como forma de conectar a rede elétrica às cargas críticas é uma solução que tem sido bastante explorada atualmente. Ao receber a energia elétrica da concessionária, a UPS transforma esta energia não condicionada, isto é; suscetível a flutuações, transitórios de tensão e de

frequência, em energia condicionada, onde as características de tensão e frequência são rigorosamente controladas. Desta forma oferece parâmetros ideais, o que é fundamental para o bom desempenho das cargas críticas¹ (sensíveis) (CHOW, 2012).

O sistema UPS é em sua forma mais simples composto por um circuito retificador/carregador de baterias, banco de baterias e circuito inversor. Na Figura 1 é ilustrado o diagrama de blocos de um circuito UPS, onde o circuito retificador/carregador converte tensão alternada em contínua, carregando o banco de baterias e alimentando o inversor. O banco de baterias por sua vez atuará alimentando as cargas em caso de falha na rede elétrica, ficando o inversor a cargo de alimentar a carga durante toda a operação. Dentre as vantagens que a utilização do sistema UPS proporciona, pode-se destacar: sua alta confiabilidade e capacidade de correção do fator de potência na entrada (BENGTSSON, 2014).

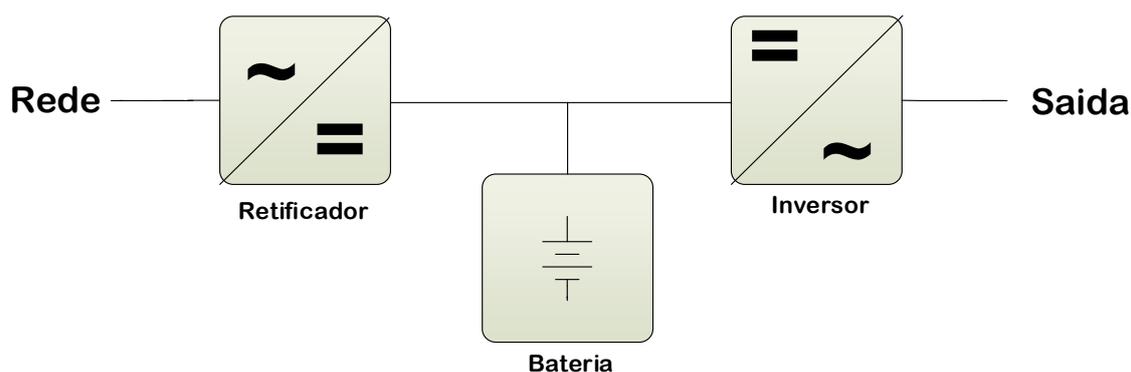


Figura 1: Diagrama de blocos do sistema UPS.

1.3 MOTIVAÇÃO DO TRABALHO

Como dito na seção anterior, a utilização do sistema UPS é a escolha ideal para alimentação de cargas hospitalares pelo fato de atender os requisitos de desempenho e confiabilidade (capacidade de suprir a carga de forma ininterrupta e com alta qualidade de energia) exigidos. No entanto é importante destacar que esse sistema possui também algumas desvantagens, tais como: um maior investimento em relação aos outros sistemas UPS e a necessidade de mão de obra qualificada para assistência técnica, devido ao maior número de placas eletrônicas (CAVALLARO, 2009). Porém, conhecendo as

¹ O termo carga crítica, ou carga hospitalar crítica, será usado neste trabalho para designar equipamentos hospitalares sensíveis a variações da tensão e ou conteúdo harmônico da rede elétrica de alimentação.

características das cargas a serem alimentadas, pode-se desenvolver um controle específico para eliminar a necessidade de utilização de sistemas de armazenamento mais robustos comumente encontrados nas UPS. Dessa forma, a estrutura de controle apresentada neste trabalho será dimensionada de forma a otimizar o custo e o desempenho do sistema para a aplicação a qual o mesmo se destina.

No contexto até então discutido, serão apresentadas neste trabalho duas estruturas diferentes para alimentação de cargas hospitalares. A Figura 2 ilustra a primeira estrutura com um retificador trifásico na entrada e três inversores monofásicos na saída. Na Figura 3 é ilustrado o segundo sistema com três retificadores monofásicos na entrada e três inversores monofásicos na saída.

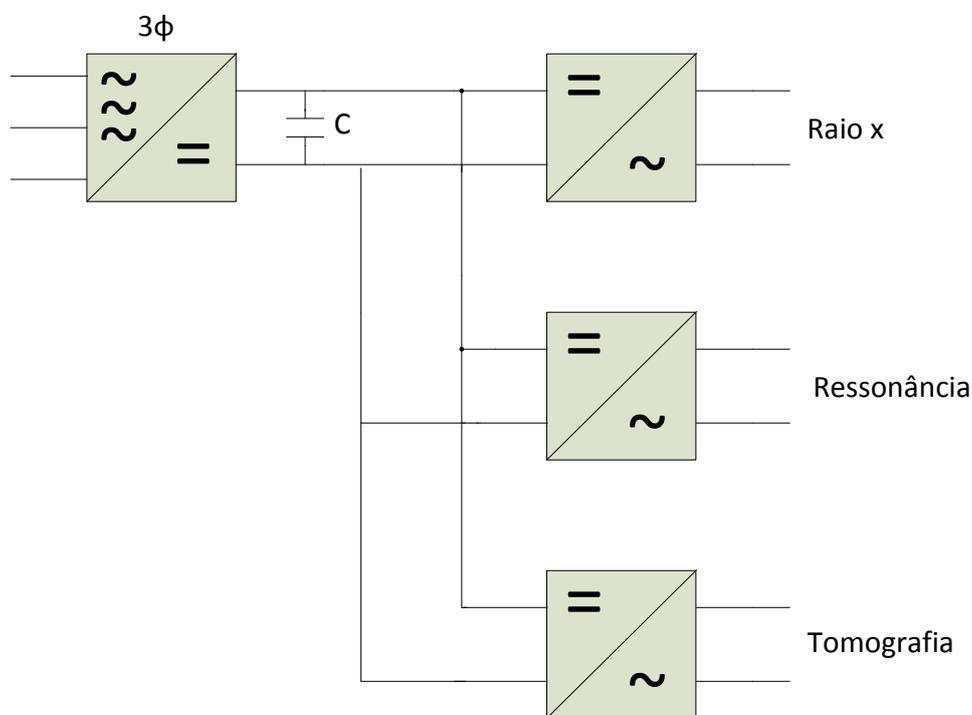


Figura 2: Estrutura com um retificador trifásico e três inversores monofásicos.

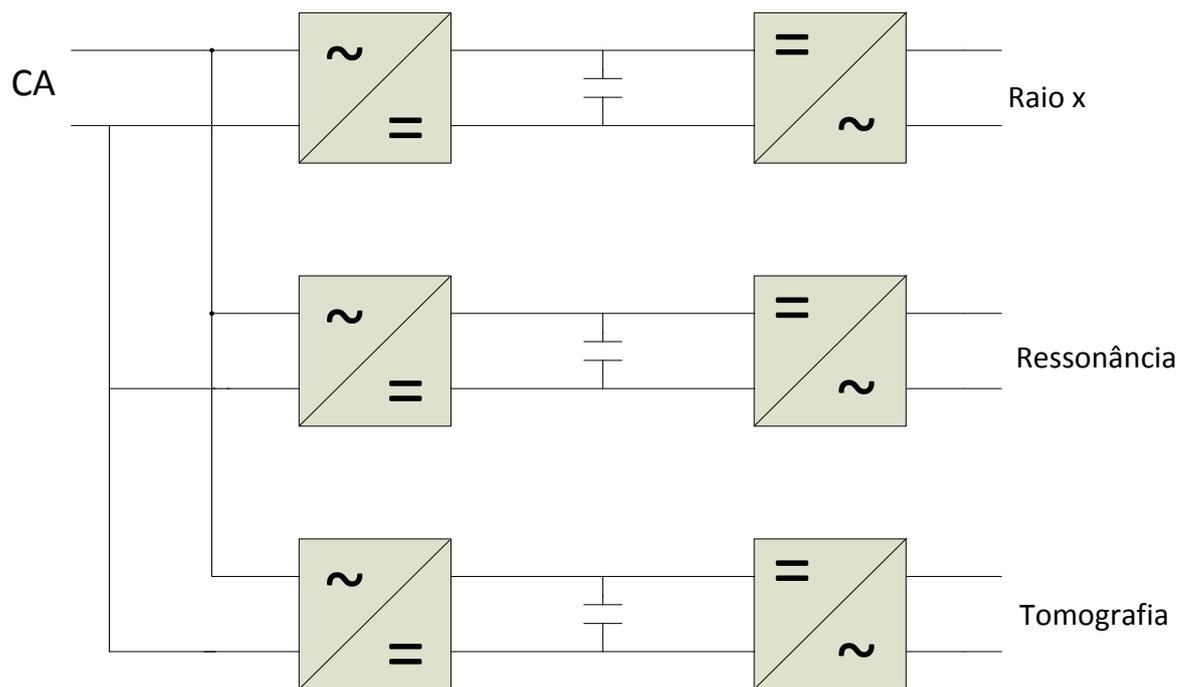


Figura 3: Estrutura com três retificadores monofásicos e três inversores monofásicos.

É interessante destacar que tais estruturas foram escolhidas por apresentarem similaridade à estrutura da UPS convencional mostrada na Figura 1. Tal similaridade permite fazer uma análise mais adequada, uma vez que o algoritmo de controle implementado neste trabalho será utilizado para otimizar o sistema UPS para a aplicação aqui desejada. Pelo fato das clínicas hospitalares normalmente apresentarem um crescimento em etapas, a compra e conexão dos equipamentos hospitalares irá ocorrer de maneira paulatina. Dessa forma, optou-se pela utilização de inversores monofásicos para conectar as cargas a rede, o que garante um custo inicial mais baixo ao sistema.

1.4 OBJETIVOS

O objetivo principal deste trabalho será investigar as características das duas topologias mostradas nas figuras anteriores para alimentar uma instalação composta por três cargas hospitalares. Serão analisadas para as duas estruturas:

- O nível de desempenho no fornecimento de energia para as cargas sem compromê-las com distorções harmônicas.

- O nível de complexidade na implementação, levando em conta para esse último item a dimensão dos capacitores no barramento CC.
- Dois tipos diferentes de controle para os inversores monofásicos.

Visando alcançar o objetivo principal deste trabalho, foram planejadas e executadas as seguintes etapas:

- i. Modelar as cargas hospitalares como fontes de corrente linear por partes PWL (do inglês, PieceWise Linear) e desenvolver um algoritmo PLL (do inglês Phase Locked Loop) para sincronizar as fontes de corrente com as tensões de alimentação.
- ii. Investigar três características diferentes para cada uma das cargas anteriores (carga com impedância constante; carga com corrente constante; carga com potência constante).
- iii. Estudar a modelagem matemática dos retificadores monofásico e trifásico quando conectados à rede e do inversor monofásico quando conectado à carga.
- iv. Projetar controladores para as malhas de corrente e tensão para os retificadores monofásico e trifásico e malha de tensão para o inversor monofásico.
- v. Investigar duas formas diferentes de alimentação de cargas hospitalares a partir de conversores estáticos (primeira estrutura, com um retificador trifásico conectado à rede e três inversores monofásicos conectados às cargas; segunda estrutura, com três retificadores monofásicos conectados à rede e três inversores monofásicos conectados às cargas).
- vi. Investigar qual estrutura de controle possui melhor desempenho para conexão dos inversores monofásicos às cargas hospitalares. Serão investigados dois tipos de estrutura: o controlador PI ressonante e o controlador PI no sistema de coordenadas d-q.
- vii. Realizar simulações computacionais para validar os conceitos discutidos ao longo do trabalho.

1.5 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No Capítulo 2 é apresentada uma revisão sucinta sobre as normas de qualidade de energia para sistemas hospitalares bem como o perfil das cargas hospitalares e as técnicas de modelagem empregadas para emular as cargas hospitalares utilizadas neste trabalho.

No Capítulo 3 é apresentada a modelagem matemática e projeto dos controladores para os retificadores monofásico e trifásico quando conectados à rede e do inversor monofásico quando conectado à carga.

No Capítulo 4 serão apresentados os resultados das simulações computacionais obtidos utilizando o software PSIM. Nessa parte serão investigadas as duas estruturas diferentes de alimentação das cargas hospitalares.

Finalmente, no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões finais deste trabalho e as propostas para trabalhos futuros, visando a continuidade dos estudos que foram aqui apresentados.

2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Neste capítulo será apresentada uma revisão sobre as normas de qualidade de energia para as cargas hospitalares e a característica de consumo das cargas consideradas neste trabalho. Será analisado o princípio de funcionamento de cada carga hospitalar analisando o perfil de corrente consumida por cada uma. Por fim, todas as etapas utilizadas para o processo de modelagem das cargas hospitalares serão descritas.

2.1 QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA

Atualmente, há uma carência no acompanhamento de medições dos parâmetros que caracterizam a qualidade de energia em estabelecimentos assistenciais de saúde (EAS). Isso faz com que projetos que visem a melhoria de processos clínicos possam vir a ser prejudicados caso uma falha na qualidade provoque danos ou imprecisões nos equipamentos elétricos sujeitos a alimentações com características não definidas pelos fabricantes. Outro fator a ser considerado é a propriedade de não linearidade das cargas dos modernos equipamentos médico-hospitalares, já que os mesmos apresentam formas de onda distorcidas (BERNARDES,2009).

Sendo assim, além de sofrer problemas decorrentes à uma alimentação inadequada, esse tipo de carga pode gerar distorções harmônicas diretamente na tensão do barramento, promovendo a degradação da qualidade de energia em sistemas da vizinhança (REIS,2015).

De acordo com os procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica- PRODIST, publicado pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), os valores de tolerância para as distorções harmônicas totais estão descritos na Tabela 1. A aplicação desses valores ocorre nos pontos de conexão entre as distribuidoras e nos pontos de conexão com as unidades distribuidoras (BERNARDES,2009).

A Tabela 2 mostra os limites de corrente harmônica de acordo com a dimensão da carga em relação ao sistema elétrico em que a mesma está conectada conforme o IEEE Standard 519-2014. Nesta tabela I_{CC} é a corrente de curto- circuito do alimentador e I_L é a máxima corrente fundamental de carga.

Tabela 1: Valores máximos para a distorção harmônica total de tensão (DHT).

Tensão do barramento	DHT (%)
$V_N \leq 1\text{kV}$	10
$1\text{kV} \leq V_N \leq 13,8\text{kV}$	8
$13,8\text{kV} \leq V_N \leq 69\text{kV}$	6
$69\text{kV} \leq V_N \leq 138\text{kV}$	3

Fonte: Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico – PRODIST, 2011.

Tabela 2: Limites de distorção de corrente para sistemas de 120 V e 69 kV.

I_{CC}/I_L	Ordem harmônica individual (harmônicos ímpares) [%]				DHT_1
	< 11	$11 < h < 17$	$17 < h < 23$	$23 < h < 35$	
< 20	4	2,0	1,5	0,6	5,0
$20 < 50$	7	3,5	2,5	1,0	8,0
$50 < 100$	10	4,5	4,0	1,5	12,0
$100 < 1000$	12	5,5	5,0	2,0	15,0
> 1000	15	7,0	6,0	2,5	20,0

Fonte: IEEE Standard 519-2014.

2.2 PERFIL DAS CARGAS HOSPITALARES

Para este trabalho foram selecionadas as cargas de raio x, tomografia computadorizada e ressonância magnética pelo fato de serem os tipos de equipamentos de diagnóstico por imagem mais comumente encontrados em centros de diagnose brasileiros (RAMOS,2009). Nessa seção será feita uma análise do princípio de funcionamento das cargas, relacionando-o com o perfil de corrente das mesmas. A análise será feita primeiramente para o aparelho de raio x por ser o equipamento mais simples dentre os citados e de primeira escolha em clínicas médicas (RAMOS,2009).

2.2.1 EQUIPAMENTO DE RAIOS-X

Dentre os aparelhos utilizados para diagnose médica, os aparelhos de raio-x são um dos que mais se destacam por sua utilização em larga escala, sendo utilizados muitas vezes em instalações de pequeno porte como clínicas de ortopedia e odontologia. Apesar

de serem de concepção simples, a boa operação deste aparelho é de grande relevância já que um diagnóstico impreciso pode resultar em um tratamento inadequado para o paciente (SILVEIRA, 2002).

O equipamento de raio-x é constituído pelas seguintes partes: tubo de raios x (catodo e anodo), fonte de alta tensão (transformador de alta tensão e circuito retificador) e fonte de baixa tensão para o filamento e medidor de corrente. A Figura 4 apresenta a disposição desses componentes.

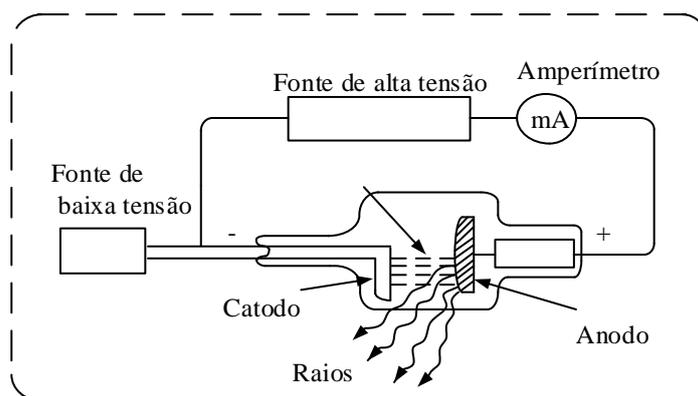


Figura 4: Componentes básicos de um aparelho de raio-x.

O tubo de raios x é constituído basicamente pelos seguintes elementos: catodo, anodo e vidro. O catodo é um filamento que libera elétrons livres quando aquecido por uma fonte variável de tensão alternada, atuando desse modo como uma estrutura produtora e emissora de elétrons livres. O ponto de impacto dos elétrons e radiação dos raios x ocorrerá no anodo, que é o elemento positivo do tubo de raios x. Ao transformador de alta tensão cabe a função de elevar a tensão alternada da entrada para o nível de tensão de alimentação do equipamento. Como forma de otimizar espaço e simplificar problemas de isolamento, o secundário deste transformador é constituído por dois enrolamentos com aterramento no ponto central conforme mostrado na Figura 5. Essa divisão da tensão do transformador permite que a tensão entre o catodo e anodo seja igual ao dobro da tensão em relação ao terra (SILVEIRA,2002).

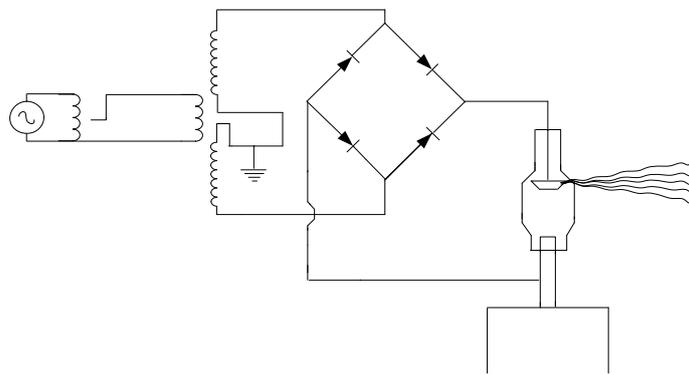


Figura 5: Circuito esquemático do aparelho de raio-x.

No entanto, há a necessidade de que essa tensão seja retificada antes de ser aplicada ao tubo. Para tal são utilizados retificadores de onda completa que além de tornarem a tensão contínua, restringem o fluxo de corrente em uma única direção evitando danos ao filamento.

O perfil da carga do equipamento de raio x se apresenta de forma pulsada e intermitente, já que os exames radiológicos são normalmente caracterizados por um curto período de execução e demandam uma elevada intensidade de corrente. Sendo assim, é necessário que o transformador utilizado para o projeto do equipamento deva supri-lo com grande capacidade de potência. Segundo (SANTANA, 1996), esses valores devem se situar na ordem de 10 a 160 kVA, durante não mais que 3 a 4 segundos por vez.

2.2.2 EQUIPAMENTO DE TOMOGRAFIA COMPUTADORIZADA

Os tomógrafos computadorizados, mamógrafos e equipamentos de raios x utilizam a mesma forma de radiação (raios) para obtenção de imagens. No entanto, apesar de algumas semelhanças existentes, a Tomografia Computadorizada (TC) se diferencia bastante do aparelho convencional de raio-x quanto ao grau de complexidade. Em um aparelho de raio-x convencional por exemplo, a imagem é uma projeção em duas dimensões do interior do corpo do paciente, ao passo que em uma tomografia computadorizada, o tubo de raios x gira em torno do corpo do paciente emitindo um feixe de raios x ao longo de um perímetro de 360 graus (CIEP, 2015).

Na TC, a imagem é construída matematicamente utilizando dados de uma seção específica do corpo do paciente que se deseja examinar, uma vez que o equipamento

permite que os feixes de raios sejam concentrados em uma pequena parte do corpo. A Figura 6 mostra a estrutura de um equipamento de TC.

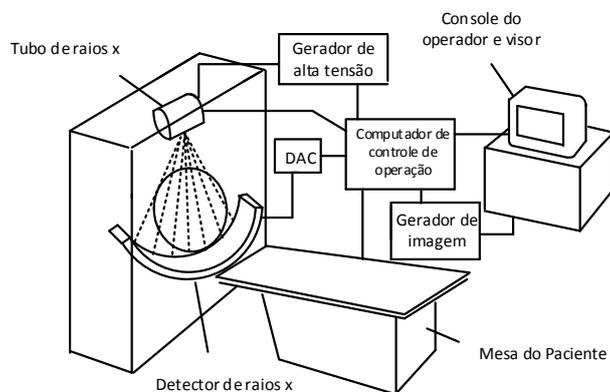


Figura 6: Partes de um equipamento de TC.

Conforme mostrado na Figura 6, um equipamento de tomografia computadorizada é formado por um tubo de raios x que se conecta de forma mecânica e eletrônica a um sistema de detectores. Esse sistema gira 360 graus em torno do paciente, sendo os feixes de raios x atenuados pelas estruturas corpóreas antes de atingirem os detectores. Dessa forma, um conjunto de sinais analógicos (projeções) será produzido pelo giro de 360 graus do aparelho em torno do paciente, sendo esses sinais posteriormente enviados ao sistema de computação. É importante salientar que uma grande quantidade de dados será gerada no decorrer de um exame utilizando a TC, uma vez que ao término de cada giro, o sistema tubo/detector voltará a sua posição inicial e a mesa na qual o paciente se encontra moverá alguns milímetros para que o processo se repita. Posteriormente, os dados contendo os sinais analógicos formados pelas atenuações das estruturas corpóreas serão enviados ao sistema de computação que utilizará algoritmos específicos para convertê-los em sinais digitais, os quais irão compor as imagens vistas pela tela do computador (CIEP, 2015)

2.2.3 EQUIPAMENTO DE RESSONÂNCIA MAGNÉTICA

Diferentemente dos equipamentos citados anteriormente, a ressonância magnética funciona pela interação do campo magnético do equipamento com os prótons de hidrogênio do tecido humano. O processo do exame de ressonância ocorre em três etapas: alinhamento, excitação e detecção de radiofrequência. Na etapa do alinhamento, os átomos se orientam de forma paralela a um campo magnético de acordo com a

propriedade magnética de seus núcleos. O átomo de hidrogênio é o elemento escolhido para produzir imagens de seres biológicos por razões físicas e pela sua abundância. Assim, é necessário que seja induzido um campo magnético intenso – normalmente cerca de 1,5 T para que esses átomos sejam orientados em uma direção específica (AMARO, 2001).

A etapa seguinte é a etapa de excitação, quando o núcleo de hidrogênio entra em vibração numa frequência proporcional ao campo magnético a que está submetido. Para 1,5 T por exemplo, o hidrogênio tem frequência de 63,8 MHz. A partir de então ocorrerá o fenômeno da ressonância pela transferência de energia do equipamento para os núcleos de átomos de hidrogênio. Na terceira e última etapa ocorre a produção das imagens pelo fenômeno de detecção de radiofrequência. No momento após receberem a energia, os átomos de hidrogênio passam a oscilar se tornando instáveis e ao retornarem ao seu estado de origem, os mesmos emitem ondas eletromagnéticas na mesma frequência de 63,8 MHz. Dessa forma, o equipamento irá detectar essas ondas determinando a posição no espaço e a intensidade de energia (AMARO, 2001). A Figura 7 mostra o diagrama esquemático de uma máquina de ressonância magnética.

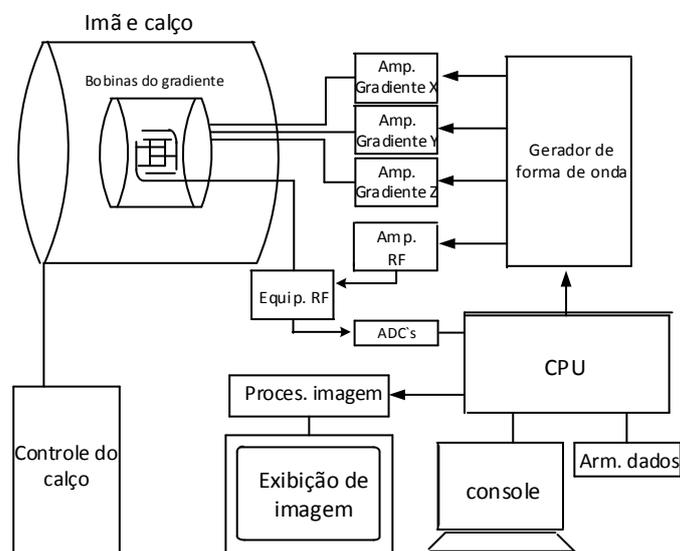


Figura 7: Partes de uma máquina de ressonância magnética.

A máquina de ressonância magnética é composta por quatro componentes: O ímã, as bobinas de gradiente, o transmissor e receptor de radiofrequência e o computador. A operação do equipamento é controlada pelo computador central. Ele especifica a forma de onda dos gradientes e dos sinais de radiofrequência, passando essa informação para o

gerador de forma de onda, o qual amplifica e envia os sinais para as bobinas. Uma vez que o sinal ressonante é detectado, este é convertido para um sinal digital por meio de um conversor analógico/ digital. Por fim o sinal é enviado para um processador de imagem para que seja feita uma transformada de Fourier e a imagem é exibida no monitor (CLARE, 1997).

2.3 MODELAGEM DAS CARGAS HOSPITALARES

Devido à falta de informações por parte dos fabricantes, à complexidade dos circuitos elétricos e à dificuldade de se encontrar um modelo matemático que represente com precisão as características de operação de cargas hospitalares (REIS, 2015), as formas de onda dos equipamentos médicos foram modeladas utilizando dados de medição apresentados em (RAMOS, 2009).

O processo de modelagem das cargas hospitalares foi realizado seguindo quatro etapas. A primeira etapa consistiu em uma pesquisa bibliográfica onde se encontrou uma tese de doutorado com dados de medição das formas de onda padrões da corrente em função do tempo para os equipamentos de raio-x, tomografia computadorizada e ressonância magnética. Encontradas as formas padrões de corrente em função do tempo, as figuras com o perfil desejado foram extraídas e salvas em formato ‘png’.

Dando seguimento ao processo de modelagem, a segunda etapa consistiu na importação das figuras contendo os perfis das formas de onda de corrente das cargas para o ambiente do *software* Matlab. Para tanto foi utilizada a rotina Digitizer, a qual permite que figuras salvas em formato png sejam carregadas no ambiente gráfico do software Matlab por meio de pontos marcados manualmente. Para facilitar a compreensão do leitor acerca do funcionamento da rotina, na Figura 8 é ilustrada a etapa de digitalização da forma de onda de corrente do equipamento de raio-x para o ambiente do Matlab.

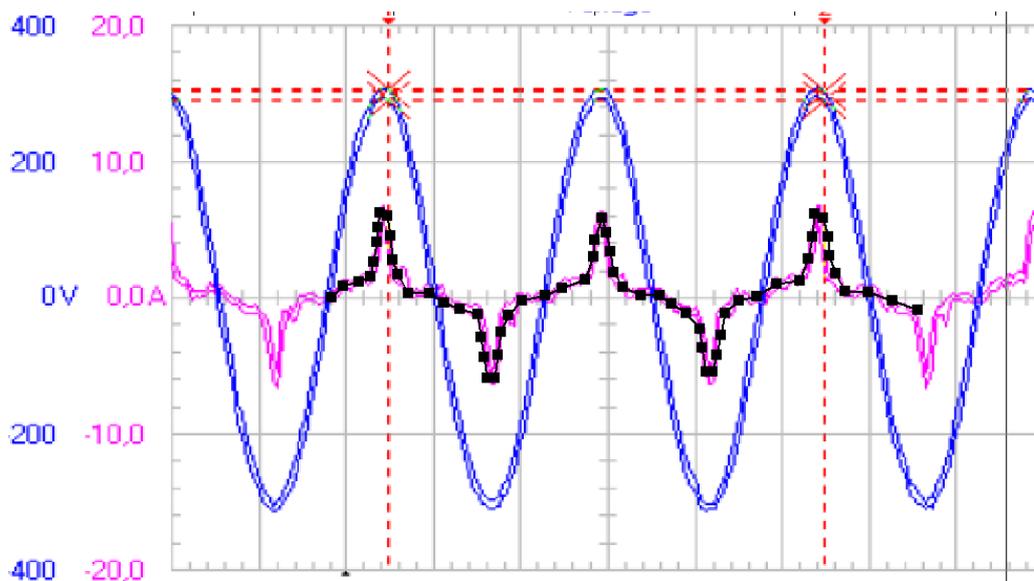


Figura 8: Formas de onda da tensão de alimentação (traço azul), da corrente drenada da fonte do equipamento de raio-x (traço magenta) e pontos digitalizados da corrente a partir da utilização da rotina Digitizer.

Pela análise da Figura 8, é possível notar que o gráfico em magenta representa a forma de onda da corrente do equipamento de raio-x ao passo que os pontos em preto foram marcados manualmente a fim de obter por aproximação a curva de corrente do equipamento.

Como a simulação do sistema se dará no ambiente do software PSIM chega-se à terceira etapa de modelagem, que consiste na reconstrução da forma de onda de corrente das cargas no ambiente do PSIM utilizando os vetores de corrente e tempo dos gráficos gerados pelo Matlab. Nessa etapa foi utilizado o bloco fonte de tensão PWL (PieceWise Linear), o qual possui a propriedade de replicar uma forma de onda a partir de vetores de tempo em função de vetores de outra grandeza qualquer. Na Figura 9 é mostrada a forma de onda de corrente em função do tempo gerada pelo PWL para o equipamento de raio-x.

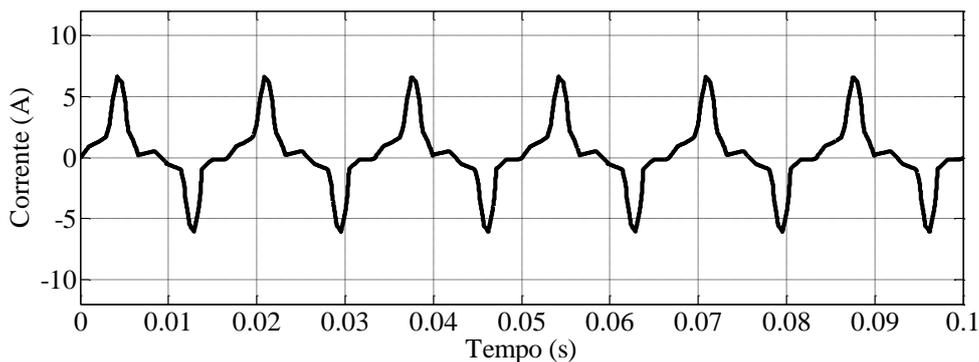


Figura 9: Forma de onda de corrente em função do tempo gerada pelo PWL para o equipamento de raio-x.

Apesar do bloco PWL aproximar uma forma de onda com uma margem de erro bem pequena, a curva obtida se torna invariável em fase, frequência e amplitude já que o bloco é uma fonte de tensão. Caso não haja variação desses parâmetros nas cargas hospitalares, não haverá possibilidade de analisar o desempenho do sistema frente a distúrbios causados na rede elétrica. Portanto, houve a necessidade de se criar uma forma alternativa de se gerar formas de onda de corrente tal que as mesmas pudessem sofrer mudanças frente a distúrbios induzidos no ambiente de simulação. Uma solução foi obter o espectro de frequência das curvas de corrente no ambiente do Matlab e criar uma rotina no PSIM para reconstruir as formas de onda de corrente através do espectro de frequência das correntes (magnitude e ângulo de fase).

No entanto, como no momento de importar os gráficos para o ambiente do Matlab os pontos foram feitos manualmente no Digitizer, não houve um igual espaçamento entre os intervalos de tempo compreendidos entre os pontos. Dessa forma, na quarta etapa do processo de modelagem foi criada uma rotina no Matlab de interpolação linear de pontos em intervalos de tempos iguais entre os pontos marcados manualmente a fim de possibilitar que a transformada de Fourier fosse realizada. Na Figura 10 é mostrada a aplicação da rotina para o gráfico do raio x onde as bolas representam os pontos marcados manualmente na rotina digitizer e o `x` representa cada ponto que foi interpolado para garantir a igualdade dos valores compreendidos entre os intervalos de tempo.

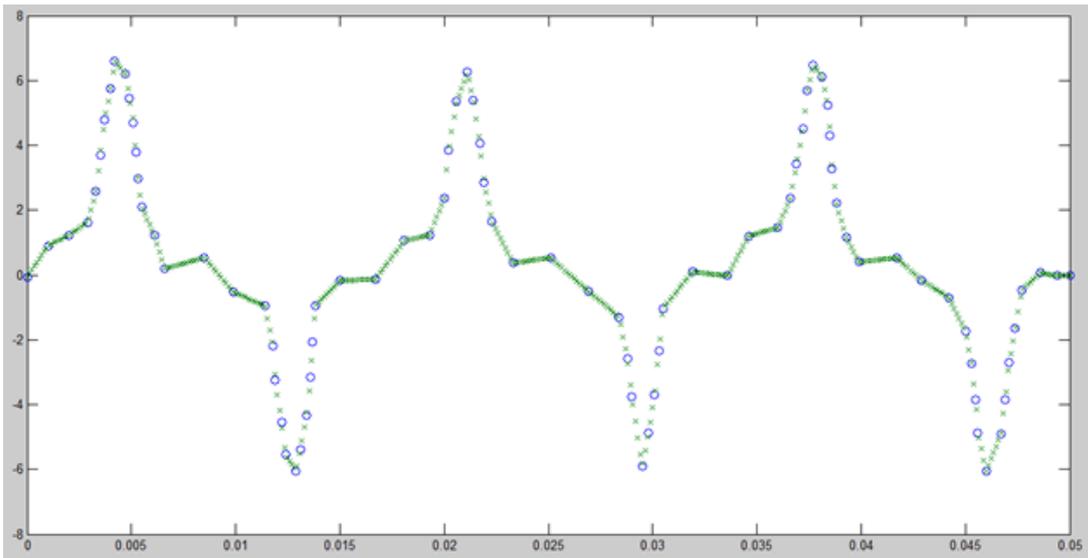


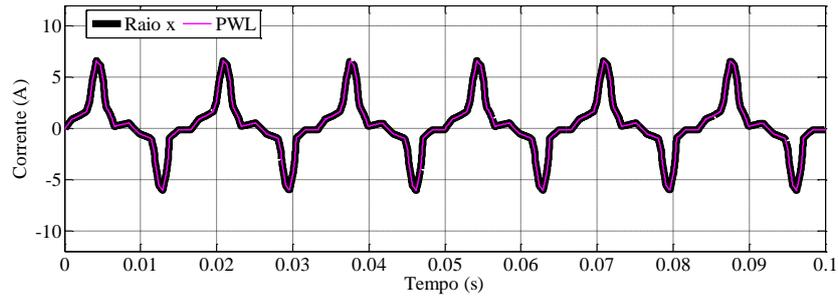
Figura 10: Gráfico do raio-x contendo os pontos marcados manualmente utilizando a rotina digitizer e os pontos interpolados.

Feita a interpolação, o próximo passo consistiu na realização da transformada de Fourier para obter os vetores de magnitude e ângulo de fase das correntes e na criação de um algoritmo no bloco C do PSIM para reconstrução das curvas. A ideia do algoritmo seria somar a componente fundamental e todas as componentes harmônicas da forma de onda afim de replicá-la, sendo a soma dada por:

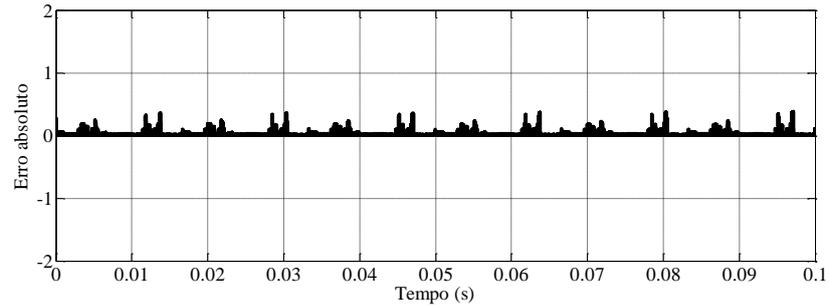
$$i_{rec} = \sum_{n=1}^{\infty} A[n]. \cos(n. \omega. t + \varphi[n]). \quad (2.1)$$

onde i_{rec} é a corrente reconstruída do equipamento, n é a ordem da componente harmônica utilizada na reconstrução da curva de corrente, ω é a frequência angular e $A[n]$ e $\varphi[n]$ são respectivamente as magnitudes e ângulos de fase das componentes do espectro de frequência.

Em seguida, houve a necessidade de validar as formas de onda de corrente dos equipamentos obtidos. Para tanto, foram plotadas as formas de onda obtidas na presente etapa com as curvas de corrente obtidas na etapa anterior (utilizando o bloco PWL). A Figura 11, a Figura 12 e a Figura 13 ilustram a comparação dos gráficos para os equipamentos de raio-x, tomografia computadorizada e ressonância magnética.

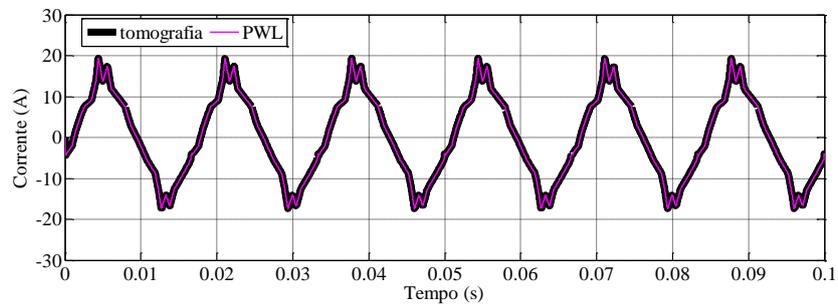


(a)

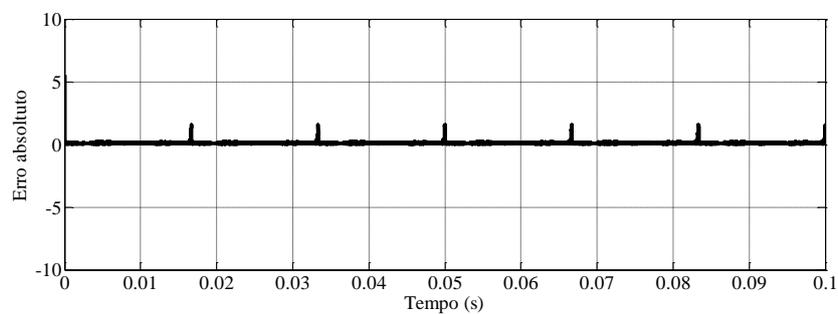


(b)

Figura 11: (a) Curvas de corrente do raio x reconstruídas por meio do PWL e por meio do espectro de frequência. (b) Erro absoluto.



(a)



(b)

Figura 12: (a) Curvas de corrente da tomografia reconstruídas por meio do PWL e por meio do espectro de frequência; (b) Erro absoluto.

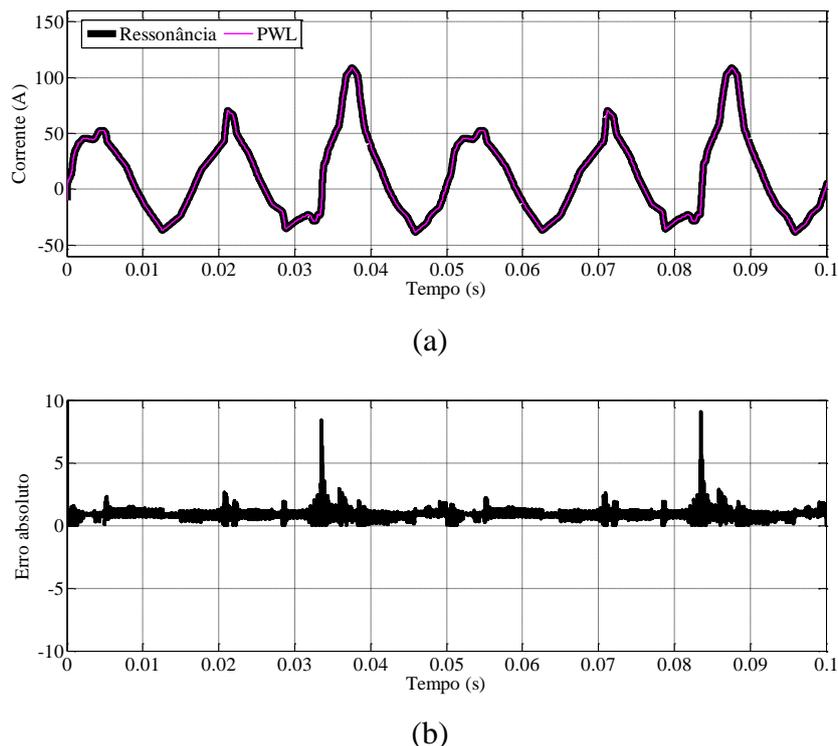


Figura 13: (a) Curvas de corrente da ressonância reconstruídas por meio do PWL e por meio do espectro de frequência. (b) Erro absoluto.

Pela análise da Figura 11, da Figura 12 e da Figura 13, é possível notar que os gráficos das correntes geradas pelos espectros das componentes harmônicas ficaram próximos aos gráficos gerados utilizando o bloco fonte de tensão PWL, o que valida o processo de reconstrução das formas de corrente dos equipamentos pela utilização dos componentes do espectro de frequência. É interessante destacar que para a reconstrução dos gráficos dos equipamentos médico hospitalares foram utilizadas 120 componentes harmônicas.

2.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Nesse capítulo foi apresentada uma metodologia para digitalizar as formas de onda experimentais de corrente de diferentes tipos de cargas hospitalares para o seu uso posterior no ambiente do software de simulação. Por meio dessa metodologia, foi possível replicar a forma de onda sem a necessidade de se conhecer o modelo matemático e o circuito elétrico equivalente do equipamento. Além disso, essa metodologia representa uma economia de tempo por parte do usuário que queira estudar o impacto de um determinado tipo de carga em um sistema elétrico industrial ou comercial diante de um

cenário qualquer. Seria interessante acrescentar que a aplicação de tal metodologia foi indispensável para a realização desse trabalho, uma vez que não possível fazer as medições diretamente em campo devido às restrições impostas pelos estabelecimentos de saúde consultados.

3 MODELAGEM MATEMÁTICA E PROJETO DOS CONTROLADORES

No primeiro capítulo deste trabalho foram introduzidas as duas topologias distintas contendo conversores estáticos para alimentação das cargas críticas hospitalares que serão abordadas neste trabalho. As duas topologias em conjunto serão constituídas por três tipos de conversores: o retificador trifásico, o retificador monofásico e os inversores monofásicos. Dessa forma é de vital importância que o funcionamento e a dinâmica de controle desses conversores sejam conhecidos para o bom funcionamento do sistema. Sendo assim, neste capítulo serão apresentados os princípios de funcionamento do retificador trifásico, do retificador monofásico e do inversor monofásico, bem como a modelagem matemática dos mesmos. Serão também apresentados os projetos dos controladores dos três conversores citados e do circuito SRF-PLL para garantir que o controle dos retificadores esteja em sincronismo com a frequência da rede.

3.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO RETIFICADOR FONTE DE TENSÃO TRIFÁSICO

Na Figura 14 é mostrado o retificador fonte de tensão VSC (do inglês Voltage Source Converter) cujas tensões de fase possuem dois níveis. Em seu modo trifásico, o conversor opera com seis interruptores do tipo transistor bipolar com gatilho isolado (IGBT), cada um com um diodo conectado em antiparalelo, os quais garantem que uma corrente bidirecional flua pelo mesmo. Como forma de evitar um curto circuito no capacitor CC, os interruptores de um mesmo braço são comandados de maneira complementar.

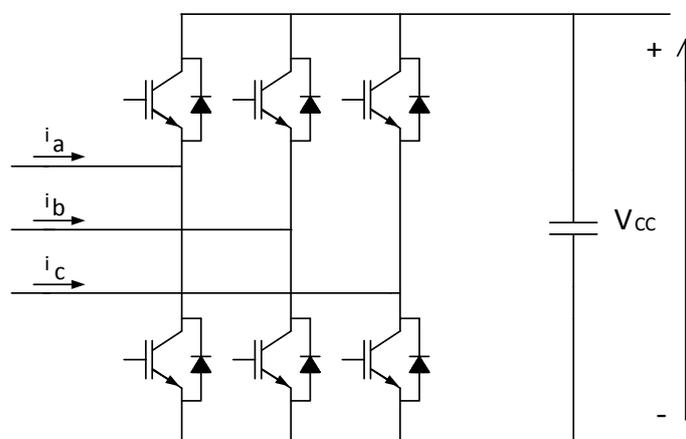


Figura 14: Conversor fonte de tensão VSC de seis pulsos.

Sendo assim, para cada terminal de saída do VSC pode-se escrever a seguinte expressão para a tensão de saída em relação ao polo negativo dos terminais CC de entrada:

$$v_{k,t} = \begin{cases} +V_{CC} & , \quad \text{caso o interruptor superior esteja ativado} \\ 0 & , \quad \text{caso o interruptor inferior esteja ativado} \end{cases} \quad (3.1)$$

onde V_{CC} é a tensão no barramento CC.

Como forma de controlar a amplitude, fase e frequência das tensões sintetizadas pelo VSC são propostas diferentes estratégias para se determinar o padrão de chaveamento do conversor. Maiores técnicas sobre modulação de pulsos podem ser encontradas em (SKVARENINA, 2002).

3.1.1 MODULAÇÃO VETORIAL ESPACIAL

Apesar da modulação por largura de pulso senoidal (do inglês, Sinoidal Pulse Width Modulation) (SPWM) ser uma das técnicas mais utilizadas para controlar as tensões de saída dos conversores estáticos, com a modulação PWM vetorial é possível otimizar o chaveamento dos conversores e fornecer tensões com amplitudes mais elevadas (ALMEIDA, 2011).

A modulação vetorial espacial (do inglês, Space Vector Modulation) (SVM) é baseada na representação de grandezas trifásicas em um plano bidimensional (α, β). O vetor girante resultante é formado pela combinação de um conjunto de tensões ou correntes trifásicas conforme mostrado pela expressão abaixo.

$$\begin{cases} v_a = \hat{V} \text{sen}(\omega t + \theta) \\ v_b = \hat{V} \text{sen}(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3}) \\ v_c = \hat{V} \text{sen}(\omega t + \theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \Rightarrow \vec{v} = v_a e^{j0} + v_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c e^{j\frac{4\pi}{3}}, \quad (3.2)$$

onde \hat{V} é o valor de pico das tensões, ω é a frequência angular e θ é um ângulo de fase genérico.

As tensões senoidais de (3.2) podem ser combinadas para escrever um vetor espacial cujas projeções no sistema de eixos ortogonais $\alpha\beta 0$ são dadas pela transformação de Clarke a seguir:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \\ x_0(t) \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix}, \quad (3.3)$$

onde x_α , x_β e x_0 são as projeções do vetor espacial nos eixos $\alpha\beta 0$ do sistema de coordenadas ortogonais. A transformação inversa é obtida pré-multiplicando a esquerda (3.3) pela inversa da matriz de transformação [T].

3.1.2 MODO DE ACIONAMENTO DO VSC

A Figura 15 ilustra a representação do vetor espacial da tensão de saída de um VSC com os oito estados possíveis para a operação. Pela análise da Figura 15 pode-se perceber que mudando o braço do conversor, é possível mudar o setor do hexágono do vetor espacial de saída (FOGLI, 2014).

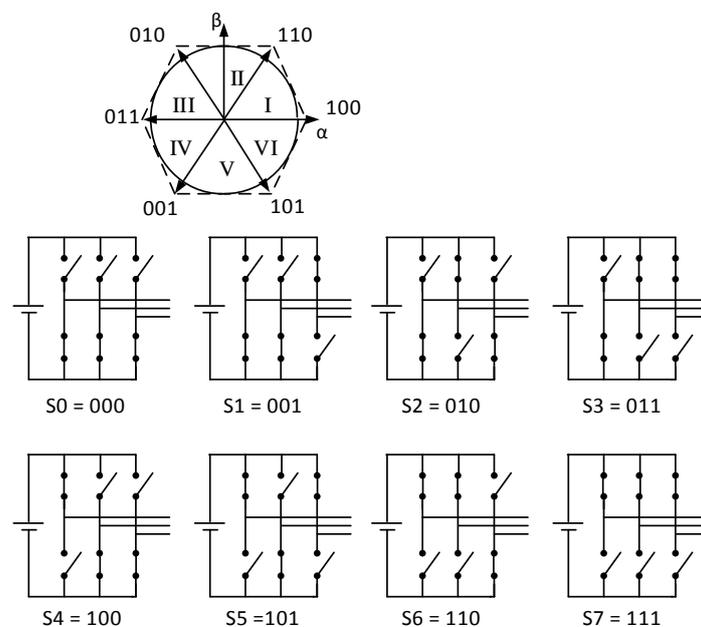


Figura 15: Estados dos interruptores do conversor trifásico com os correspondentes vetores espaciais de tensão.

Visando otimizar o emprego dos interruptores semicondutores e a redução do número de comutações, é interessante que dois vetores adjacentes ao vetor de referência $V_{\alpha\beta}$ e os dois vetores nulos V_{000} e V_{111} sejam utilizados para a síntese, conforme mostrado na Figura 16.

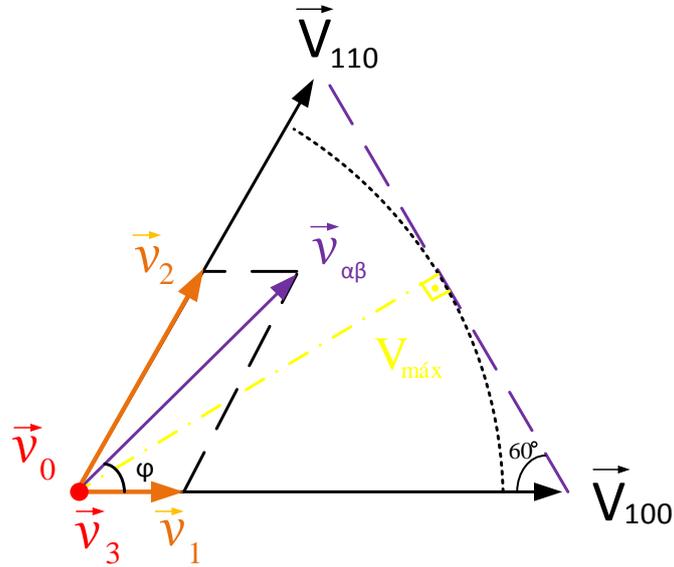


Figura 16: Decomposição do vetor de referência em vetores adjacentes.

Pela análise da Figura 16 , tem-se que:

$$V_{max} = |\vec{V}_{100}| \cos(30^\circ), \quad (3.4)$$

onde

$$|\vec{V}_{100}| = \left(\frac{2}{3}\right) \left| \left(v_a e^{j0} + v_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \right| = \left(\frac{2}{3}\right) (V_{CC} + 0 + 0). \quad (3.5)$$

Logo,

$$|\vec{V}_{100}| = \frac{2}{3} V_{CC}. \quad (3.6)$$

Substituindo (3.7) em (3.5) resulta em:

$$V_{max} = \frac{2\sqrt{3}}{3} \left(\frac{V_{CC}}{2} \right). \quad (3.7)$$

A análise de (3.8) mostra que a tensão fundamental máxima de saída do conversor é 15% maior quando se utiliza a modulação vetorial em comparação com o esquema de modulação SPWM (ALMEIDA, 2011).

3.1.3 GERAÇÃO DOS PULSOS DE DISPARO

O próximo passo consiste na geração dos pulsos de disparo e corte para os interruptores semicondutores do conversor. Para tanto, faz-se a comparação dos tempos que cada ramo do conversor permanecerá ligado ou desligado (T_0, T_1, T_2 e T_3) com o valor do contador de período T_s conforme mostrado na Figura 17 (ALMEIDA, 2011).

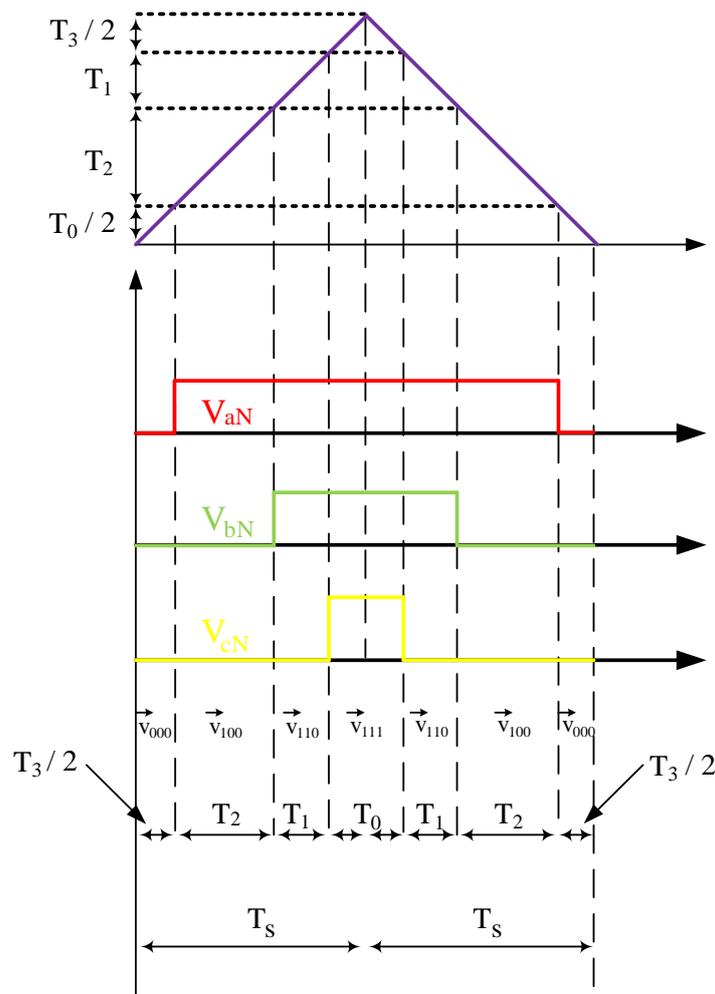


Figura 17: Padrão de comutação do VSC trifásico.

É possível notar pela Figura 17 que na sequência de chaveamento os interruptores são comutados em tempos distintos. Tal padrão de chaveamento foi escolhido pelo fato de diminuir o *ripple* da corrente de entrada do retificador em decorrência de sua simetria. (ALMEIDA, 2011).

3.1.4 MODELAGEM DO RETIFICADOR CONECTADO À REDE ELÉTRICA

Para a modelagem matemática do retificador VSC trifásico ligado à rede elétrica será utilizado o conceito de fasor espacial conforme citado em (YAZDANI & IRAVANI, 2010). A Figura 18 ilustra o diagrama esquemático do retificador conectado à rede CA.

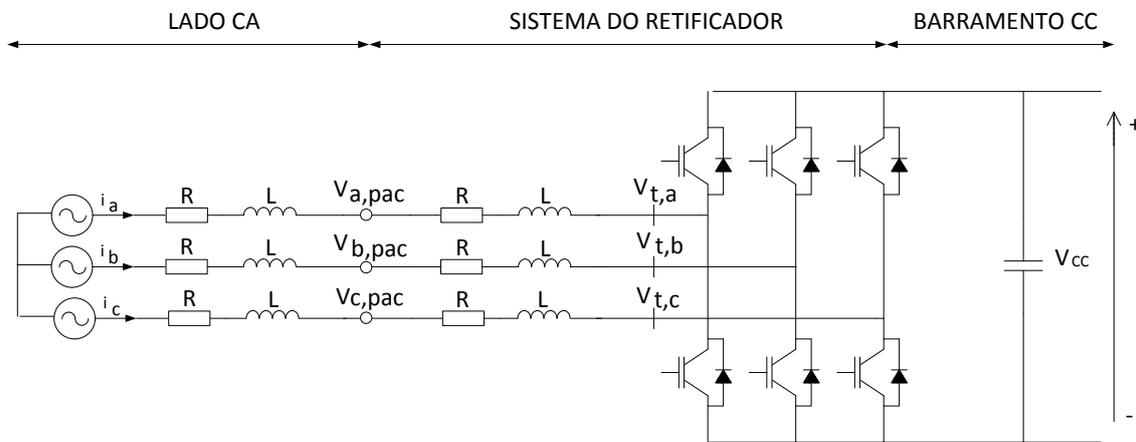


Figura 18: Diagrama esquemático do retificador conectado à rede CA.

Pela análise da Figura 18 pode-se escrever as seguintes expressões para cada fase do VSC trifásico desprezando-se os harmônicos de tensão e corrente gerados pela comutação das chaves do conversor:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = -R_{eq}i_a - v_{t,a} + v_{a,pac} \\ L \frac{di_b}{dt} = -R_{eq}i_b - v_{t,b} + v_{b,pac} \\ L \frac{di_c}{dt} = -R_{eq}i_c - v_{t,c} + v_{c,pac} \end{cases}, \quad (3.8)$$

sendo $i_a, i_b, e i_c$ as correntes nos terminais do VSC, $v_a, v_b, e v_c$ as tensões instantâneas de fase do VSC; $v_{a,pac}, v_{b,pac}, e v_{c,pac}$ as tensões no ponto de acoplamento comum (PAC); R_{eq} é a resistência equivalente do sistema e L é a indutância de dispersão.

O sistema de equações (3.8) pode ser escrito de forma mais compacta pela combinação de (3.8) e (3.2):

$$L \frac{d\vec{i}(t)}{dt} = -R_{eq}\vec{i}(t) - \vec{v}_t(t) + \vec{v}_{pac}(t), \quad (3.9)$$

sendo $\vec{i}(t)$, $\vec{v}_t(t)$ e \vec{v}_{pac} os fasores espaciais da corrente, a tensão nos terminais do VSC e a tensão no PAC respectivamente. A partir das expressões de cada uma das fases do VSC pode-se realizar a transformação do sistema abc para convertê-lo em um sistema $\alpha\beta$ bifásico ortogonal e estacionário pela aplicação de (3.3) em (3.8):

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha(t)}{dt} = -R_{eq}i_\alpha(t) - v_{\alpha_t}(t) + v_{\alpha,pac}(t) \\ L \frac{di_\beta(t)}{dt} = -R_{eq}i_\beta(t) - v_{\beta_t}(t) + v_{\beta,pac}(t) \end{cases}. \quad (3.10)$$

Como o sistema considerado é um sistema elétrico trifásico a três fios, pode-se desconsiderar a sequência zero do eixo das coordenadas estacionárias. Em seguida é necessário que seja feita a transformada de Park visando converter as grandezas elétricas representadas no sistema em $\alpha\beta$ para um sistema de coordenadas ortogonais dq que gira em sincronismo com a frequência da rede CA. Dependendo da aplicação, os eixos girantes podem ser sincronizados em diferentes vetores. Para o caso específico do retificador trifásico, é necessário que o eixo d esteja alinhado com o vetor de referência das tensões de entrada. A matriz responsável pela transformação das coordenadas é dada por:

$$\begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \\ x_0(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(\theta) & \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

Sendo θ o ângulo de sincronismo para garantir a transformação das coordenadas abc para dq e x_d, x_q e x_0 as projeções dos fasores no sistema de coordenada dq .

A representação do fasor espacial \vec{x} nos sistemas abc e dq é ilustrada na Figura 19, onde a partir das projeções dos fasores em um sistema de coordenada ortogonal pode-se obter as componentes dq das tensões (FOGLI,2014).

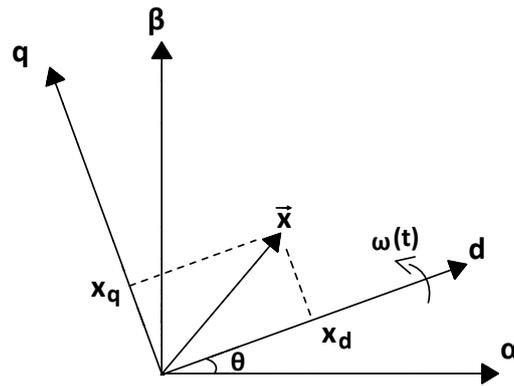


Figura 19: Representação do vetor espacial de tensão em coordenadas dq.

3.1.5 CIRCUITO DE SINCRONISMO

A transformada de Park será de suma importância para o controle do VSC trifásico uma vez que o fato de poder trabalhar com grandezas estacionárias facilita o projeto dos controladores, como será visto na seção seguinte. Porém há a necessidade de utilização de um circuito de sincronismo para rastrear o ângulo θ da rede, também conhecido como PLL (Phase-Locked Loop) (YAZDANI, 2009). Na Figura 20 é apresentada a estrutura baseada em coordenadas síncronas. Nessa estrutura, é utilizada a transformada de Park para conversão das tensões em coordenadas abc em um sistema dq . A tensão no eixo de quadratura é anulada por uma estrutura em malha fechada que é utilizada para estimar o ângulo e a frequência (KAURA, 1997).

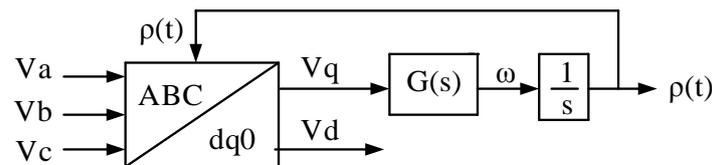


Figura 20 : Estrutura da SRF – PLL.

Para um sistema equilibrado, as equações que descrevem as componentes de eixo direto e de quadratura possuem a seguinte forma:

$$\begin{cases} Vd = \hat{V} \cos(\omega_n t + \theta_0 - \rho(t)) \\ Vq = \hat{V} \sin(\omega_n t + \theta_0 - \rho(t)) \end{cases} \quad (3.12)$$

onde, ω_n é a frequência fundamental, \hat{V} é o valor de pico em volts e θ_0 é o ângulo de fase da componente fundamental da rede. Por sua vez, $\rho(t) = \omega_s t + \varphi_0$. Nota-se que

quando $\rho(t) = \omega_n t + \theta_0$, Vd será igual a \hat{V} e Vq será 0. Sendo assim, para que Vq seja nulo em regime permanente, deve-se apenas fazer um ajuste no valor de $\rho(t)$ por meio de um controlador. Pela análise da Figura 20, pode-se observar que:

$$\omega = G(s)Vq = G(s)\hat{V} \text{sen}(\omega_n t + \theta_0 - \rho(t)). \quad (3.13)$$

É possível notar que o circuito de sincronismo apresenta uma dinâmica não linear. Considerando a aproximação $\rho(t) = \omega_n t + \theta_0$. e $\text{sen}\theta = \theta$, pode-se linearizar o sistema (KAURA, 1997). Sendo assim, a equação (3.13) pode ser reescrita como:

$$\omega = G(s)\hat{V}(\omega_n t + \theta_0 - \rho(t)). \quad (3.14)$$

Essa relação pode ser representada pelo diagrama de blocos da Figura 21, sendo a função de transferência em malha fechada $F(s)$ dada por:

$$F(s) = \frac{G(s)\hat{V}}{s + G(s)\hat{V}}. \quad (3.15)$$

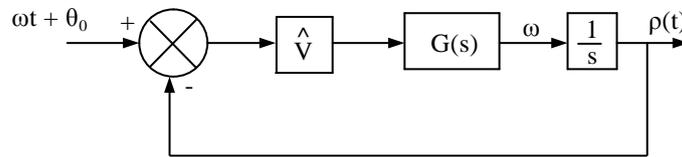


Figura 21: Representação em diagrama de blocos da equação (3.14)

Neste trabalho, foi utilizado um controlador da forma:

$$G(s) = k_{p,pll} \frac{1 + s\tau_{i,pll}}{s\tau_{i,pll}}. \quad (3.16)$$

Sendo $k_{p,pll}$ o ganho e $\tau_{i,pll}$ a constante de tempo do controlador. Substituindo a relação na relação (3.16) e (3.15) obtém-se a seguinte expressão:

$$F(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.17)$$

onde

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_{p,pll}\hat{V}}{\tau_{i,pll}}}, \quad (3.18)$$

e

$$\xi = \frac{k_{p,pll}\hat{V}}{2\omega_n} = \frac{\sqrt{\tau_{i,pll}k_{p,pll}\hat{V}}}{2}. \quad (3.19)$$

É importante enfatizar que o sistema será considerado como sendo um sistema equilibrado para o projeto dos controladores, logo não será necessária a utilização de um circuito de sincronismo com integrador generalizado de segunda ordem duplo (DSOGI – PLL) para detecção de sequências positivas e negativas.

3.1.6 PROJETO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE DO CONVERSOR

As seguintes expressões para as tensões de saída $v_{t,d}$ e $v_{t,q}$ podem ser escritas caso os harmônicos gerados pelo chaveamento dos interruptores do conversor estático sejam desprezados pela utilização da modulação vetorial (BUSO and MATTAVELLI, 2006).

$$v_{t,d} = \frac{2}{\sqrt{3}} \left(\frac{V_{CC}}{2} \right) m_d, \quad (3.20)$$

e

$$v_{t,q} = \frac{2}{\sqrt{3}} \left(\frac{V_{CC}}{2} \right) m_q, \quad (3.21)$$

sendo m_d e m_q os fatores de modulação de eixo direto e em quadratura, respectivamente. O desacoplamento das dinâmicas das correntes do eixo direto e em quadratura e a compensação do efeito das tensões no ponto de acoplamento comum pode ser feito utilizando as variáveis m_d e m_q , que resultam nas expressões abaixo.

$$m_d = \frac{\sqrt{3}}{V_{CC}} (u_d - \omega L i_q + v_{d,pac}), \quad (3.22)$$

$$m_q = \frac{\sqrt{3}}{V_{CC}} (u_q + \omega L i_d + v_{q,pac}), \quad (3.23)$$

sendo u_d e u_q as variáveis de controle.

A multiplicação de m_d e m_q pelo fator $(\sqrt{3}/V_{CC})$ terá uma ação *feed-forward*, atenuando os harmônicos da tensão de saída causado pelas oscilações na tensão V_{CC} (ALMEIDA et al., 2012). Substituindo (3.22) e (3.23) em (3.20) e (3.21) obtém-se as equações compensadas que caracteriza o comportamento dinâmico das correntes do conversor:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -(R_{eq})i_d + u_d \\ L \frac{di_q}{dt} = -(R_{eq})i_q + u_q \end{cases} \quad (3.24)$$

O sistema mostrado na equação (3.24) permite que as variáveis de estado i_d e i_q sejam respectivamente controladas de forma direta por u_d e u_q . Isso se deve ao desacoplamento das variáveis, o que torna o sistema linearizado. O diagrama mostrado na Figura 21 ilustra o controle do novo sistema.

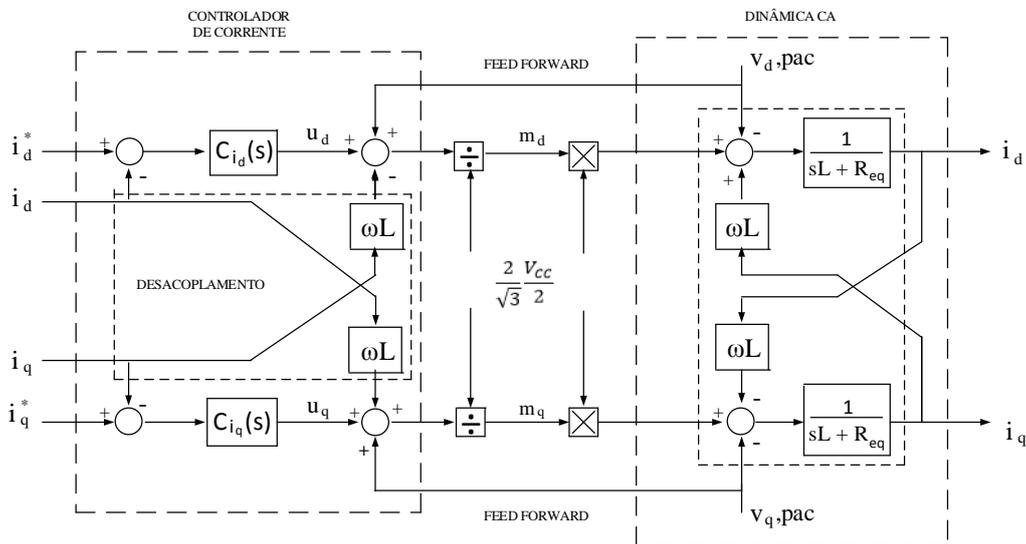


Figura 22: Diagrama de blocos dos controladores de corrente.

A estratégia de desacoplamento do eixo direto e de quadratura permite a redução dos controladores i_d e i_q ilustrados na Figura 22 a dois controladores idênticos conforme mostrado no diagrama da Figura 23.

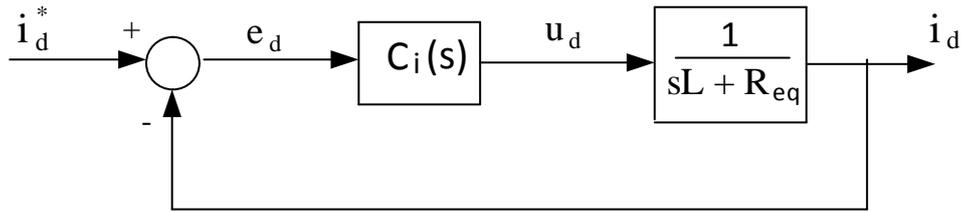


Figura 23: Diagrama de controle de corrente do eixo direto.

Como as variáveis de controle possuem uma característica estacionária, pode ser utilizado um controlador PI para garantir que o sinal de corrente siga o sinal de referência sem erro de regime (ALMEIDA et al., 2012). Dessa forma, a função de transferência de malha aberta do controlador de corrente da Figura 23 é dada por:

$$F(s) = \left(\frac{k_{p,i}}{sL} \right) \cdot \frac{\left(s + \frac{k_{i,i}}{k_{p,i}} \right)}{\left(s + \frac{R_{eq}}{L} \right)} \quad (3.25)$$

onde $k_{p,i}$ e $k_{i,i}$ são os ganhos proporcional e integral do controlador, respectivamente.

O baixo valor da resistência na entrada do conversor faz com que o polo da planta localizado em $s = - (R_{eq}/L)$ fique próximo a origem. Isso fará com que a resposta dinâmica da corrente de entrada do conversor seja prejudicada pelo decaimento da magnitude e da fase da planta a partir de uma baixa frequência. Como forma de corrigir esse problema, pode-se utilizar o zero do controlador em $s = -(k_{i,i}/k_{p,i})$ para cancelar o polo da planta (ALMEIDA et al., 2012). Sendo assim, a função de transferência em malha aberta do sistema terá a seguinte forma:

$$F(s) = \frac{k_{p,i}}{sL}. \quad (3.26)$$

Por conseguinte, a função de transferência em malha fechada terá a forma da expressão abaixo.

$$F_{MF}(s) = \frac{1}{1 + \tau_i s} \quad (3.27)$$

sendo $\tau_i = L/k_{p,i}$ a constante de tempo do sistema.

Dessa forma, os ganhos do sistema compensador podem ser descritos pela equação abaixo (ALMEIDA et al., 2012).

$$\begin{cases} k_{p,i} = \frac{L}{\tau_i} \\ k_{i,i} = \frac{R_{eq}}{\tau_i} \end{cases} \quad (3.28)$$

A análise de (3.28) permite concluir que, para se ter uma boa característica de filtragem do sinal de corrente, a relação $(1/\tau_i)$ deve ser 10 vezes menor do que a frequência de chaveamento do conversor.

3.1.7 ESTRUTURA DE CONTROLE DA TENSÃO NO BARRAMENTO CC DO CONVERSOR

O barramento CC é modelado como sendo somente um capacitor de placas paralelas, sendo a energia armazenada nas placas dada por (SANJUAN, 2010):

$$E_C = \frac{1}{2} \cdot C V_{cc}^2 \quad (3.29)$$

onde V_{cc} é a tensão no barramento CC.

A Figura 24 mostra a transferência de energia no barramento CC.

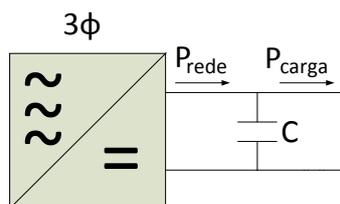


Figura 24: Transferência de energia no barramento CC.

Pela análise da Figura 24, a derivada da função de armazenamento de energia em função do tempo pode ser escrita como a diferença entre as potências instantâneas da rede e da carga conforme mostrado a seguir (SANJUAN, 2010):

$$\frac{1}{2} \cdot C \frac{dV_{cc}^2}{dt} = P_{rede} - P_{carga} \quad (3.30)$$

Considerando a modelagem do retificador mostrado na Seção 3.1.4, pode-se escrever a seguinte expressão para a potência ativa drenada da rede, supondo as correntes e tensões escritas nas coordenadas d e q :

$$P_{rede} = \frac{3}{2} \cdot V_{pac} i_d, \quad (3.31)$$

sendo V_{pac} a tensão no ponto de acoplamento comum e i_d a corrente do eixo direto.

A potência na carga por sua vez é dada por:

$$P_{carga} = \frac{V_{cc}^2}{R_{eqs}}. \quad (3.32)$$

Substituindo (3.32) e (3.31) em (3.30), obtém-se a seguinte relação:

$$\frac{1}{2} \cdot C \frac{dV_{cc}^2}{dt} = \frac{3}{2} \cdot V_{pac} i_d - \frac{V_{cc}^2}{R_{eqs}}. \quad (3.33)$$

A análise de (3.33) mostra que a relação entre a tensão V_{cc} e a corrente i_d é não linear. Pode-se linearizar (3.33) em torno do ponto de operação em regime permanente utilizando as relações abaixo:

$$\begin{cases} V_{cc} = V_{cc_0} + \Delta V_{dc} \\ i_d = i_{d_0} + \Delta i_d \end{cases}, \quad (3.34)$$

onde ΔV_{cc} e Δi_d são pequenos desvios em torno do ponto de operação e V_{cc_0} e i_{d_0} são respectivamente os valores da tensão no barramento CC e da corrente em regime permanente.

Substituindo a expressão (3.34) em (3.33), resulta em:

$$\frac{1}{2} \cdot C \frac{d(V_{cc_0} + \Delta V_{cc})^2}{dt} = \frac{3}{2} \cdot V_{pac} (i_{d_0} + \Delta i_d) - \frac{(V_{cc_0} + \Delta V_{cc})^2}{R_{eqs}}. \quad (3.35)$$

A expansão dos termos de (3.35) uma equação de pequenos sinais e uma outra de regime permanente. Para a obtenção dessas equações, serão feitas as seguintes aproximações:

$$\begin{cases} \Delta V_{cc}^2 \approx 0 \\ \frac{dV_{cc_0}^2}{dt} = 0 \end{cases} \quad (3.36)$$

Sendo assim, as equações do sistema para pequenos sinais e em regime permanente são dadas respectivamente por (3.37) e (3.38).

$$CV_{cc_0} \frac{d(\Delta V_{cc})}{dt} + C \frac{d\Delta V_{cc}}{dx} = \frac{3}{2} \cdot V_{pac}(\Delta i_d) - \frac{(2 \cdot V_{cc_0})\Delta V_{cc}}{R_{eqs}} \quad (3.37)$$

e

$$0 = \frac{3}{2} \cdot V_{pac}(i_{d_0}) - \frac{(V_{cc_0})^2}{R_{eqs}}. \quad (3.38)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (3.37), chega-se a seguinte relação:

$$\frac{\Delta V_{cc}(s)}{\Delta i_d(s)} = \frac{\frac{3}{2} \cdot \frac{V_{pac}}{V_{cc_0}} \cdot \frac{1}{C}}{s + 1 + \frac{2}{R_{eqs}C}}. \quad (3.39)$$

A expressão (3.39) fornece a equação da planta linearizada do sistema. Dessa forma, a estrutura da malha de controle do barramento CC é ilustrada na Figura 25.

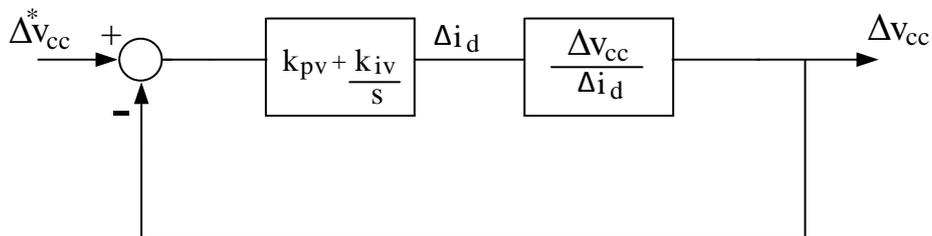


Figura 25: Estrutura da malha de controle do barramento CC.

Como o polo da planta é estável, isto é, tem parte real negativa, pode-se utilizar a técnica de cancelar o polo da planta com o zero do controlador, reduzindo o diagrama da Figura 25 ao diagrama de blocos da Figura 26.

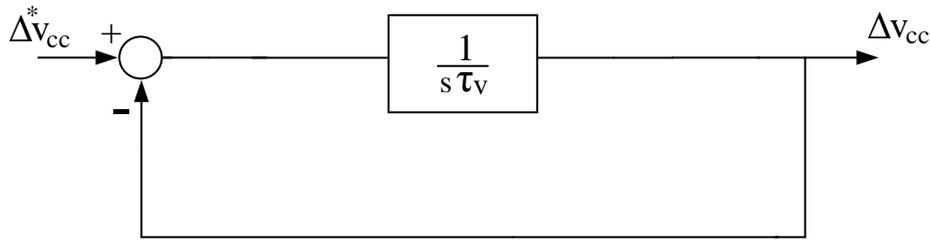


Figura 26: Estrutura da malha de controle do barramento CC com o cancelamento do polo da planta.

Da Figura 26 tem-se que τ_v representa a constante de tempo do sistema compensado. Como o polo da planta da expressão (3.39) foi cancelado, chega-se à seguinte expressão para o cálculo das constantes integral e proporcional do controlador do barramento CC.

$$\begin{cases} k_{pv} = \frac{2 \cdot V_{cc0} \cdot C}{3 \cdot V_{pac} \cdot \tau_v} \\ k_{iv} = \frac{2 \cdot k_{pv}}{R_{eqs} C} \end{cases} \quad (3.40)$$

3.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR FONTE DE TENSÃO MONOFÁSICO

3.2.1 TOPOLOGIA DO INVERSOR MONOFÁSICO

Inversores são utilizados para transformar uma tensão contínua em uma tensão alternada. No caso deste trabalho ele atuará transferindo energia do barramento CC para uma carga monofásica que deve ser alimentada com uma tensão alternada. O objetivo é criar uma tensão alternada senoidal e sem distorção a partir de uma única fonte contínua de energia. O inversor monofásico pode operar em diversos tipos de aplicações como em estabelecimentos médicos, centros de banco de dados, equipamentos emergenciais e em processos industriais. No caso de aplicações em cargas críticas, ele pode ser usado para fornecer uma energia ininterrupta de alta qualidade se torna vital para a boa operação das mesmas (ROSHAN, 2006).

O circuito básico de um inversor monofásico utilizado para converter tensão contínua em tensão alternada é mostrado na Figura 27. Uma tensão de saída alternada é criada pelo chaveamento da ponte do inversor em uma sequência apropriada. A tensão de

saída V_{ac} da ponte do inversor pode ser igual a $+V_{CC}$, $-V_{CC}$ ou 0 dependendo em como as chaves são controladas.

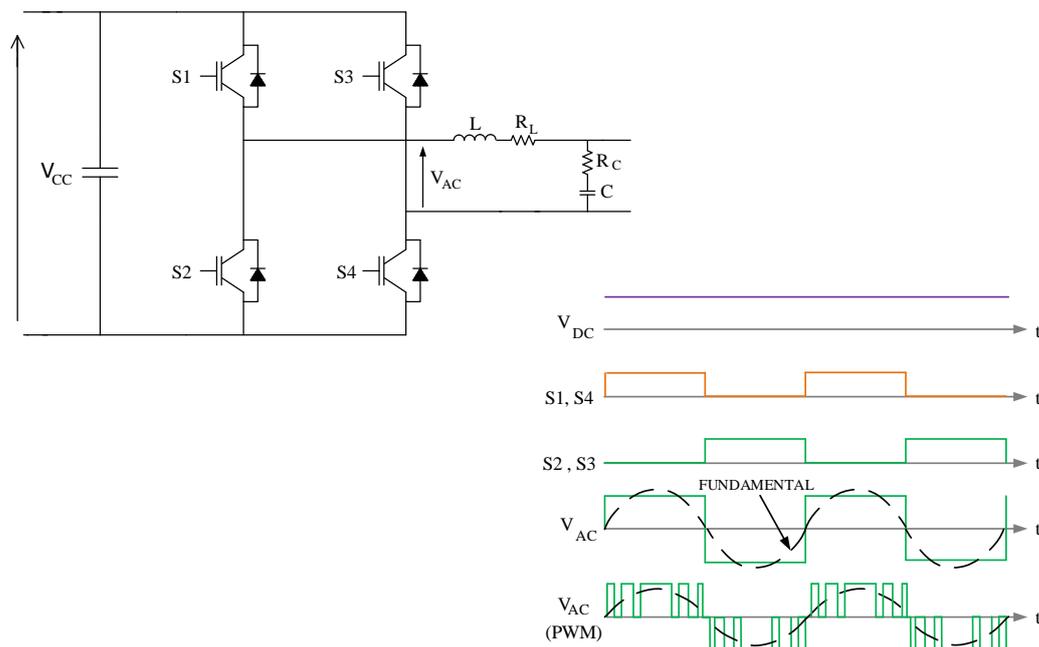


Figura 27: Circuito do inversor monofásico com suas formas de onda.

Pela análise da Figura 27 é possível notar que duas chaves localizadas em um mesmo braço do inversor não podem estar ligadas ao mesmo tempo. Caso contrário, um curto circuito poderá ocorrer através da fonte CC danificando as chaves do conversor. A Tabela 3 sumariza todas as combinações possíveis de chaveamento para o inversor monofásico e sua correspondente tensão V_{ac} criada (ROSHAN, 2006).

Tabela 3: Combinações possíveis de chaveamento para o inversor monofásico.

Modo	S1	S2	S3	S4	V_{ac}
I	ON	OFF	ON	OFF	0
II	OFF	ON	ON	OFF	$-V_{dc}$
III	ON	OFF	OFF	ON	$+V_{dc}$
IV	OFF	ON	OFF	ON	0

3.2.2 PROJETO DO FILTRO DE SAÍDA DO INVERSOR

A tensão de saída do inversor normalmente é filtrada utilizando um filtro passa baixa para criar uma tensão senoidal com um baixo conteúdo harmônico nos seus terminais de saída. Considerando a frequência de chaveamento de 20kHz dos conversores pwm, escolheu-se o valor da frequência de corte do filtro passa baixas (FPB) como sendo situada uma década abaixo da frequência de chaveamento, ou seja, igual a 2kHz, para garantir atenuação dos harmônicos gerados. Existe uma relação inversamente proporcional entre a frequência de corte do filtro e os valores dos indutores e capacitores. Sendo assim, uma baixa frequência de corte pode resultar em perdas no filtro assim como um aumento do custo direto do inversor. A equação (3.41) fornece a relação entre a frequência de corte do filtro passa baixa de saída do inversor (Figura 27) e sua relação com o indutor e o capacitor do circuito (Roshan, 2006).

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}}. \quad (3.41)$$

Restrições em relação aos harmônicos de tensão e corrente são as duas principais características que implicam no projeto do filtro de saída. Tendo isso em mente adicionado ao custo, perdas e tamanho do filtro, o projetista pode testar os limites dos parâmetros que venham a otimizar o projeto do filtro. Embora o tamanho e o custo influenciem no projeto do filtro, a eliminação dos harmônicos será a prioridade desse estudo. Sabe-se que a expressão para o cálculo do índice de modulação do inversor é dada pela expressão abaixo.

$$m = \frac{V_{out_rms}}{V_{dc}}. \quad (3.42)$$

Alguns autores como (ERICSON, 2001) utilizam uma aproximação pelo modelo do conversor *buck* para determinar os valores apropriados para o capacitor e o indutor do filtro de saída para o inversor em ponte completa monofásico (ERICSON, 2001). Dessa forma, o indutor do filtro pode ser calculado por:

$$L = \frac{V_{dc} - V_{out_rms}}{2\Delta i_{L_rms}} DT_s, \quad (3.43)$$

sendo o capacitor dado por:

$$C = \frac{(V_{dc} - V_{out_{rms}})}{16L \cdot \Delta v_{C_{rms}} \cdot f_s^2} D. \quad (3.44)$$

A ondulação da corrente no indutor, $\Delta i_{L_{rms}}$ deve ficar em torno de 20% da corrente eficaz pelo mesmo, ao passo que a ondulação da tensão sobre o capacitor deve ser de aproximadamente 1% do valor eficaz. O valor do ciclo de trabalho D utilizado para este trabalho foi igual a 0,909, sendo obtido por meio da expressão abaixo.

$$D = \frac{m + 1}{2}. \quad (3.45)$$

Onde m é o índice de modulação do inversor.

O projeto do indutor deve também levar em conta uma análise cuidadosa para evitar perdas e saturação no núcleo do mesmo, já que uma das perdas mais significativas no inversor ocorre no indutor do filtro. A queda de tensão sobre o indutor pode ser estimada por:

$$V_L(i_{saida}) = (R_L + j\omega L)i_{saida} \quad (3.46)$$

3.2.3 MODELO DO INVERSOR MONOFÁSICO

Devido a presença de interruptores no inversor monofásico, o conversor se torna um sistema não linear. Um modelo linear do conversor pode ser construído utilizando as seguintes considerações onde o comportamento dinâmico dos interruptores pode ser ignorado (ROSHAN, 2006).

- A frequência de chaveamento do conversor é muito maior que a frequência fundamental do conversor.
- As variáveis de estado não mudam durante o período de tempo de amostragem.

O modelo linear do inversor e suas equações de espaço de estado podem ser definidos utilizando as equações diferenciais obtidas pela análise da Figura 28.

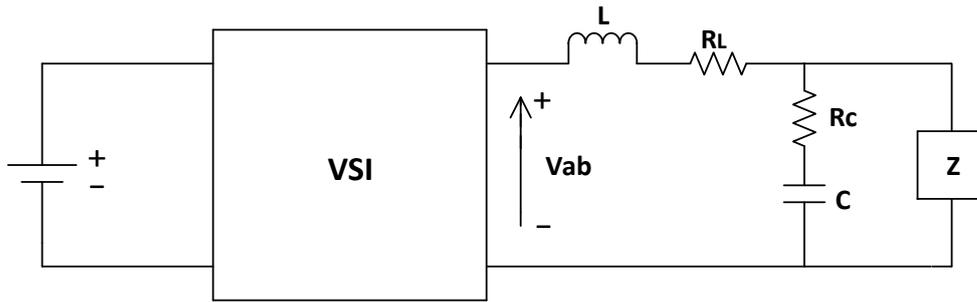


Figura 28: Modelo do inversor monofásico.

A seguinte equação descreve o chaveamento do inversor.

$$u(t) = \begin{cases} 1, & V_{ab}(t) = V_{DC} \\ 0, & V_{ab}(t) = 0 \\ -1, & V_{ab}(t) = -V_{DC} \end{cases} \quad (3.47)$$

Desconsiderando o comportamento dinâmico das chaves e fazendo uma aproximação de $v_{ab}(t) = u(t)$, a tensão de saída do inversor pode ser representada pelo seguinte modelo linear invariante no tempo.

$$v_{saida} = \frac{\left(R_C + \frac{1}{sC}\right)}{\left(R_C + \frac{1}{sC} + R_L + sL\right)} v_{ab} \quad (3.48)$$

A função de transferência do filtro de saída do inversor que é a planta do sistema pode ser obtida pela substituição desses valores na equação (3.49) pela seguinte expressão:

$$\frac{v_{saida}(s)}{v_{ab}(s)} = \frac{sCR_C + 1}{s^2LC + sC(R_L + R_C) + 1} \quad (3.49)$$

Na seguinte seção serão mostradas as estruturas de controle mais utilizadas para controle de tensão de saída do inversor monofásico.

3.2.4 ESTRUTURA DE CONTROLE DO INVERSOR MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA

Existem diferentes estratégias de controle na literatura para conversores monofásicos conectados as cargas. Avanços mais recentes incluem estratégias de controle

digital como o controlador repetitivo, controlador *deadbeat* e o controlador por modos deslizantes. O controle repetitivo digital possui grande habilidade em eliminar distúrbios periódicos, no entanto, possui dinâmica lenta, baixa precisão de rastreamento e necessidade de memória extensa (TZOU et al., 1997); (ZHOU et al., 2006) e (ZHANG et al., 2003). Os controles *deadbeat* e em modos deslizantes apresentam uma excelente resposta dinâmica no controle direto da tensão instantânea de saída do inversor. No entanto, o controle *deadbeat* possui alguns inconvenientes, como grande complexidade, sensibilidade a variações paramétricas e um erro em estado estacionário não nulo (FUJII and YOKOYAMA, 2006) ; (BUSO et. al, 2001) e (KOMURCUGIL, 2012).

O controle PI Ressonante (PI RES) é uma opção para eliminar o erro em estado estacionário, sendo de fácil implementação e também empregado no controle da tensão de saída em inversores monofásicos (BONAN et al, 2010) e (KHAJEHODDIN et al., 2012). Existe também o controle Proporcional Integral baseado em coordenadas síncronas (PI SRF), proposto por (RYAN et al., 1997). No controle PI SRF, os sinais elétricos são transformados para o sistema de coordenadas síncronas, onde as grandezas são contínuas e conseqüentemente, um erro nulo em estado estacionário é garantido utilizando um controlador PI. Além da necessidade das transformações do sistema de referência, o controle PI SRF necessita de ao menos dois sinais ortogonais para ser implementado. Dessa forma, um segundo sinal fictício atrasado em 90 graus em relação ao sinal original deve ser gerado.

Feitas as devidas considerações sobre os tipos de controle utilizados para controlar a tensão de saída do inversor monofásico, os controles PI ressonante (PI RES) e em coordenadas síncronas (PI SRF) serão escolhidos para serem utilizados neste trabalho. Será feita uma comparação no capítulo de resultados a respeito de qual controle melhor se encaixa para as topologias descritas pela Figura 2 e pela Figura 3 da Introdução. Na seção seguinte serão detalhados os dois tipos de controle escolhidos para o inversor.

3.2.5 CONTROLE PI RESSONANTE (PI RES)

Geralmente, controladores PI projetados para regular sinais estacionários apresentam erros em regime permanente de amplitude e fase quando o objetivo é rastrear sinais alternados como, por exemplo, tensão alternada de saída de um inversor. No entanto, estes controladores utilizados no sistema de referência *d-q* podem atingir erro

zero em estado estacionário atuando em sinais contínuos no sistema de coordenada girante (ZMOOD, 2003).

Nessa seção, conceitos de servo controle em sistemas serão utilizados para desenvolver um controlador PI-RES que atinja virtualmente o mesmo desempenho que um controlador PI em coordenadas síncronas. A ideia da transformação é fazer com que o controlador utilizado no sistema de coordenadas naturais tenha a mesma resposta em frequência característica na largura de banda de interesse que o controlador PI em coordenadas girantes. A transformação a ser utilizada é dada pela expressão abaixo (ZMOOD, 2003).

$$H_{AC}(s) = \frac{H_{DC}(s + j\omega_0) + H_{DC}(s - j\omega_0)}{2} \quad (3.50)$$

sendo ω_0 a frequência fundamental e H_{DC} a função de transferência do controlador PI. Caso H_{DC} seja um filtro passa-baixa, a operação dada por (3.50) resulta em uma transformação de filtro passa-baixa para um filtro passa banda ou em uma mudança no valor da frequência ω_0 . Sendo assim, uma alternativa utilizada quando a largura de banda do sinal de referência é pequena em comparação a frequência de referência seria utilizar a técnica de conversão do sistema passa baixa para o sistema passa alta utilizando a expressão abaixo (ZMOOD, 2003).

$$H_{AC}(s) = H_{DC}\left(\frac{s^2 + \omega_0^2}{2s}\right). \quad (3.51)$$

Um controlador desenvolvido pela expressão (3.51) atuando em um sistema em coordenadas estacionárias terá a mesma resposta que um controlador PI atuando em um sistema de coordenadas $d-q$. Sabe-se que a equação de um sistema de controle PI é dada pela seguinte expressão:

$$H_{DC}(s) = k_p + \frac{k_i}{s}. \quad (3.52)$$

Sendo assim, para que um compensador CA equivalente tenha a mesma característica de erro nulo em regime estacionário, basta substituir a expressão (3.52) em (3.51) resultando em:

$$H_{AC}(s) = k_p + \frac{2k_i s}{s^2 + \omega_0^2}. \quad (3.53)$$

A equação (3.53) retrata a função de transferência é utilizada para filtrar simultaneamente duas componentes harmônicas. No entanto, a realização de um PI ideal com a sua correspondente função de transferência ressonante alternada é algumas vezes impossível devido à baixa tolerância de componentes analógicos do sistema e à precisão finita de sistemas digitais (ZMOOD, 2003). Sendo assim, um controlador PI pode ser aproximado por uma função de transferência dada por:

$$H_{DC}(s) = k_p + \frac{k_i \omega_c}{s + \omega_c}, \quad (3.54)$$

que pela transformação utilizando a equação (3.51) fornece:

$$H_{AC}(s) = k_p + \frac{2k_i \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2}. \quad (3.55)$$

onde ω_c é a frequência de corte do filtro ressonante. É interessante destacar que esse sistema possui uma boa aplicação em sistemas monofásicos, onde transformações para coordenadas síncronas são difíceis de realizar pelo fato da necessidade de se criar uma componente fictícia da variável envolvida.

3.2.6 PROJETO DO CONTROLADOR PI RES PARA O INVERSOR MONOFÁSICO

O diagrama de blocos do controle para o sistema PI RES é dado pela figura mostrada a seguir.

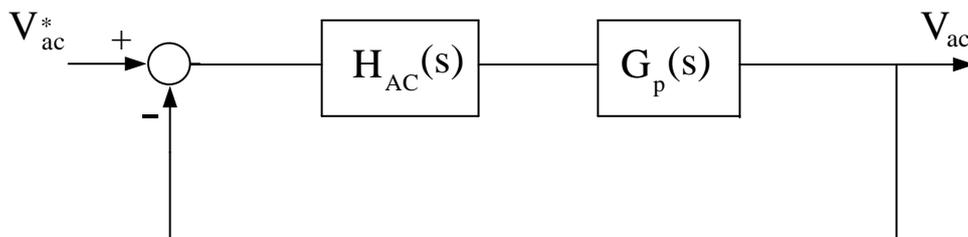


Figura 29: Diagrama de blocos de controle para o sistema PI RES.

Pela análise da Figura 29, a função de transferência em malha aberta do sistema de controle ressonante é dada pela expressão abaixo.

$$F_{ma}(s) = \left(k_p + \frac{2k_i\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \right) \left(\frac{sCR_C + 1}{s^2LC + sC(R_L + R_C) + 1} \right). \quad (3.56)$$

Ajustando os valores de k_p e k_i empiricamente, obtém-se a resposta em frequência do ganho de malha aberta mostrada na Figura 30.

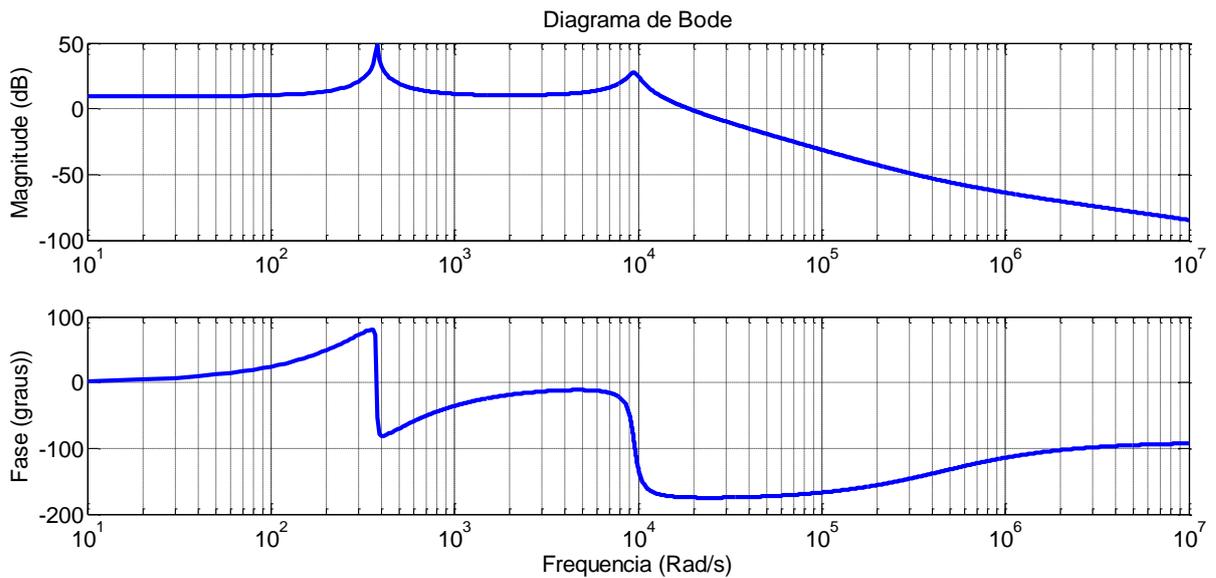


Figura 30: Resposta em frequência do ganho de malha aberta em magnitude e fase.

Pela análise da Figura 30 é possível notar que as curvas em resposta em frequência possuem uma margem de fase muito pequena para um ganho de 0 dB. Essa característica pode forçar o sistema inversor + controlador a ter um comportamento instável caso o mesmo seja submetido a um distúrbio nessa frequência correspondente. Uma margem de fase adequada pode ser alcançada pela adição de um compensador em avanço de fase que terá a seguinte função de transferência (BARBOSA, 2014).

$$F_{avanço}(s) = \frac{s + (p_1/\alpha)}{s + p_1}, \quad (3.57)$$

onde p_1 é o polo do filtro e $\alpha > 1$ é uma constante real.

A fase máxima do filtro ocorre em:

$$\delta_m = \text{sen}^{-1} \left(\frac{\alpha - 1}{\alpha + 1} \right), \quad (3.58)$$

para

$$\omega_n = \frac{p_1}{\sqrt{\alpha}}, \quad (3.59)$$

onde ω_n é a frequência de faixa de passagem da função de transferência de malha fechada.

O valor da frequência será obtido pela análise da Figura 30, correspondendo ao valor de 19000 rad/s (frequência onde o ganho do sistema em malha aberta é de 0 dB).

Assumindo que a margem de fase de fase desejada é de 45° , escolhe-se um valor de δ_m de 45° . Dessa forma, obtém-se um $\alpha = 5,83$ e um $p_1 = 45880$. Sendo assim, a função de transferência do novo compensador modificado será dada pela expressão abaixo.

$$F(s) = \left(k_p + \frac{2k_i \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \right) \left(\frac{s + 7869}{s + 45880} \right). \quad (3.60)$$

A Figura 31 mostra a resposta em frequência do sistema em malha aberta após a adição do compensador em avanço de fase.

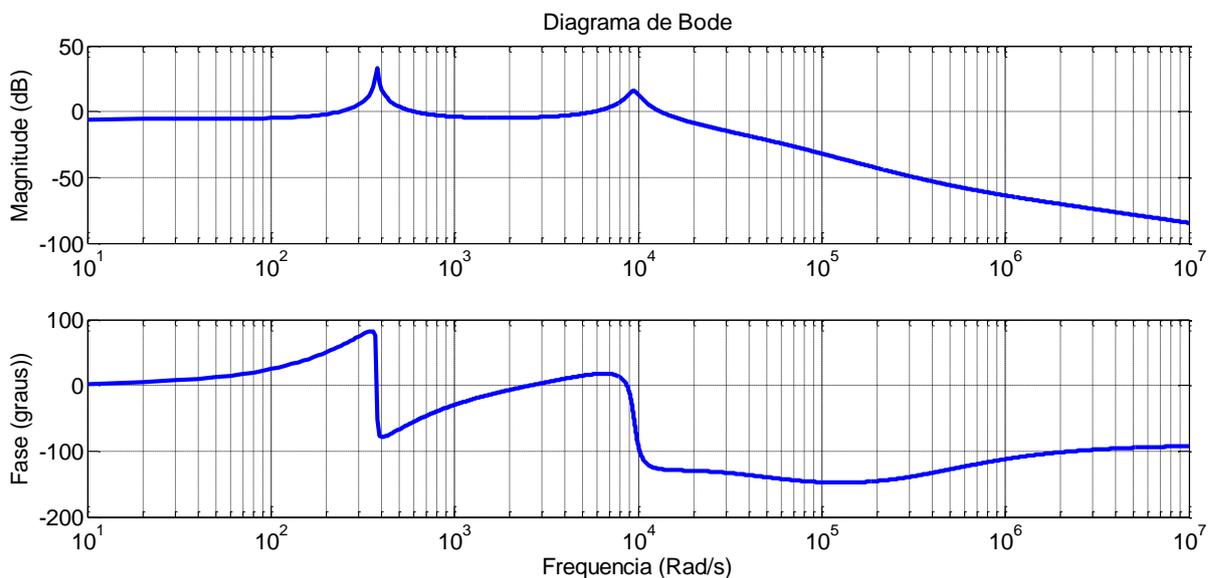


Figura 31: Resposta em frequência do ganho de malha aberta em magnitude e fase após a adição do compensador em avanço de fase.

Pela análise da Figura 31 é possível notar que o compensador em avanço de fase ajustou o valor da fase para um valor de aproximadamente -127° para um ganho correspondente de 0 dB. Isso garante a estabilidade do sistema frente a distúrbios nessa faixa de frequência.

Finalmente para garantir que $|F_{ma}(j\omega)| = 1$ na frequência de corte o ganho K deverá ser calculado por:

$$-20\log K = 5,76. \quad (3.61)$$

Que fornece um valor de $K = 1,932$. Dessa forma, a função de transferência final do compensador modificado será dada pela seguinte equação:

$$F(s) = 1,932 \left(k_p + \frac{2k_i\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \right) \left(\frac{s + 7869}{s + 45880} \right). \quad (3.62)$$

A Figura 32 mostra a resposta em frequência do sistema em malha aberta após a adição do compensador final.

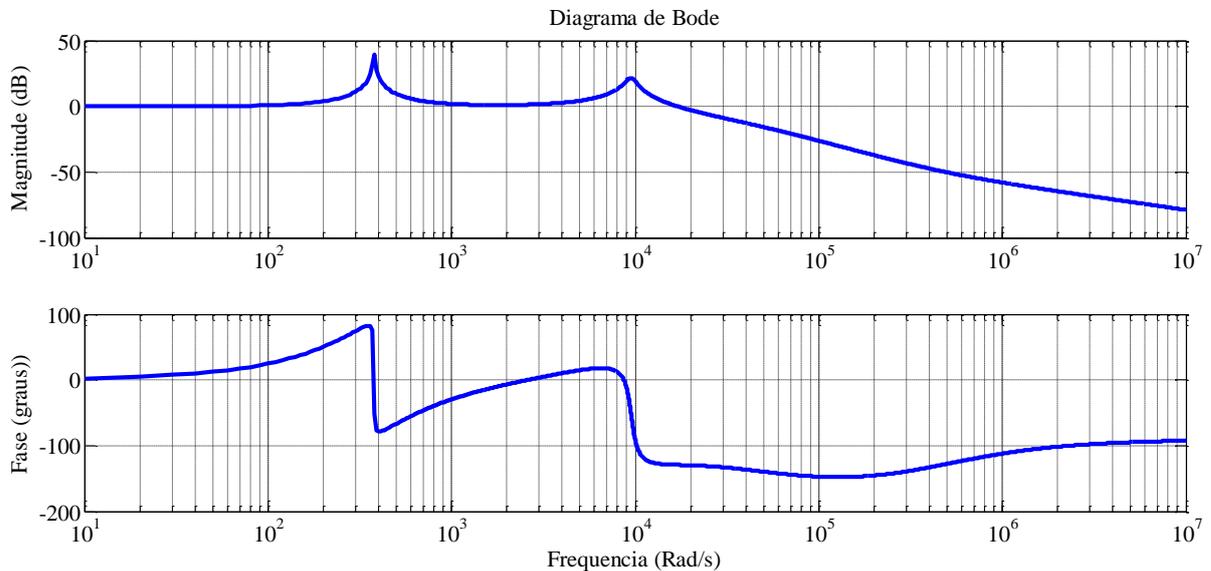


Figura 32: Resposta em frequência do ganho de malha aberta em magnitude e fase após a adição do compensador final em avanço de fase.

Observa-se um ganho elevado para as frequências abaixo das frequências de corte, o que permite maior robustez ao controle frente a distúrbios nestas frequências

(OGATA,2010).O diagrama de controle de tensão de saída do inversor monofásico utilizando o controlador PI RES pode ser descrito conforme mostrado na Figura 33.

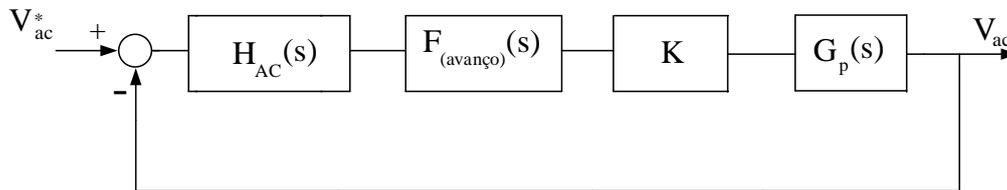


Figura 33: Sistema de controle ressonante para a tensão de saída do inversor monofásico.

3.2.7 CONTROLE BASEADO EM COORDENADAS SÍNCRONAS (PI SRF)

Nessa seção será aplicado o método de transformação d-q para controle de tensão do inversor monofásico. No entanto, para que um sistema sofra uma transformação para o sistema de coordenadas síncronas, é necessário que o mesmo possua ao menos duas fases independentes. Sendo assim, haverá a necessidade de se criar artificialmente uma componente ortogonal da variável a ser controlada.

Existem atualmente na literatura diversos tipos de técnicas que podem ser utilizadas para uma transformação $\alpha\beta$ monofásica. São descritas abaixo as principais técnicas listadas na literatura (FURTADO, 2014; SILVA et al., 2009; HAQUE & ISE, 2002).

- i. Função de atraso temporal;
- ii. Método convencional do valor eficaz;
- iii. Filtro de quadratura;
- iv. Método das coordenadas síncronas;
- v. Método do valor eficaz em coordenadas etacionárias ($\alpha\beta$); e
- vi. Filtro passa-faixa baseado no integrador de segunda ordem (SOGI-BPF);

Analisadas as características de cada uma das técnicas descritas, bem como suas vantagens e desvantagens encontradas em (FURTADO, 2014), optou-se pela utilização do SOGI – BPF (do inglês, Second Order Generalized Integrator – Band Pass Filter) foi a

melhor estratégia para este trabalho pelo fato do grupo de estudos já estar familiarizado com tal estrutura.

O SOGI – BPF é um filtro utilizado para extrair a componente fundamental de um sinal. Pelo ajuste correto de seus parâmetros, pode-se obter dois sinais de saída filtrados em quadratura. A Figura 34 mostra a estrutura do filtro.

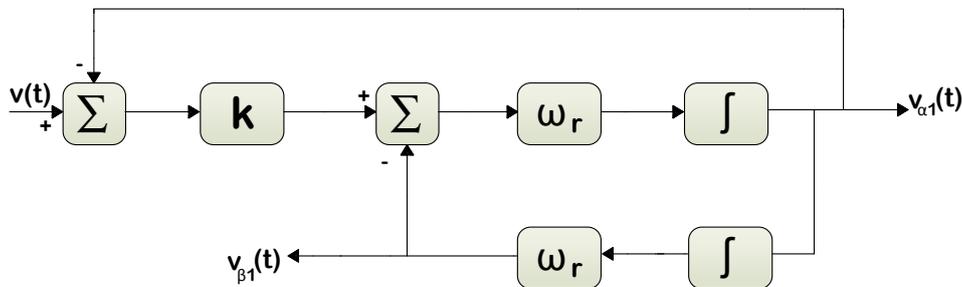


Figura 34: Diagrama de blocos do filtro SOGI.

As funções de transferência do filtro podem ser descritas como sendo:

$$\begin{cases} F_1(s) = \frac{V_{\alpha 1}(s)}{V(s)} = \frac{k\omega_r s}{s^2 + k\omega_r s + \omega_r^2} \\ F_2(s) = \frac{V_{\beta 1}(s)}{V(s)} = \frac{k\omega_r^2}{s^2 + k\omega_r s + \omega_r^2} \end{cases}, \quad (3.63)$$

onde k é a constante que determina a largura de banda do filtro e ω_r a frequência de ressonância. Pela análise de (3.63) pode-se perceber que caso seja necessário, o valor de ω_r e k podem ser ajustados respectivamente para tornar o sistema adaptativo em frequência e para variar a seletividade do filtro.

Após a geração da componente em quadratura do sinal de tensão pelo filtro SOGI, foi aplicada a transformada de Park para obter os valores de v_d (componente do sinal no eixo direto) e v_q (componente do sinal no eixo de quadratura). A obtenção das componentes do sinal no sistema de coordenadas síncronas permite que a amplitude do mesmo seja calculada conforme a equação abaixo.

$$A_V(s) = \sqrt{v_d^2 + v_q^2}. \quad (3.64)$$

Dessa forma, o valor calculado pela utilização da equação (3.64) será comparado com valor de referência de tensão conforme mostrado na Figura 35.

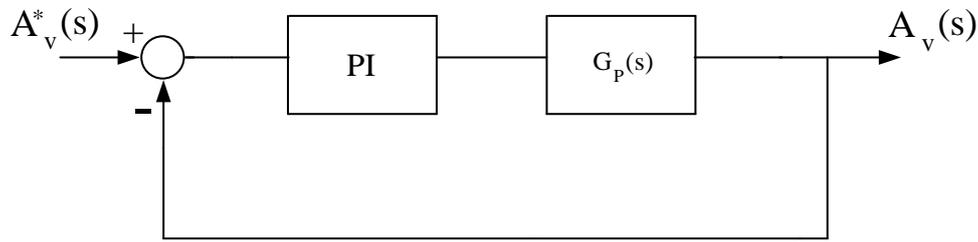


Figura 35: Sistema de controle em malha fechada para o SRFPI.

Onde $G_p(s)$ é a função de transferência da planta e $A_v^*(s)$ é o valor de referência de tensão. Os parâmetros do controlador PI serão calculados na seção seguinte.

3.2.8 PROJETO DO CONTROLADOR SRF-PI PARA O INVERSOR MONOFÁSICO

A equação da planta do sistema deduzida na seção (3.2.3) pode ser reescrita conforme indicado na expressão abaixo:

$$G_p(s) = \frac{s \left(\frac{R_C}{L} \right) + \frac{1}{LC}}{s^2 + s \left(\frac{R_C + R_L}{L} \right) + \frac{1}{LC}} \quad (3.65)$$

A expressão (3.65) pode ser reescrita conforme a expressão (3.66).

$$G_p(s) = \frac{b_1 s + b_2}{s^2 + a_1 s + a_2} \quad (3.66)$$

sendo

$$\begin{cases} b_1 = \frac{R_C}{L} \\ a_2 = b_2 = \frac{1}{LC} \\ a_1 = \frac{R_C + R_L}{L} \end{cases} \quad (3.67)$$

A função de transferência de malha aberta do sistema terá a seguinte forma:

$$L(s) = C(s) \cdot G_p(s) = \frac{(k_p s + k_i) \cdot (b_1 s + b_2)}{s^3 + a_1 s^2 + a_2 s} = \frac{n_L(s)}{d_L(s)}, \quad (3.68)$$

sendo $C(s)$ o controlador PI utilizado na planta.

A função de transferência em malha fechada do sistema fornece por sua vez a seguinte equação característica para o denominador:

$$d_L(s) = s^3 + (a_1 + k_p b_1) s^2 + (a_2 + k_p b_2 + k_i b_1) s + b_2 k_i. \quad (3.69)$$

A identificação dos coeficientes da equação (3.69) foi feita pela comparação com a sua forma canônica mostrada abaixo.

$$(s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2)(s + \alpha\omega_0). \quad (3.70)$$

Pela análise de (3.70), percebe-se que foi adicionado um polo em $-\alpha\omega_0$ para garantir a estabilidade do sistema (ÅSTROM,2002). Multiplicando o polo pela equação canônica de segunda ordem obtém-se a expressão resultante de terceira ordem abaixo.

$$s^3 + (\alpha + 2\xi)\omega_0 s^2 + (1 + 2\alpha\xi)\omega_0^2 s + \alpha\omega_0^3, \quad (3.71)$$

sendo ξ o fator de amortecimento, ω_0 a frequência angular de corte e α uma constante de ajuste do polo adicionado no sistema. Comparando as equações (3.69) e (3.71) obtém-se:

$$\begin{cases} a_1 + b_1 k_p = (\alpha + 2\xi)\omega_0 \\ a_2 + b_1 k_i + b_2 k_p = (1 + 2\alpha\xi)\omega_0^2. \\ b_2 k_i = \alpha\omega_0^3 \end{cases} \quad (3.72)$$

A partir do sistema (3.72) chega-se aos valores das constantes do controlador dados pela expressão abaixo.

$$\begin{cases} k_p = \frac{(1 + 2\alpha\xi)\omega_0^2 - a_2}{b_2} \\ k_i = \frac{\alpha\omega_0^3}{b_2} \end{cases}. \quad (3.73)$$

3.2.9 TOPOLOGIA DO RETIFICADOR MONOFÁSICO

O diagrama do circuito do retificador monofásico é mostrado na Figura 36. O circuito consiste em quatro IGBTs com um diodo em antiparalelo, um indutor no lado da rede e um capacitor conectado no lado CC. O indutor tem a função de suavizar a corrente de linha e ajudar na conversão de uma tensão de nível inferior para uma tensão de nível superior. Os interruptores utilizados operam em alta frequência, onde S1, S4 e S2, S3 são pares que atuam de maneira complementar.

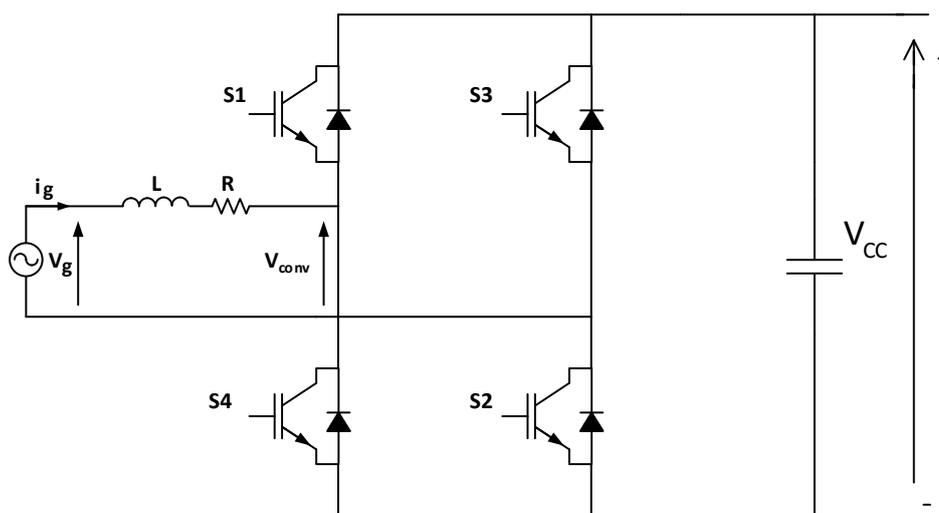


Figura 36: Circuito de potência do retificador monofásico.

Existem vários métodos de modulação para o retificador monofásico, sendo utilizada a modulação SPWM para este trabalho.

3.2.10 PROJETO DO FILTRO DE ENTRADA DO RETIFICADOR MONOFÁSICO

Para o conversor proposto, o valor do indutor de entrada será calculado considerando uma queda de tensão no indutor de 3% do valor da tensão de linha (KAPIL and VAVAIYA, 2015). Dessa forma, o valor da reatância indutiva em valor eficaz será dada pela seguinte expressão:

$$X_L = \frac{0,03 \cdot V_s}{I_s}, \quad (3.74)$$

onde V_s é a tensão de linha e I_s é a corrente de linha. Dessa forma a equação que define o valor do indutor pode ser obtida como:

$$L = \frac{0,03 \cdot V_s}{2\pi f \cdot I_s}, \quad (3.75)$$

sendo f a frequência da rede.

O valor da capacitância é calculado considerando o valor de *ripple* da tensão no barramento dado pela expressão abaixo (KAPIL and VAVAIYA, 2015).

$$\Delta V \geq \frac{V_s \cdot I_s}{2 \cdot V_{dc} \cdot 4\pi f C}, \quad (3.76)$$

que resulta em

$$C = \frac{V_s \cdot I_s}{2 \cdot V_{dc} \cdot 4\pi f \cdot \Delta V}. \quad (3.77)$$

3.2.11 PROJETO DOS CONTROLADORES PARA O RETIFICADOR MONOFÁSICO

Pela análise da Figura 36 V_{cc} é a tensão no capacitor, V_g é a tensão na rede, i_g é a corrente fornecida pela rede e V_{conv} é a tensão no conversor. Baseado nesses dados, a seguinte equação pode ser obtida.

$$V_{conv} = V_g - L \frac{di_g}{dt} - Ri_g, \quad (3.78)$$

que pela transformada de Laplace fornece:

$$i_{conv} = \frac{1}{R + LS} (V_{conv} - V_g). \quad (3.79)$$

Da observação de (3.78) e (3.79) é possível notar que o processo de modelagem do retificador monofásico vai ser análogo ao modelo do retificador trifásico, uma vez que o modelo da rede é o mesmo. No entanto, a tensão no barramento CC para o retificar monofásico apresentará característica pulsante, havendo a necessidade de utilização de

um capacitor de dimensão superior para filtrar essa tensão, tornando-a mais próxima de uma tensão contínua pura. Utilizando o método proposto na seção (3.2.7) para a gerar um sinal em quadratura com o sinal monofásico é possível fazer a transformação do sistema em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ para o sistema em coordenadas síncronas dq . Logo, o mesmo princípio utilizado para o projeto dos controladores do retificador trifásico será utilizado para o retificador monofásico. Dessa forma, as constantes proporcional e integral da malha de corrente e tensão podem ser obtidas pelas equações (3.28) e (3.40).

3.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

Nesse capítulo foram apresentadas metodologias para o projeto de controladores dos conversores estáticos utilizados neste trabalho. Primeiramente, foram projetados os parâmetros do circuito SRF-PLL para garantir que o controle dos retificadores esteja em sincronismo com a frequência da rede. Em seguida foram projetadas as malhas de controle de corrente (objetivando gerar correntes senoidais na entrada do retificador) e tensão (objetivando controlar o nível de tensão CC no barramento) para os retificadores trifásico e monofásico.

Visando simplificar o projeto dos controladores, utilizou-se o sistema de controle em coordenadas dq para os retificadores. Foi visto que esse tipo de controle necessita de no mínimo duas fases independentes para que seja possível a transformação das coordenadas. Sendo assim, para o retificador monofásico houve a necessidade de se criar artificialmente uma componente ortogonal da variável a ser controlada pela utilização de um filtro SOGI.

Por fim, foram analisadas duas estratégias de controle distintas para o inversor monofásico: a primeira empregando o controle PI-SRF e a segunda empregando o controle PI-RES. Ambas as estratégias utilizaram uma malha única de tensão de saída objetivando suprir as cargas com uma tensão senoidal. O controle PI-SRF foi feito em coordenadas $d-q$, onde de forma análoga ao caso do retificador monofásico, utilizou-se um filtro SOGI para geração de um sinal em quadratura. Para o controle PI-RES, foi desenvolvido um controlador no sistema em coordenadas naturais com a mesma resposta em frequência característica na largura de banda de interesse que o controlador PI em coordenadas girantes. Dessa forma para esse último caso, não houve a necessidade de se fazer uma transformação de coordenadas.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

4.1 INTRODUÇÃO

Nesse capítulo serão apresentados os resultados de simulação do sistema utilizando o software PSIM 9.1. Serão também apresentados os parâmetros dos conversores utilizados para a rede CA e para os controladores.

4.2 PARÂMETROS DO SISTEMA

Os parâmetros da rede e dos retificadores utilizados nas topologias mostradas pela Figura 2 e pela Figura 3 são descritos na Tabela 4, na Tabela 5 e na Tabela 6. Os parâmetros utilizados foram baseados nos dados de conversores reais do laboratório de Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência (NAEP).

Tabela 4: Parâmetros da rede CA

Descrição	Valor
Tensão de linha da rede (V_r)	220 V
Frequência fundamental (f_1)	60 Hz
Indutância equivalente série (L_s)	2,0mH
Resistência equivalente série (R_s)	0,1 Ω

Tabela 5: Parâmetros da retificador trifásico.

Descrição	Valor
Frequência de comutação (f_s)	20 kHz
Frequência de amostragem (f_n)	20 kHz
Potência nominal	32 kVA
Indutância do filtro de entrada (L)	2,0mH
Resistência de entrada (R_{eq})	0,1 Ω
Capacitor CC	4000 μ F

Tabela 6: Parâmetros da retificador monofásico.

Descrição	Valor
Frequência de comutação (f_s)	20 kHz
Frequência de amostragem (f_n)	20 kHz
Potência nominal	11 kVA
Indutância do filtro de entrada (L)	1,0mH
Resistência de entrada (R_{eq})	0,35 Ω
Capacitor CC	4000 μ F

Os valores do indutor e capacitor obtidos pelo projeto do filtro do inversor monofásico são mostrados pela Tabela 7.

Tabela 7: Componentes do filtro de saída do inversor.

Elemento	Valor	Resistência série
Indutor	200 μ H	500m Ω
Capacitor	100 μ F	100m Ω

4.2.1 DEFINIÇÃO DOS GANHOS DO CIRCUITO DE SINCRONISMO

Pela consideração dos critérios de desempenho dinâmico e de filtragem do sinal de entrada (FOGLI, 2014), foram definidos o ganho e banda de passagem do circuito de sincronismo. Pela escolha dos valores de $\zeta = 0,707$ e $\omega_n = 2\pi 60$ e substituição dos mesmos nas equações (3.18) e (3.19) obtém-se os seguintes parâmetros:

$$\begin{cases} k_{p,pll} = \frac{2 \cdot (2\pi 60) \cdot 0,707}{180} = 2,97 \frac{rad}{Vs} \\ \tau_{pll} = \frac{2,97 \cdot 180}{(2\pi 60)^2} = 0,00375s \end{cases} \quad (4.1)$$

4.2.2 DETERMINAÇÃO DOS GANHOS DOS CONTROLADORES DOS RETIFICADORES

Os parâmetros de controle de corrente dos retificadores trifásico e monofásico foram obtidos substituindo os valores da Tabela 5 e da Tabela 6 em (3.28). Dessa forma, para um valor de $\tau_i = 0,5$ ms ($1/\tau_i$ dez vezes menos que a frequência de chaveamento) tem-se que os valores dos parâmetros de corrente do retificador trifásico e do retificador monofásico são dados respectivamente por:

$$\begin{cases} k_{p,i(3\varphi)} = \frac{L}{\tau_i} = \frac{2,0mH}{0,5ms} = 4,0V/A \\ k_{i,i(3\varphi)} = \frac{R_{eq}}{\tau_i} = \frac{0,1\Omega}{0,5ms} = 200Vs/A \end{cases} \quad (4.2)$$

$$\begin{cases} k_{p,i(1\varphi)} = \frac{L}{\tau_i} = \frac{1,0mH}{0,5ms} = 2,0V/A \\ k_{i,i(1\varphi)} = \frac{R_{eq}}{\tau_i} = \frac{0,35\Omega}{0,5ms} = 700Vs/A \end{cases} \quad (4.3)$$

Os parâmetros de controle de tensão dos retificadores foram obtidos pela substituição de dados da Tabela 5 e da Tabela 6 em (3.40). Para os cálculos das constantes da malha externa de tensão, foi escolhido um valor de $\tau_v = 0,005$ s e um valor de $R_{eqs} = 10 \Omega$ para o retificador monofásico e um valor de $\tau_v = 0,04$ s e um valor de $R_{eqs} = 12,5 \Omega$ (valor obtido pela relação entre a tensão e corrente medidas na saída do retificador) para o retificador trifásico. Os parâmetros de tensão do retificador trifásico e do retificador monofásico são dados respectivamente pelas equações:

$$\begin{cases} k_{pv(3\varphi)} = \frac{2 \cdot V_{dc0} \cdot C}{3 \cdot V_{pac} \cdot \tau_v} = \frac{2 \cdot 380 \cdot 4000 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 180 \cdot 0,04} = 0,1407A/V \\ k_{iv(3\varphi)} = \frac{2 \cdot k_{pv}}{R_{eqs} C} = \frac{2 \cdot 0,1407}{12,5 \cdot 4000 \cdot 10^{-6}} = 5,628As/V \end{cases} \quad (4.4)$$

$$\begin{cases} k_{pv(1\varphi)} = \frac{2 \cdot V_{dc0} \cdot C}{3 \cdot V_{pac} \cdot \tau_v} = \frac{2 \cdot 380 \cdot 4000 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 180 \cdot 0,005} = 1,1 A/V \\ k_{iv(1\varphi)} = \frac{2 \cdot k_{pv}}{R_{eqs} C} = \frac{2 \cdot 1,1}{10 \cdot 4000 \cdot 10^{-6}} = 56,5 A_s/V \end{cases} \quad (4.5)$$

4.2.3 DETERMINAÇÃO DOS GANHOS DOS CONTROLADORES DOS INVERSORES

Para os inversores monofásicos, foram implementadas duas estratégias de controle distintas: a primeira empregando o controle PI-SRF e a segunda empregando o controle PI-RES. Em ambas as estratégias, houveram apenas o controle da malha externa de tensão.

Os parâmetros de controle de tensão utilizando o controle PI SRF foram calculados levando em consideração o valor de frequência de corte do filtro LC. Como o valor da frequência de corte do filtro LC é igual à 1519 Hz pelo cálculo utilizando (3.31), para o cálculo das constantes do sistema foram escolhidos valores de $\xi = 0,7$, $\omega_0 = 2\pi \cdot 1519$ e $\alpha = 0,357$.

$$\begin{cases} k_p = \frac{(1 + 2\alpha\xi)\omega_0^2 - a_2}{b_2} = 0,5028 \\ k_i = \frac{\alpha\omega_0^3}{b_2} = 3414 \end{cases} \quad (4.6)$$

Os parâmetros de controle de tensão utilizando o controle PI-RES foram ajustados pela análise do diagrama de Bode conforme descrito na seção (3.2.6).

4.3 ESTUDOS DE CASO

Nos capítulos anteriores foram mostradas as duas topologias propostas para alimentação das cargas hospitalares, bem como os dois tipos distintos de controle para os inversores monofásicos de saída. Dessa forma, a investigação dos dois tipos de controle dos inversores para as topologias propostas neste trabalho resultará em quatro cenários distintos. A apresentação dos resultados de simulação será dividida nos seguintes estudos de caso:

- Caso 1: Sistema com um retificador trifásico na entrada e três inversores monofásicos na saída com controle PI RES.
- Caso 2: Sistema com um retificador trifásico na entrada e três inversores monofásicos na saída com controle PI SRF.
- Caso 3: Sistema com três retificadores monofásicos na entrada e três inversores monofásicos na saída com controle PI RES.
- Caso 4: Sistema com três retificadores monofásicos na entrada e três inversores monofásicos na saída com controle PI SRF.

Para todos os casos, a simulação se iniciou com os capacitores totalmente descarregados. Dessa forma, o intervalo de simulação compreendido entre 0 e 0,05 s foi destinado ao processo de carregamento dos capacitores. A Figura 37 e a Figura 38 mostram respectivamente a curva de carregamento do capacitor do barramento CC para os retificadores trifásico e monofásico.

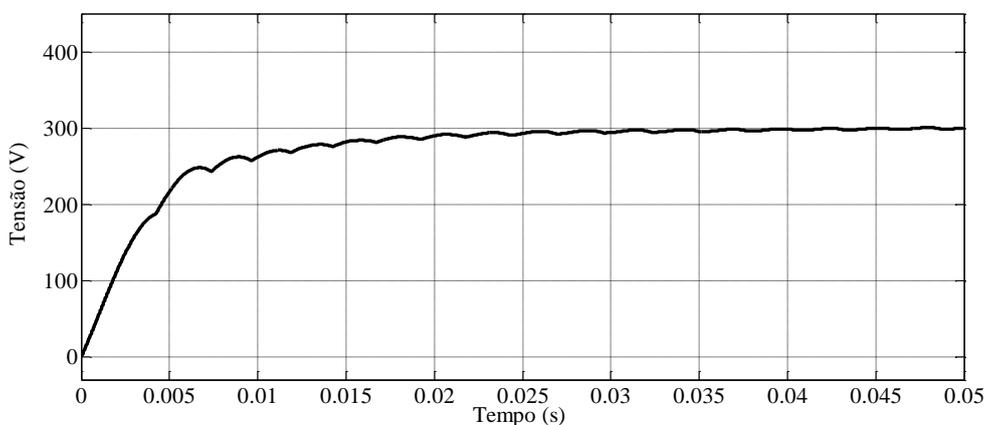


Figura 37: Curva de carregamento do capacitor do barramento CC para o retificador trifásico.

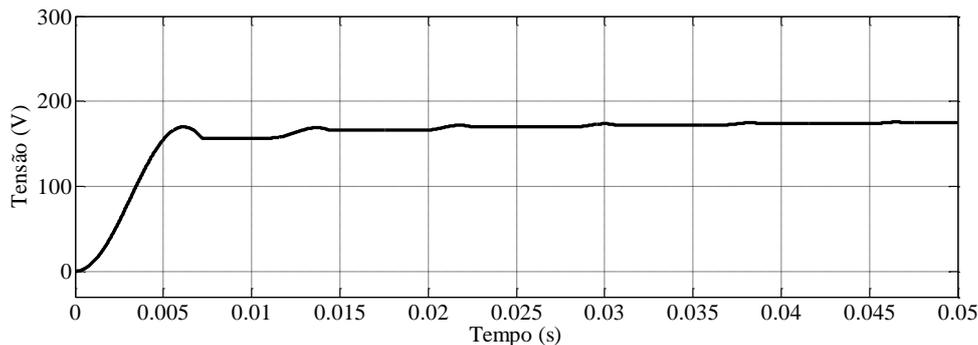


Figura 38: Curva de carregamento do capacitor do barramento CC para o retificador monofásico.

Visando eliminar uma interferência externa ao processo de carregamento dos capacitores, as chaves dos retificadores permanecerão abertas até o instante de tempo de 0,05 segundos, ou seja, o carregamento dos capacitores é feito de forma passiva. Dessa forma o controle sobre os conversores se tornará ativo somente após o intervalo de tempo de energização dos capacitores. Pela análise da Figura 37 e da Figura 38 é possível notar que os capacitores possuem tensões finais distintas transcorrido o processo de energização. Esse comportamento é decorrente à tensão de pico no PAC. Para o conversor monofásico, a tensão de pico será $V_{PAC} = 180 V$, que corresponde ao valor de tensão atingido pelo capacitor no final do processo de energização (vide Figura 38). Conforme mostrado pela Figura 37, a tensão do capacitor do barramento CC atingirá um valor superior. Esse valor corresponde à aproximadamente $\sqrt{3}.180 = 311 V$ (sistema trifásico). Apesar desse tipo de carregamento do capacitor ser muito conhecido por especialistas em eletrônica de potência foi feita a opção de apresentar as curvas de carregamento dos capacitores nessa parte da dissertação para enriquecer as análises que serão apresentadas futuramente.

4.3.1 CASO 1: SISTEMA COM UM RETIFICADOR TRIFÁSICO NA ENTRADA E TRÊS INVERSORES MONOFÁSICOS COM CONTROLE PI RES

Na Figura 39 é mostrada a topologia a ser analisada para os casos 1 e 2. Diferentemente do desenho mostrado pela Figura 2, a Figura 39 mostra as grandezas que

serão analisadas no decorrer da simulação; as correntes da rede, a tensão no barramento CC e as correntes e tensões de saída dos inversores.

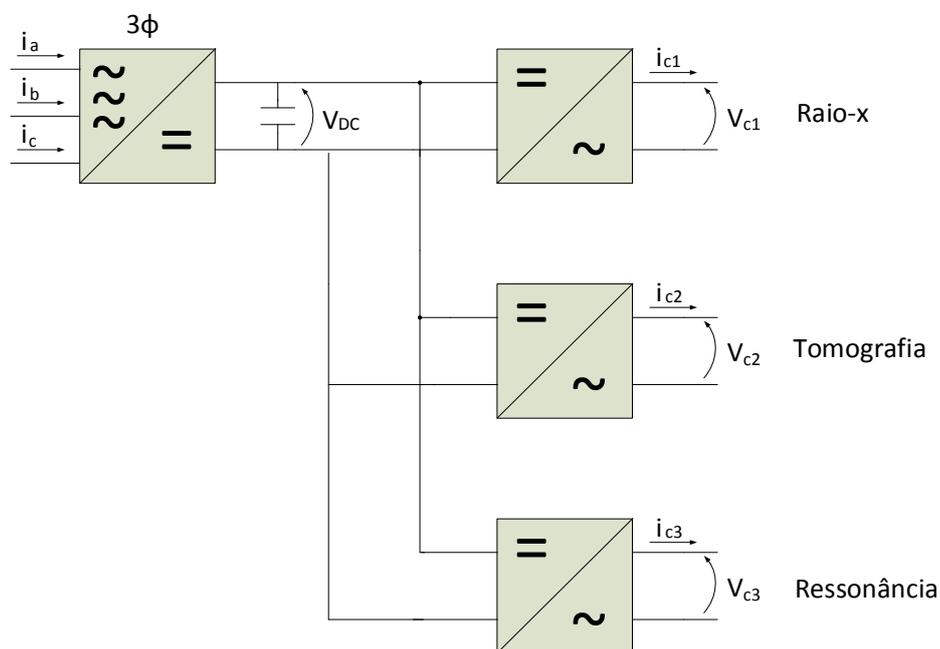


Figura 39: Estrutura com um retificador trifásico e três inversores monofásicos com as grandezas à serem analisadas na simulação.

A simulação foi realizada considerando um intervalo de tempo igual a 1,8 s para uma melhor análise do sistema. Houve a inserção de 10 equipamentos de raio-x, 1 equipamento de tomografia e 1 equipamento de ressonância nos respectivos instantes de tempo de 0,4 s, 0,8 s e 1,2 s. A inserção simultânea dos 10 equipamentos de raio-x foi usada neste trabalho pois a corrente drenada por um equipamento somente se mostrou insuficiente para provocar qualquer variação dos índices de qualidade da energia elétrica na rede de alimentação. A Figura 40 mostra o comportamento da tensão no barramento CC após a inserção dos equipamentos citados.

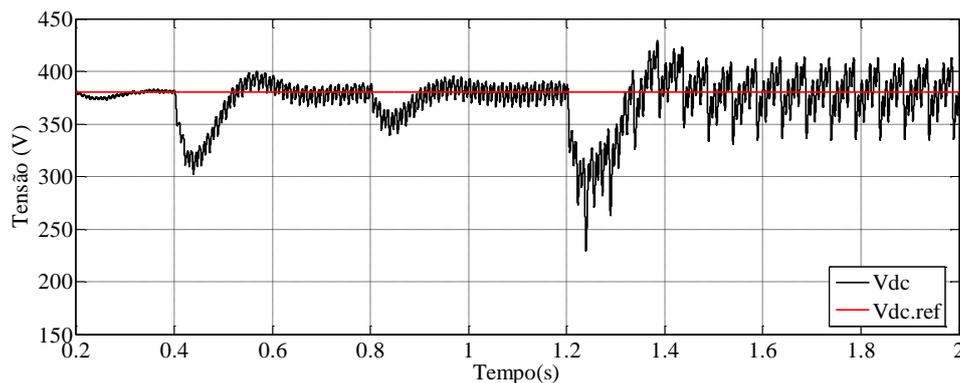


Figura 40: Tensão no barramento CC do retificador trifásico.

Pela Figura 40, percebe-se que o perfil da tensão no barramento CC foi analisado a partir de um instante de tempo igual a 0,2 s. Escolheu-se esse instante de tempo pelo fato da tensão no barramento CC já estar próxima do valor de referência de 380 V. Observa-se que a partir de 0,4 s, ocorreu a inserção dos dez equipamentos de raio-x com um afundamento de tensão no barramento CC. Esse afundamento ocorreu devido à corrente que sai do barramento no intuito de alimentar a carga conectada ao mesmo. Nota-se pela Figura 40 que após o afundamento, o controle atuou no barramento CC buscando atingir novamente o valor da tensão de referência de 380 V. Nesse momento, o conversor passa a consumir potência ativa da rede pelo fluxo de correntes senoidais para o barramento CC. Esse processo se repetiu com a inserção dos equipamentos de tomografia em 0,8 s e ressonância em 1,2 s. A Figura 41 mostra as correntes da fase a, b e c que fluíram da rede para o conversor no decorrer da simulação.

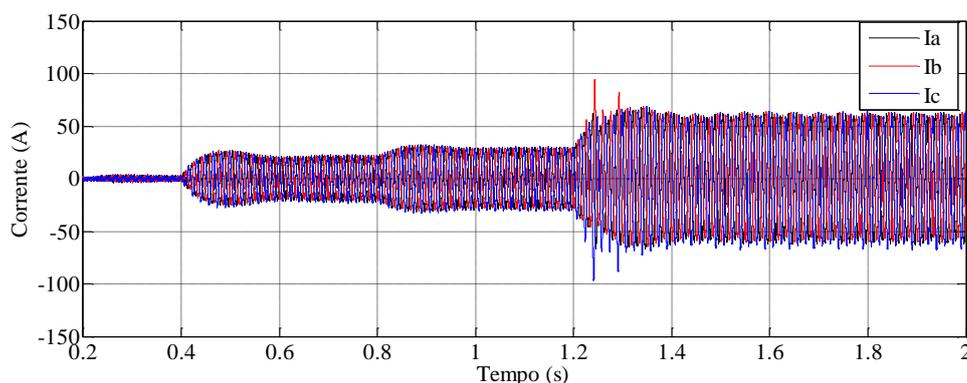


Figura 41: Correntes de entrada do retificador trifásico.

Pela análise da Figura 41, nota-se que a magnitude da corrente que flui da rede para o conversor aumenta com a inserção de cada equipamento no sistema. No entanto, a

Figura 41 mostra somente a magnitude das correntes que fluem da rede para o conversor, não sendo possível analisar questões como o nível de distorção harmônica para cada intervalo de tempo. Visando melhorar tal análise, foi feita uma transformada de Fourier no intervalo de tempo compreendido entre 1,9 s e 2,0 s. Tal intervalo corresponde ao período onde todos os equipamentos estão conectados ao barramento C, sendo escolhido para análise pelo fato de ser o intervalo onde há um maior conteúdo harmônico. A Figura 42 mostra a transformada de Fourier das correntes de entrada I_a , I_b , e I_c para o intervalo de tempo citado.

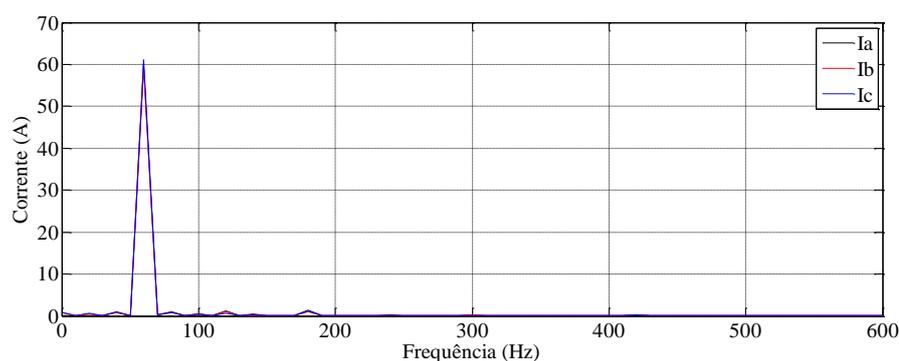


Figura 42: Transformada de Fourier das correntes de entrada I_a , I_b , e I_c .

Nota-se que o primeiro harmônico possui uma amplitude de 62 A. No entanto, não é possível analisar com clareza as amplitudes dos harmônicos de ordens superiores.

Tabela 8: Porcentagem das correntes harmônicas, inter harmônicas e sub harmônicas drenadas da rede para $C = 4000 \mu\text{F}$.

Frequência	Valor	$(I_n/I_1) \cdot 100\%$
20Hz	0,62 A	1,0 %
40 Hz	0,95 A	1,53 %
60 Hz	62 A	100%
100 Hz	0,46A	0,74 %
120 Hz	1,21 A	1,95 %
180 Hz	1,25 A	2,01 %
240 Hz	0,23 A	0,37 %
300Hz	0,2 A	0,32 %
420 Hz	0,26A	0,42%

A Tabela 8 indica a porcentagem das harmônicas de corrente presentes no sistema quando da utilização do capacitor de 4000 μF no barramento CC. Pela análise da Tabela 8, percebe-se que o sistema está dentro dos limites de distorção de corrente para os harmônicos de ordem ímpar, mesmo no caso mais rígido mostrado na Tabela 2. Normalmente, as terceiras harmônicas de um sistema estão todas em fase e, portanto, apresentam sequência zero. No entanto, foram feitos testes no sistema para identificar a origem de tal harmônico, onde constatou-se que a soma das correntes de entrada do conversor ($I_a, I_b, e I_c$) é igual à zero, eliminando a hipótese do terceiro harmônico ser de sequência zero.

Porém, CAVALIERI (2008) afirma que a partir de uma tensão do lado CC perturbada pelo termo de oscilação de frequência 2ω , as tensões nos terminais dos conversores do STATCOM passam a gerar uma componente de sequência negativa, e os componentes de terceiro harmônico de sequência positiva. O autor ainda afirma que conforme o IEEE Std 242-2001, o harmônico de terceira ordem de sequência positiva é caracterizado como um harmônico não característico do sistema CA. Por este motivo, este harmônico não é controlado como o harmônico de sequência zero. Dessa forma, a solução para a eliminação destas perturbações no lado CA do STATCOM é o controle das perturbações no lado CC através do dimensionamento do capacitor e modificação do sistema de controle CAVALIERI (2008).

Tendo em vista a solução proposta por CAVALIERI (2008), foram feitos ajustes no valor do capacitor do barramento CC e na constante τ_v do controlador com o intuito de eliminar ou mitigar os harmônicos indesejados. A Figura 43 mostra o perfil da tensão no barramento CC utilizando um capacitor de 10000 μF , substituindo o capacitor inicial no valor de 4000 μF . A constante τ_v foi regulada para 0,08 s.

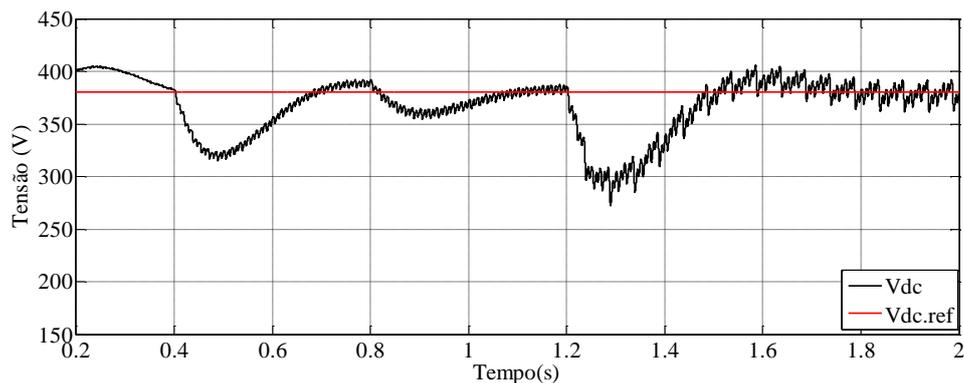


Figura 43: Tensão no barramento CC do retificador trifásico utilizando um capacitor de $10000 \mu\text{F}$ e $\tau_v = 0,08 \text{ s}$.

A Figura 44 ilustra a nova transformada de Fourier das correntes de entrada I_a , I_b , e I_c utilizando o capacitor de $10000 \mu\text{F}$ no barramento CC.

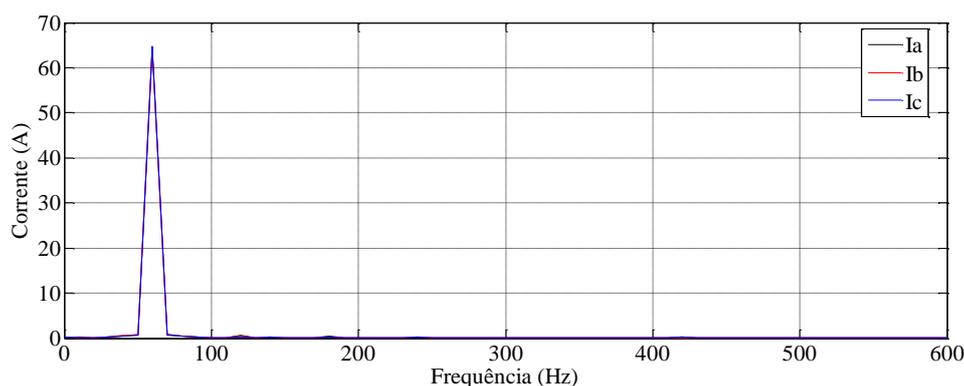


Figura 44: Transformada de Fourier das correntes de entrada I_a , I_b , e I_c utilizando um capacitor de $10000 \mu\text{F}$ e $\tau_v = 0,08 \text{ s}$.

A Tabela 9 indica a porcentagem das harmônicas de corrente presentes no sistema quando da utilização do capacitor de $10000 \mu\text{F}$ no barramento CC.

É possível notar pela Figura 43 que o aumento do valor do capacitor no barramento CC proporcionou uma diminuição do *ripple* de tensão no barramento em relação ao resultado mostrado pela Figura 40. No entanto, o aumento da constante de tempo τ_v resultou em uma resposta mais lenta no controle do barramento. Pela comparação da Tabela 8 com a Tabela 9, nota-se que o aumento do valor da capacitância e um ajuste na constante de tempo do controlador contribuiu para mitigar os harmônicos indesejados das correntes I_a , I_b , e I_c , o que vem ao encontro da teoria exposta pelo autor

CAVALIERI (2008). O valor inicial da tensão observado na Figura 44 deve-se à maior lentidão na resposta do controlador para o caso do capacitor de 10000 μF . Ao conectar-se o sistema de controle, existe uma pequena sobretensão de 6,5%. Após 0,4 s, o controle traz o nível de tensão do barramento para seu valor de referência

Tabela 9 : Porcentagem das correntes harmônicas, inter harmônicas e sub harmônicas drenadas da rede para $C = 10000 \mu\text{F}$.

Frequência	Valor	$(I_n/I_1) \cdot 100\%$
20Hz	0,18 A	0,27 %
40 Hz	0,56 A	0,86 %
60 Hz	65 A	100%
100 Hz	0,1 A	0,15 %
120 Hz	0,67 A	0,1 %
180 Hz	0,47 A	0,73 %
240 Hz	0,2 A	0,3 %
300Hz	0,1 A	0,15 %
420 Hz	0,19 A	0,29%

No entanto, cabe ressaltar que apesar de ser vantajoso pelo ponto de vista da mitigação de harmônicos, há algumas desvantagens no aumento do valor da capacitância do barramento CC. Dentre as desvantagens pode-se citar:

- Aumento do custo do conversor;
- Necessidade de um volume maior;
- O fato de ainda não existir um dispositivo de proteção para o barramento CC em caso de um curto no lado CC do conversor.

Após o ajuste dos parâmetros do barramento CC, foi analisado o controle PI-RES dos inversores monofásicos ligados às cargas lineares. A Figura 45, a Figura 46 e a Figura 47 ilustram respectivamente as formas de onda de tensão na saída dos inversores que alimentam os equipamentos de raio-x, tomografia e ressonância magnética.

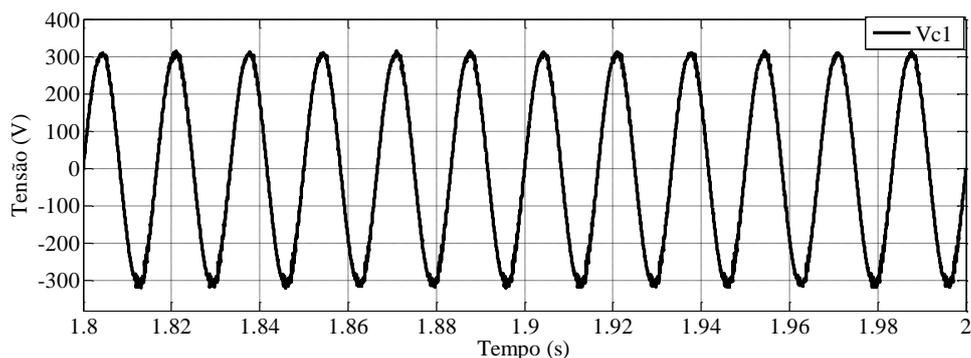


Figura 45: Tensão de saída do inversor que alimenta os dez equipamentos de raio x utilizando o controle PI RES.

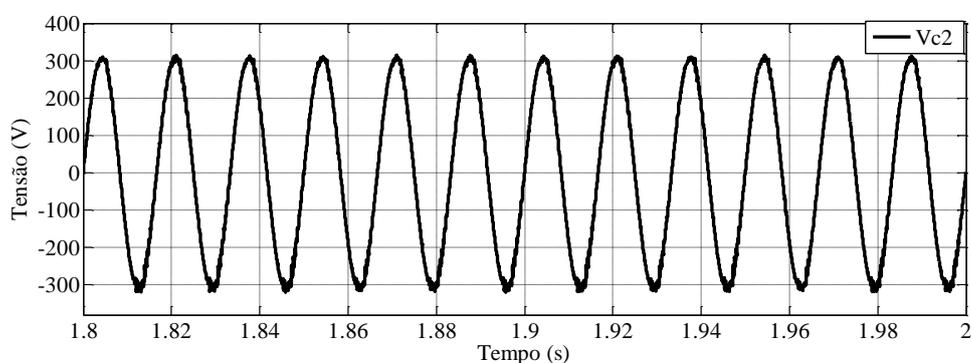


Figura 46: Tensão de saída do inversor que alimenta o equipamento de tomografia utilizando o controle PI RES.

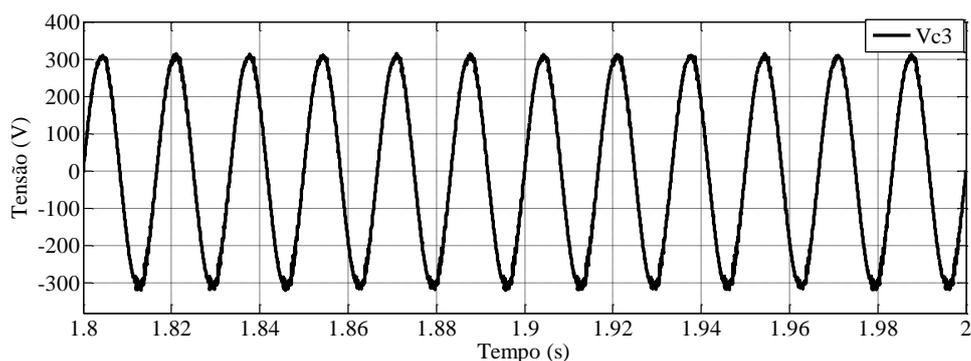


Figura 47: Tensão de saída do inversor que alimenta o equipamento de ressonância magnética utilizando o controle PI RES.

As formas de onda de corrente dos dez equipamentos de raio-x, do equipamento de tomografia e do equipamento de ressonância magnética são ilustradas respectivamente pela Figura 48, pela Figura 49 e pela Figura 50.

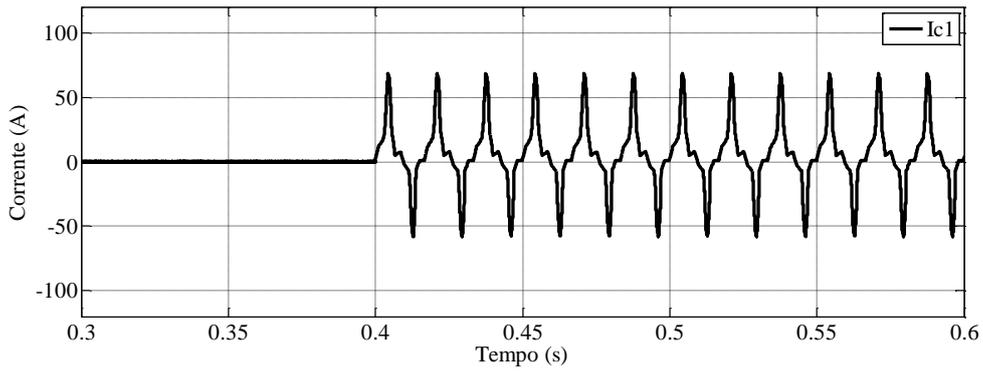


Figura 48: Formas de onda de corrente dos dez equipamentos de raio x.

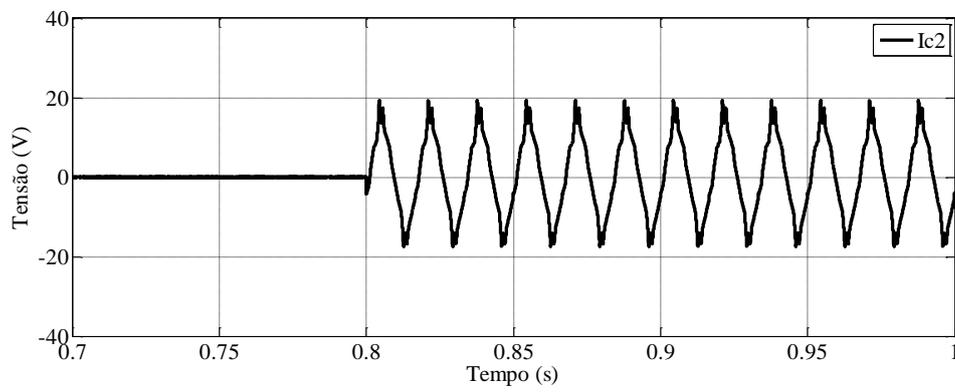


Figura 49: Formas de onda de corrente do equipamento de tomografia.

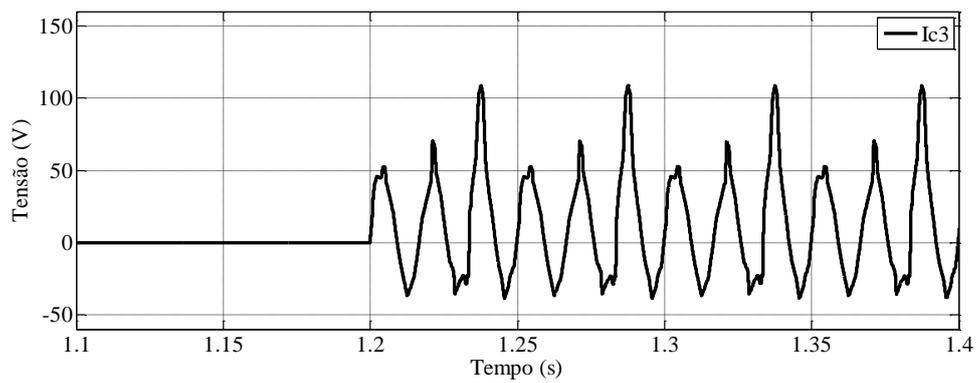


Figura 50: Formas de onda de corrente do equipamento de ressonância magnética.

A análise inicial considera os equipamentos hospitalares como equipamentos de corrente constante.

4.3.2 CASO 2: SISTEMA COM UM RETIFICADOR TRIFÁSICO E TRÊS INVERSORES MONOFÁSICOS NA SAÍDA COM CONTROLE PI SRF

Para o presente caso, foram obtidos os mesmos resultados referentes ao controle do barramento CC e às correntes advindas da rede para o conversor, uma vez que o tipo de controle do inversor não impactou de maneira significativa no retificador. Porém houve diferença significativa nas tensões geradas pelos inversores para esse caso em relação ao anterior. A Figura 51, a Figura 52 e a Figura 53 mostram respectivamente as formas de onda de tensão de saída dos inversores que alimentam os dez equipamentos de raio-x, a tomografia e a ressonância magnética pela utilização do controle PI SRF.

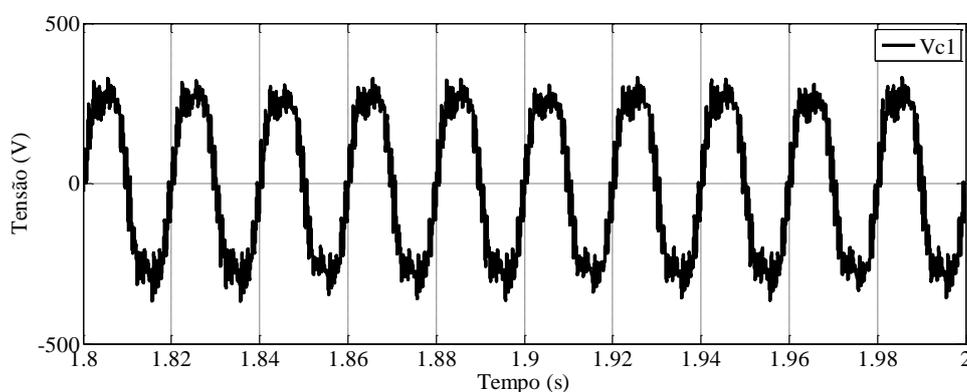


Figura 51: Tensão de saída do inversor que alimenta os dez equipamentos de raio x utilizando o controle PI SRF.

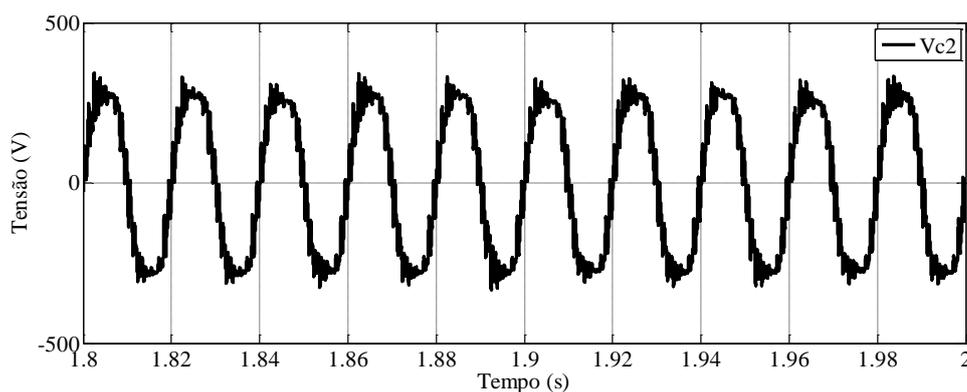


Figura 52: Tensão de saída do inversor que alimenta o equipamento de tomografia utilizando o controle PI SRF.

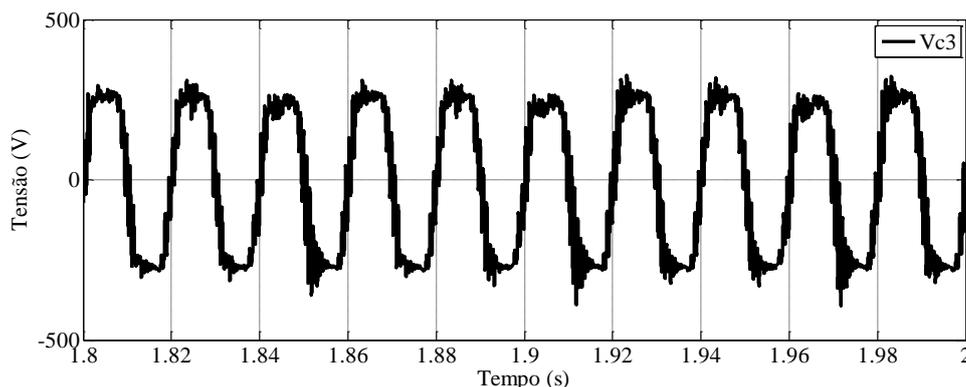


Figura 53: Tensão de saída do inversor que alimenta o equipamento de ressonância utilizando o controle PI SRF.

Pela comparação da Figura 51, Figura 52 e Figura 53 com a Figura 45, Figura 46 e Figura 47, nota-se pela metodologia de cálculo dos ganhos e configuração dos controladores propostas para esse trabalho, uma superioridade do controle PI-RES em relação ao PI-SRF quanto à capacidade de fornecer tensões senoidais nas saídas dos inversores. Diversos fatores contribuem para que haja essa diferença, como: o fator k que regula a banda de passagem do filtro SOGI para geração de um sinal em quadratura, o algoritmo PLL para detecção do ângulo de transformada para a coordenada d-q e o ajuste das constantes PI. É interessante observar que a transformada de Park para realização do controle no sistema de coordenadas girantes, tem seu emprego consolidado para conversores trifásicos. A sua utilização para sistemas monofásicos é passível de algum grau de erro, uma vez que se deve criar uma fase fictícia para a transformação. Outro fator a ser observado é que para o caso 2 a análise da forma de onda de corrente dos equipamentos médico hospitalares se tornará deficiente, uma vez que não há conhecimento acerca da natureza das cargas (potência constante, corrente constante ou impedância constante). Dessa forma, para que fosse feita uma análise mais precisa das corrente das cargas, a tensão de alimentação deveria apresentar uma forma senoidal conforme mostrado na Figura 8.

4.3.3 CASO 3: SISTEMA COM TRÊS RETIFICADORES MONOFÁSICOS E TRÊS INVERSORES MONOFÁSICOS NA SAÍDA COM CONTROLE PI RES

Na Figura 54 é mostrada a topologia a ser analisada para os casos 3 e 4.

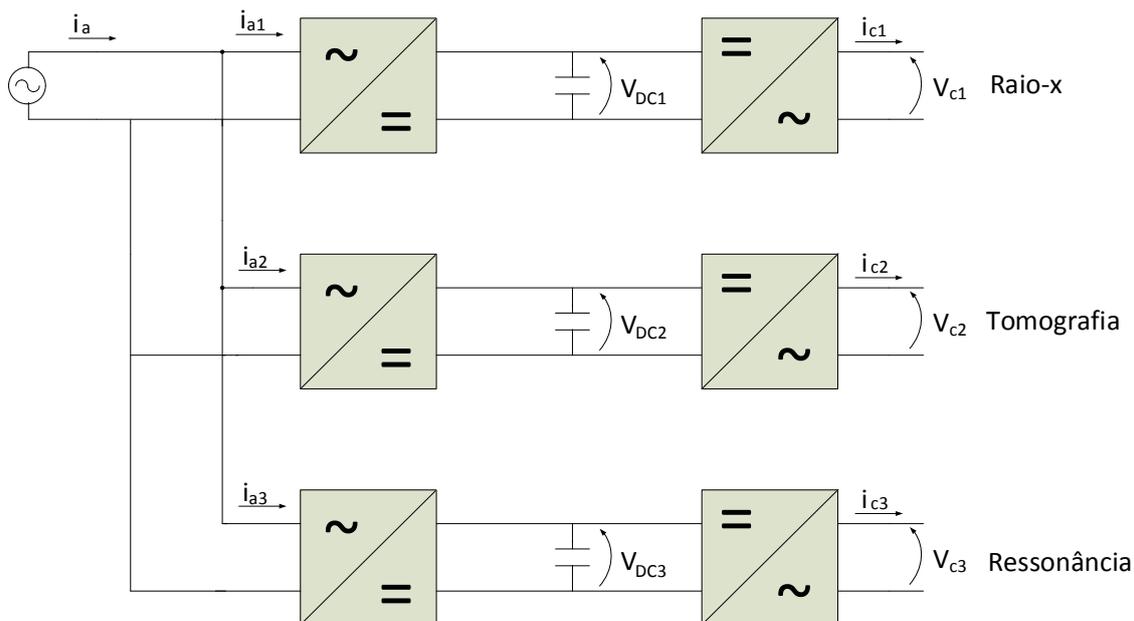


Figura 54: Estrutura com três retificadores trifásicos e três inversores monofásicos com as grandezas à serem analisadas na simulação.

Analogamente aos casos 1 e 2, a simulação foi realizada considerando um intervalo de tempo igual a 1,2 s com a inserção de 10 equipamentos de raio x, 1 equipamento de tomografia e 1 equipamento de ressonância nos respectivos instantes de tempo de 0,4 s, 0,8 s e 1,2 s. A Figura 55, a Figura 56 e a Figura 57 mostram a tensão no barramento CC para os dez equipamentos de raio x, para a tomografia e para a ressonância magnética respectivamente.

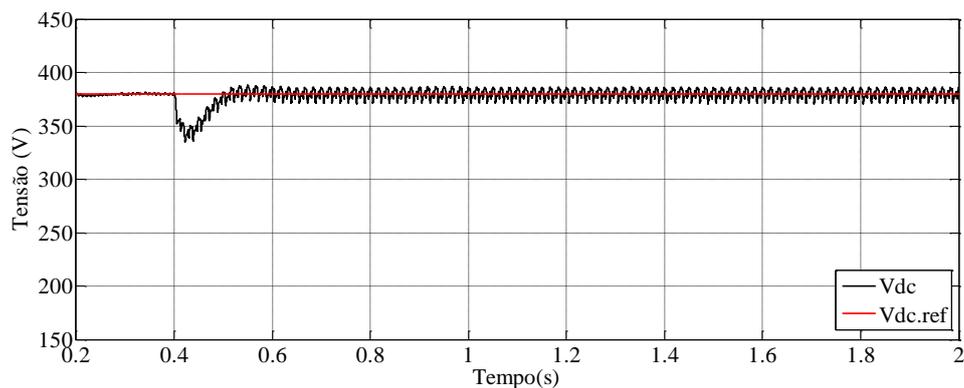


Figura 55: Tensão no barramento para os dez equipamentos de raio x.

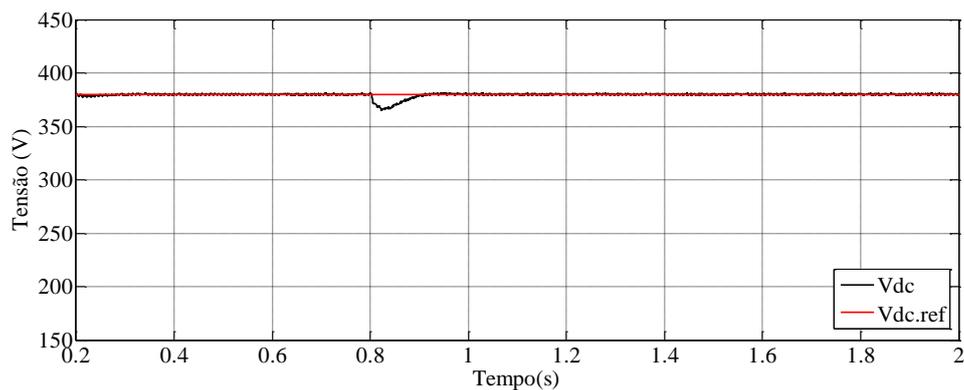


Figura 56: Tensão no barramento para o equipamento de tomografia.

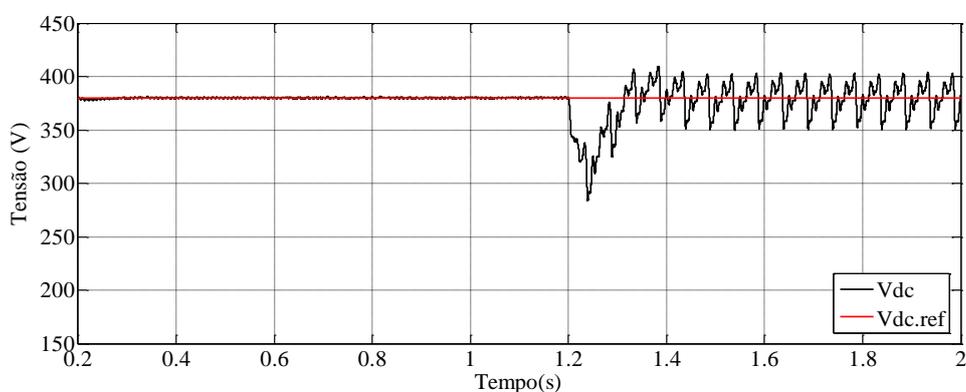


Figura 57: Tensão no barramento para o equipamento de ressonância magnética.

Pela análise das figuras anteriores, percebe-se um alto ripple de tensão no barramento CC que alimenta o equipamento de ressonância magnética. Logo, houve a necessidade de ajuste no valor do capacitor para melhorar o controle do barramento CC. A Figura 58 mostra o novo controle do barramento que alimenta o equipamento de ressonância magnética reajustando o valor do capacitor para $6000 \mu\text{F}$.

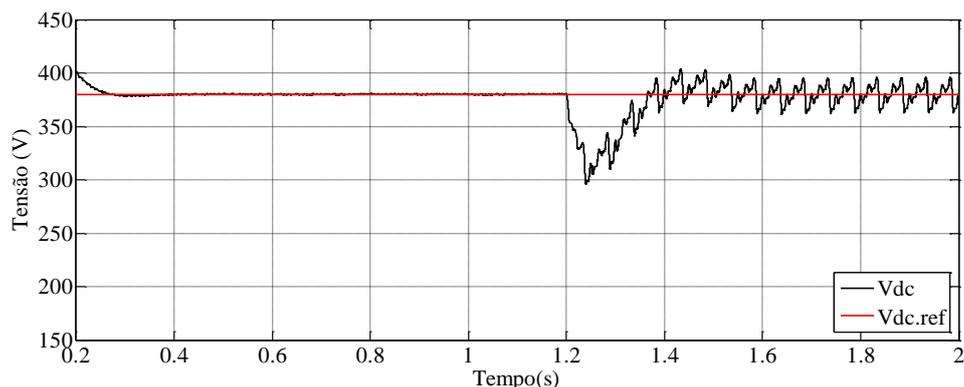


Figura 58: Tensão no barramento para o equipamento de ressonância magnética para um capacitor de $6000 \mu\text{F}$.

Pela comparação dos resultados mostrados pela Figura 57 e a Figura 58, nota-se que houve uma melhoria não muito significativa no ripple de tensão do barramento. Isso mostra que para o sistema monofásico, houve uma maior dificuldade no momento de ajuste do valor da capacitância para encontrar um controle ótimo do barramento CC. Houve uma limitação quanto à escolha do valor do capacitor. Valores referentes à $6000 \mu\text{F}$ reduziram o ripple de tensão, porém tornaram o controlador mais lento. A Figura 59 mostra a forma de onda de corrente que é drenada da rede para os barramentos que alimentam as cargas hospitalares. A mesma observação para o nível de sobretensão inicial que foi feita para a Figura 44 é feita para a Figura 58.

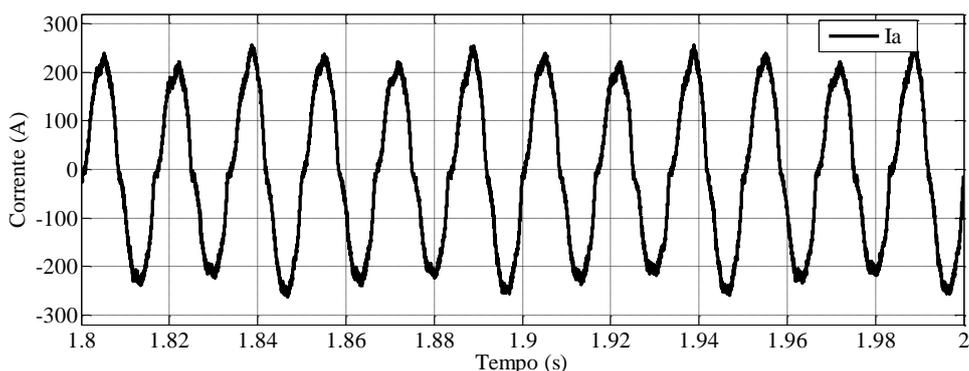


Figura 59: Forma de onda de corrente que é drenada da rede para os barramentos que alimentam as cargas hospitalares.

Pela comparação da Figura 59 com a Figura 41 nota-se que o valor de pico das correntes para o sistema monofásico é bem superior ao valor de pico das correntes para o sistema trifásico quando todas as cargas estão operando.

Na Tabela 10 pode-se observar a amplitude das correntes harmônicas, sub harmônicas e inter harmônicas drenadas da rede pelos retificadores monofásicos.

Tabela 10: Porcentagem das correntes harmônicas, sub harmônicas e inter harmônicas drenadas da rede pelos retificadores monofásicos.

Frequência	Valor	$(I_n/I_1) \cdot 100\%$
Valor CC	7,5A	3,34%
20Hz	1,44 A	0,64 %
40 Hz	5,14 A	2,29 %
60 Hz	224 A	100%
100 Hz	2,77 A	1,23 %
120 Hz	6,7 A	3 %
180 Hz	8,9 A	3,96 %
240 Hz	0,8 A	0,35 %
300Hz	13,26 A	5,91 %
420 Hz	8,97 A	4%

Nota-se pela Tabela 10 que os harmônicos pares e ímpares extrapolam os limites estipulados pela Tabela 2.

As formas de onda das tensões de saída do inversor que alimenta os dez equipamentos de raio-x, tomografia e ressonância magnética tiveram o mesmo perfil mostrado pela Figura 45 a Figura 47. A tensão de saída do inversor que alimenta a carga de ressonância magnética para o caso 3 é ilustrada abaixo.

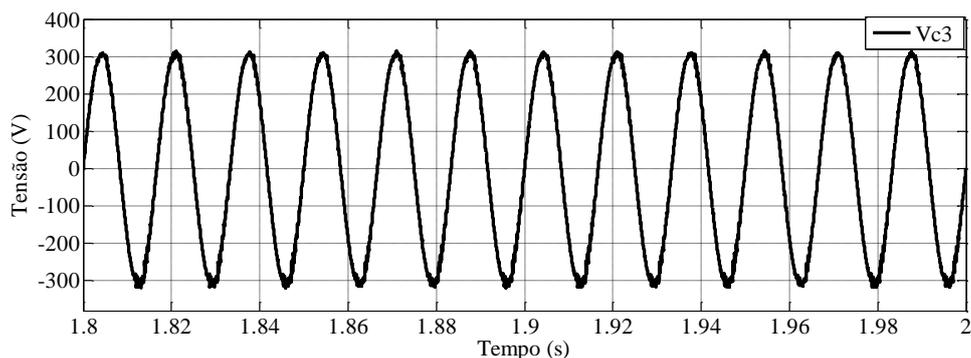


Figura 60: Tensão de saída do inversor que alimenta a carga de ressonância magnética para o caso 3.

As formas de onda de corrente dos equipamentos hospitalares foram análogas ao mostrado pela Figura 48 a Figura 50, uma vez que os equipamentos estão sendo considerados como de corrente constante.

4.3.4 CASO 4: SISTEMA COM TRÊS RETIFICADORES MONOFÁSICOS E TRÊS INVERSORES MONOFÁSICOS NA SAÍDA COM CONTROLE PI SRF

O caso 4 apresentou os mesmos desvios apresentados no controle do barramento CC para o equipamento de ressonância magnética. As tensões de saída dos inversores para os equipamentos de tomografia e raio-x foram similares às apresentadas pela Figura 51 e pela Figura 52. A forma de onda da tensão de saída do inversor que alimenta o equipamento de ressonância magnética para o caso 4 é apresentada na Figura 61.

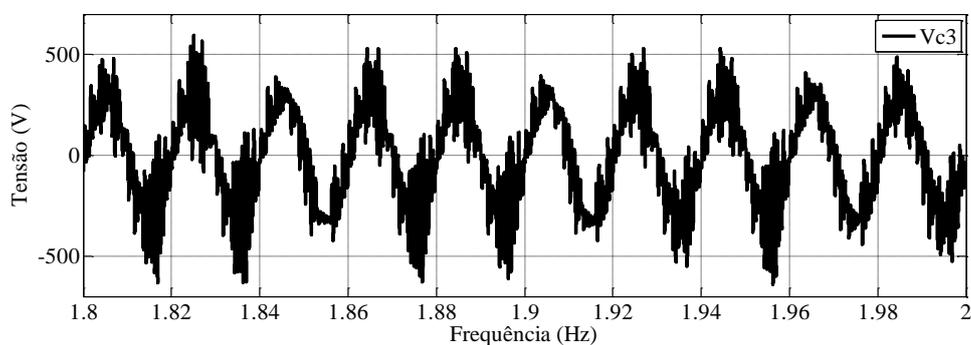


Figura 61: Tensão de saída do inversor que alimenta a carga de ressonância magnética para o caso 4.

Nota-se que uma deficiência no controle da tensão do barramento CC gerou uma distorção considerável na saída do inversor quando da utilização do controle PI SRF.

4.3.5 CONSIDERAÇÕES SOBRE A NATUREZA DAS CARGAS HOSPITALARES

Nessa etapa, foi feito um algoritmo PLL para sincronizar a frequência, fase e amplitude das correntes das cargas hospitalares com as tensões nas saídas de cada inversor monofásico. Como não é possível saber o comportamento exato das cargas hospitalares diante de uma possível variação na amplitude da tensão de saída dos inversores monofásicos, a análise da simulação do sistema será feita para três cenários distintos. Para o primeiro cenário, a corrente da carga foi invariante em amplitude quando da ocorrência de uma variação de pico da tensão na saída do inversor monofásico conforme mostrado nos resultados anteriores. No segundo cenário, a carga foi considerada como de potência constante, ou seja, um aumento ou diminuição na tensão do inversor provocará efeito inverso na corrente da carga do equipamento. Para o terceiro cenário, a carga foi considerada como sendo de impedância constante, no qual as tensões na saída dos inversores e as correntes nos equipamentos irão se comportar como grandezas diretamente proporcionais. Logo, uma análise dos casos anteriores para o cenário onde as cargas comportam-se como sendo de potência constante e impedância constante deverá ser feita. Da Figura 62 à Figura 67 são mostradas, respectivamente, as formas de onda de corrente dos equipamentos de raio-x, tomografia e ressonância magnética para os 4 casos considerando a carga como sendo de potência constante.

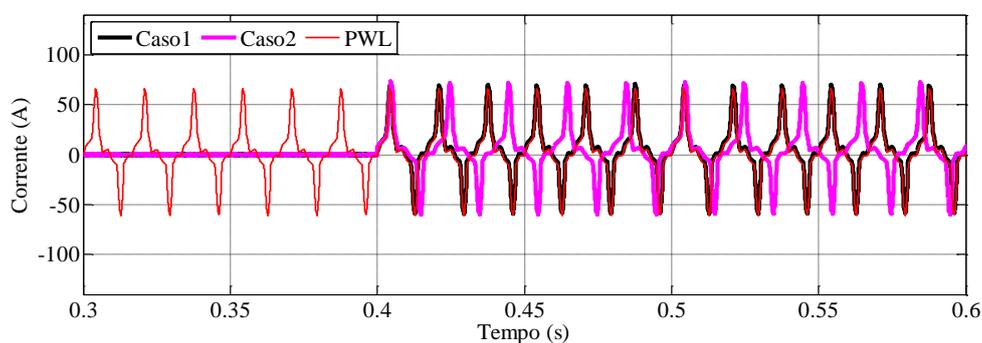


Figura 62: Forma de onda de corrente dos dez equipamentos de raio x para os casos 1 e 2 considerando as cargas como sendo de potência constante.

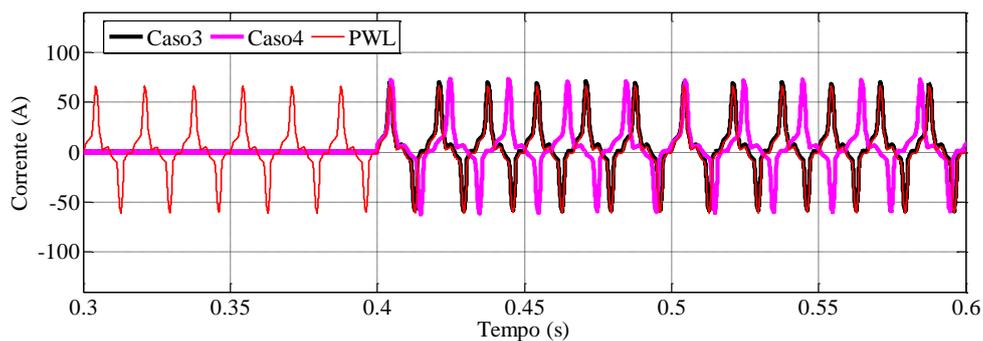


Figura 63: Forma de onda de corrente dos dez equipamentos de raio x para os casos 3 e 4 considerando as cargas como sendo de potência constante.

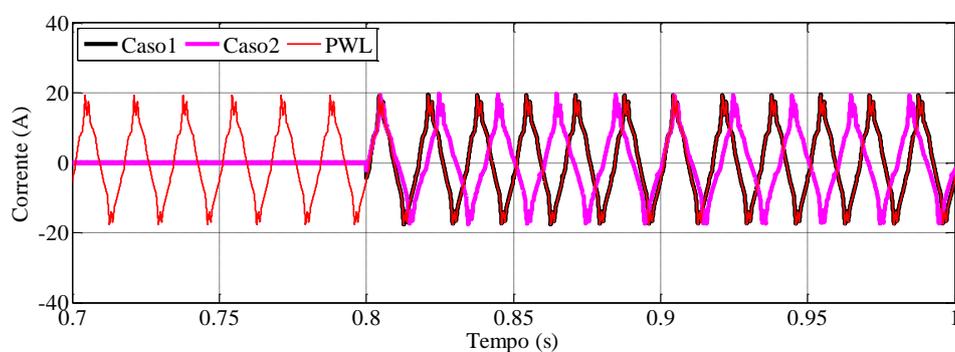


Figura 64: Forma de onda de corrente do equipamento de tomografia para os casos 1 e 2 considerando as cargas como sendo de potência constante.

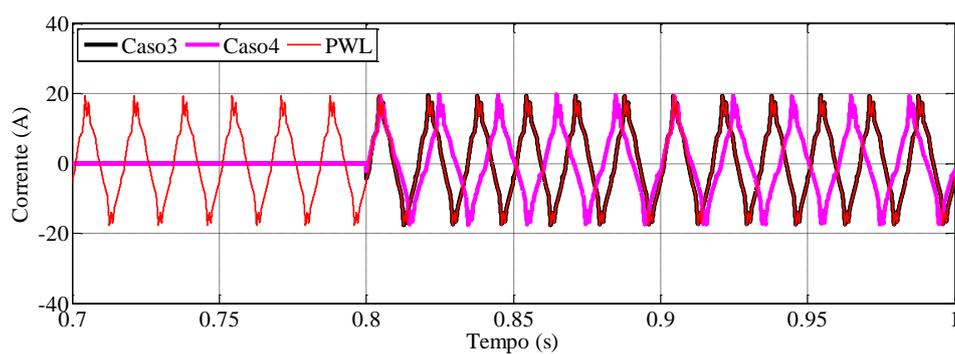


Figura 65: Forma de onda de corrente do equipamento de tomografia para os casos 3 e 4 considerando as cargas como sendo de potência constante.

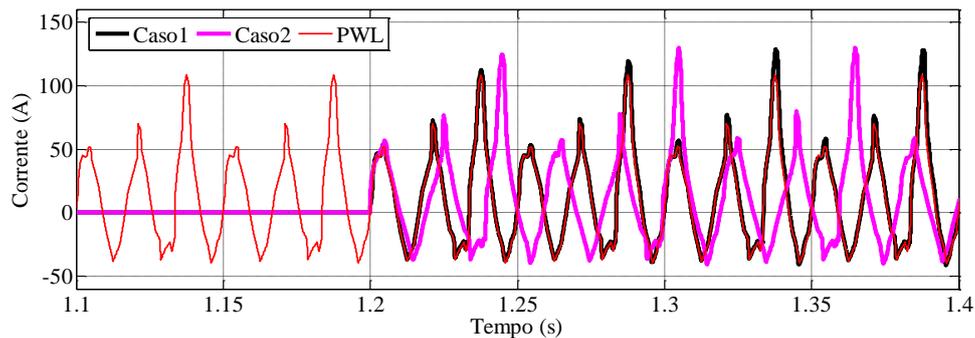


Figura 66: Forma de onda de corrente do equipamento de ressonância magnética para os casos 1 e 2 considerando as cargas como sendo de potência constante.

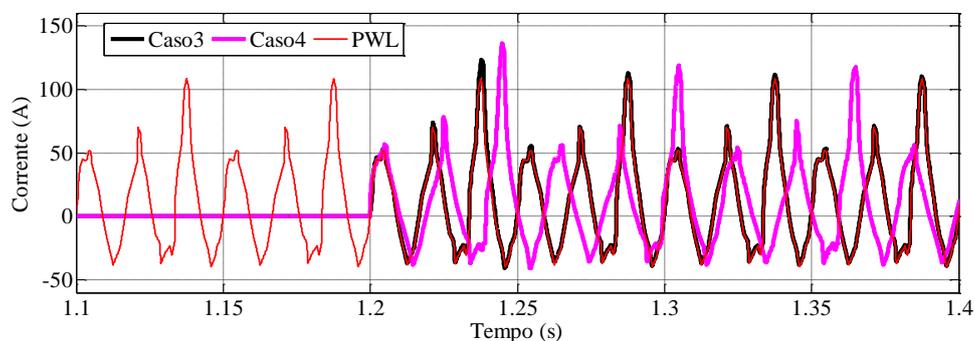


Figura 67: Forma de onda de corrente do equipamento de ressonância magnética para os casos 3 e 4 considerando as cargas como sendo de potência constante.

Pela análise da Figura 62 a Figura 67 nota-se que para os casos 1 e 3, onde se utilizou o controle ressonante, as correntes não variaram em fase. Isso se deve ao controle PI RES que gerou tensões praticamente senoidais e de amplitude constante na saída dos inversores. Dessa forma, as formas de onda de corrente nas cargas não sofreram influência em suas fases, havendo apenas uma variação em suas amplitudes. Já nos casos 2 e 4, houveram variações tanto nas amplitudes quanto nas fases das correntes das cargas. Isso pode ser explicado pelas formas de onda de tensão distorcidas nas saídas dos inversores ao se empregar o controle PI SRF. A Figura 68 a Figura 73 mostram respectivamente as formas de onda de corrente dos equipamentos de raio-x, tomografia e ressonância magnética para os 4 casos considerando a carga como sendo de impedância constante.

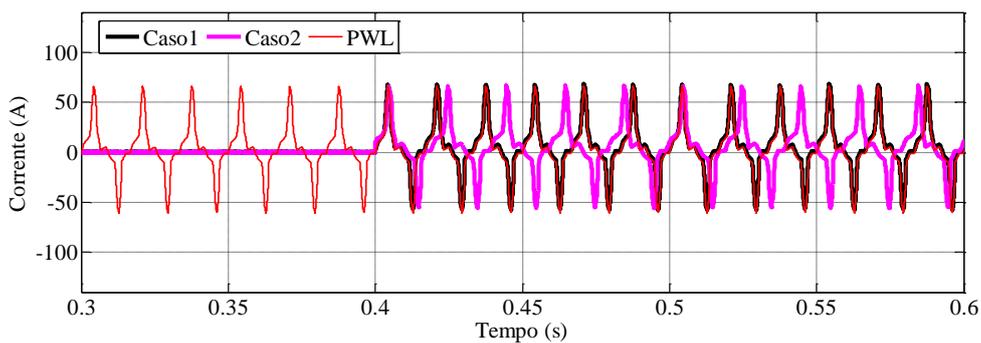


Figura 68: Forma de onda de corrente dos dez equipamentos de raio-x para os casos 1 e 2 considerando as cargas como sendo de impedância constante.

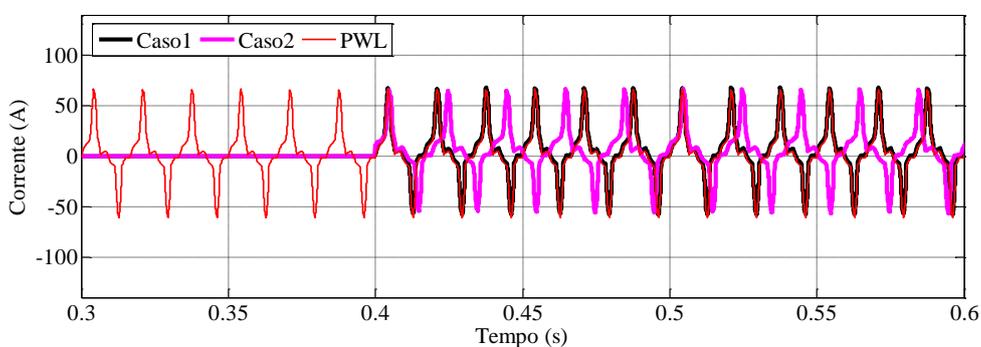


Figura 69: Forma de onda de corrente dos dez equipamentos de raio-x para os casos 3 e 4 considerando as cargas como sendo de impedância constante.

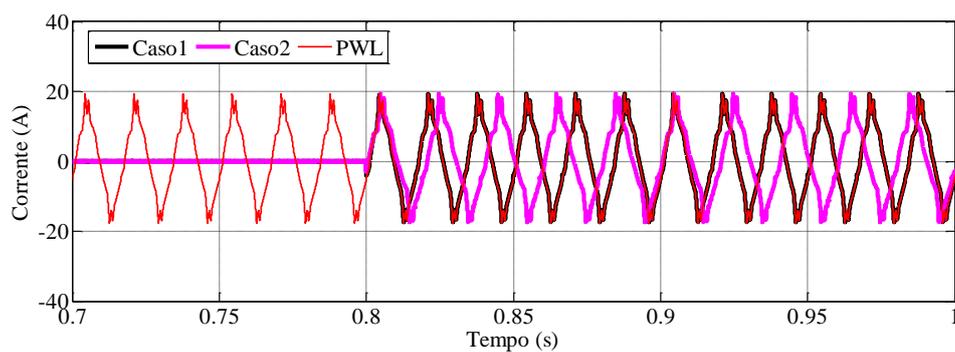


Figura 70: Forma de onda de corrente do equipamento de tomografia para os casos 1 e 2 considerando as cargas como sendo de impedância constante.

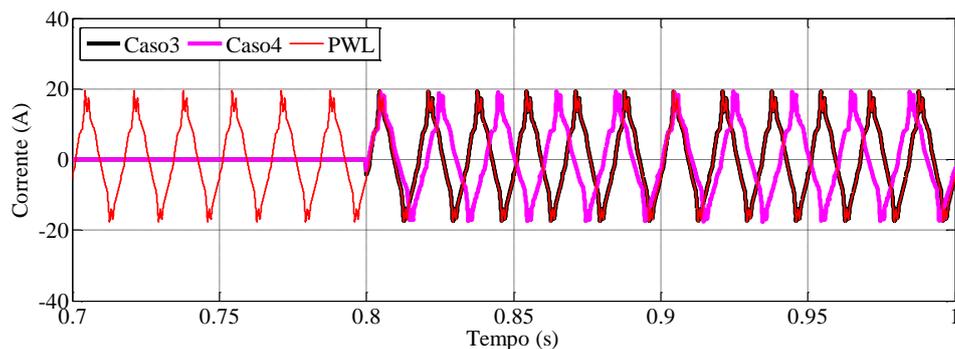


Figura 71: Forma de onda de corrente do equipamento de tomografia para os casos 3 e 4 considerando as cargas como sendo de impedância constante.

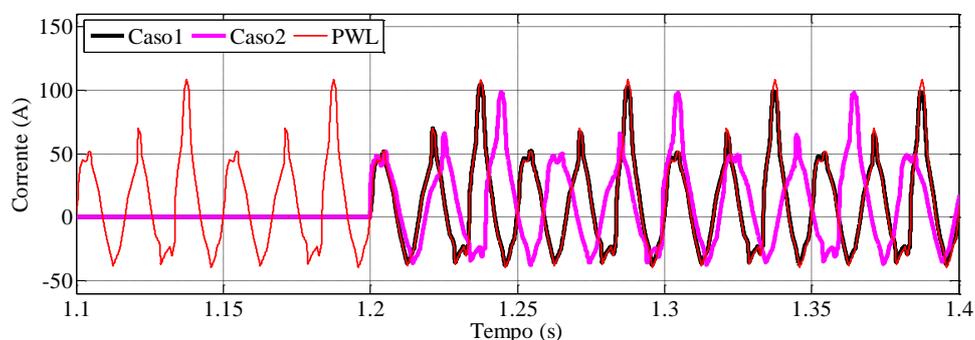


Figura 72: Forma de onda de corrente do equipamento de ressonância magnética para os casos 1 e 2 considerando as cargas como sendo de impedância constante.

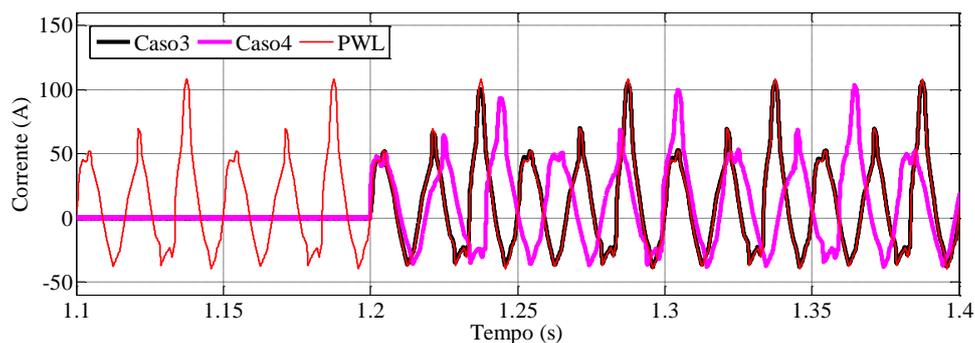


Figura 73: Forma de onda de corrente do equipamento de ressonância magnética para os casos 3 e 4 considerando as cargas como sendo de impedância constante.

Percebe-se pela análise da Figura 68 a Figura 73 que as correntes das cargas para os casos 2 e 4 também variaram em fase e amplitude. Observa-se um aumento inicial da amplitude pela análise da Figura 62 a Figura 67 e uma diminuição inicial da amplitude

pela observação da Figura 68 a Figura 73. Esse resultado condiz com o esperado, já que para uma carga com potência constante e uma carga com impedância constante valem as seguintes relações respectivamente:

$$\begin{cases} V_i i_i = V_f i_f \\ \frac{V_i}{i_i} = \frac{V_f}{i_f} \end{cases}, \quad (4.7)$$

sendo V_i e i_i a tensão inicial do inversor e a corrente inicial da carga e V_f e i_f a tensão final do inversor e a corrente final da carga..

Dessa forma, para uma carga com potência constante, uma diminuição na tensão de saída do inversor provocará um aumento da corrente na carga. Já para o caso de uma carga com impedância constante a tensão de saída do inversor e a corrente na carga irão variar de forma diretamente proporcional obedecendo a relação (4.7).

4.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foram apresentados os parâmetros da rede, dos retificadores trifásico e monofásico e do inversor monofásico que foram utilizados para ajuste dos controladores de corrente e tensão. Além disso, foram apresentados os resultados de simulação do sistema de alimentação de cargas hospitalares para quatro casos distintos. Os casos 1 e 2 foram analisados para a topologia mostrada na Figura 39, ao passo que os casos 3 e 4 foram analisados para a topologia mostrada na Figura 54. Para os casos 1 e 3, onde foram utilizados o controle PI RES para controlar a tensão de saída dos inversores monofásicos, obteve-se uma boa resposta para os três cenários distintos quanto a natureza das cargas (corrente constante, impedância constante e potência constante). Já nos casos 2 e 4, onde foram utilizados o controle PI SRF para atuar na tensão de saída dos inversores, houveram respostas diferentes para três cenários distintos quanto à natureza das cargas. Foram feitas também análises quanto ao conteúdo harmônico presente nas correntes de entrada dos retificadores. Observou-se que um aumento no valor do capacitor serviu como agente mitigador dos harmônicos indesejáveis de corrente. Os resultados de simulação se mostraram coerentes com a análise de modelagem matemática do sistema.

5 CONCLUSÕES FINAIS

O principal objetivo desse trabalho foi investigar as características de duas topologias distintas para alimentar uma instalação composta por três cargas hospitalares. A primeira topologia foi formada por um retificador trifásico na entrada e três inversores monofásicos na saída, sendo a segunda topologia formada por três retificadores monofásicos na entrada e três inversores monofásicos na saída.

Foi apresentada uma metodologia para replicar a forma de onda das cargas hospitalares sem a necessidade de se conhecer o modelo matemático e o circuito elétrico equivalente do equipamento. Tal metodologia permitiu que as formas de ondas das cargas hospitalares obtidas experimentalmente fossem transferidas para o ambiente do software de simulação. Em seguida foram descritos os conceitos básicos do funcionamento dos conversores que foram utilizados neste trabalho, bem como as suas estratégias de acionamento. Os conceitos acerca do funcionamento dos conversores serviram como embasamento teórico para a modelagem e controle dos mesmos na etapa seguinte. Passadas as etapas de entendimento e modelagem dos conversores, partiu-se para etapa final, que consistiu no projeto dos controladores de corrente e tensão para os retificadores, e no projeto dos controladores de tensão PI-SRF e PI-RES para os inversores. Os controles dos retificadores trifásicos e monofásicos e o controlador PI SRF foram feitos no sistema de coordenadas dq . Para a transformação do sistema de coordenadas, optou-se pela utilização do circuito de sincronismo SRF-PLL, já que o sistema foi considerado como sendo equilibrado e balanceado.

A análise dos resultados de simulação foi feita utilizando o software PSIM, onde foi possível aprimorar as estruturas de controle projetadas. As simulações foram realizadas visando analisar os seguintes itens:

- O nível de desempenho no fornecimento de energia para as cargas sem comprometê-las com distorções harmônicas.
- O nível de complexidade na implementação, levando em conta para esse último item a dimensão dos capacitores no barramento CC.

- Os dois tipos diferentes de controle para os inversores monofásicos.

A análise feita comprovou que os resultados de simulação se mostraram coerentes com a análise de modelagem matemática do sistema. Houve uma superioridade do controle PI RES em relação ao controle PI SRF para controle da tensão de saída dos inversores monofásicos. As distorções harmônicas das correntes de entrada dos retificadores estiveram dentro dos limites estabelecidos pela norma IEEE Standard 519-2014. Observou-se que um aumento no valor do capacitor serviu como agente mitigador dos harmônicos indesejáveis de corrente. Porém, como discutido na própria seção 4, o aumento na capacitância do capacitor acarreta algumas dificuldades, tais como:

- Aumento do custo do conversor;
- Necessidade de um volume maior;
- O fato de ainda não existir um dispositivo de proteção para o barramento CC em caso de um curto no lado CC do conversor.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Alguns temas são sugeridos para futuros desdobramentos deste trabalho:

- Implementar filtros ativos de potência trifásicos e monofásicos para eliminar ou mitigar os harmônicos indesejáveis de corrente no lado da rede.
- Implementar outras estruturas de controle para mitigar ou eliminar os harmônicos de corrente.
- Investigar qual estratégia seria adequada para mitigação de interrupções em cada uma das topologias (utilização de baterias ou *flywheel* em paralelo).
- Analisar o comportamento do sistema face a distúrbios na rede.
- Analisar o impacto da intermitência das cargas na rede.
- Trazer o sistema proposto para a bancada experimental.

REFERÊNCIAS

ALMEIDA, P. M. de ; BARBOSA P.G.; FERREIRA A.A.; BRAGA H.A.C. Projeto dos controladores de um conversor VSC usado para conectar um sistema de geração fotovoltaico à rede elétrica. Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática, CBA 2012., p. 3960–3965, 2012.

ALMEIDA, P. M. de. Modelagem e Controle de Conversores Estáticos Fonte de Tensão Utilizados em Sistemas de Geração Fotovoltaicos Conectados a Rede Elétrica de Distribuição. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2011.

AMARO JR. E.; YAMASHITA. Aspectos básicos de tomografia computadorizada e ressonância magnética. Revista Brasileira de Psiquiatria. São Paulo, v. 23,2001.

ÅSTROM, K.J. Control System design. Lecture Notes for ME 155A. Department of Mechanical and Environmental Engineering. University of California. 2002.

BENGTSSON T., A. d. (2014) .Combining Solar Energy and UPS Systems.2014.144p. Master of Science Thesis. KTH School of Industrial Engineering and Management.

BARBOSA, P. G. Síntese de correntes senoidais. Notas de aula de Modelagem de conversores estáticos. Programa de Pós- Graduação em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Juiz de Fora. 2014

BERNARDES, W. M. S.;CHIOVATTO C.; SILVA S. F. P.; BISPO D.; FERNANDES R. A. S. Um estudo acerca de equipamentos eletromédicos radiológicos na qualidade da energia elétrica em estabelecimentos assistenciais de saúde. 2009.

BONAN G.; MANO O.; PEREIRA L.F.A. and COUTINHO D.F., “Robust control design of multiple resonant controllers for sinusoidal tracking and harmonic rejection in Uninterruptible Power Supplies”, IEEE Int. Symp. on Industrial Electronics (ISIE) 1, 303–308 (2010).

BUSO, S. and MATTAVELLI, P. (2006). Digital Control in Power Electronics, Morgan and Claypool Publishers.

BUSO S.; Fasolo S. and Mattavelli P., “Uninterruptible power supply multiloop control employing digital predictive voltage and current regulators”, IEEE Trans. on Industry Applications 37 (6), 1846–1854 (2001).

CAMPANHOL, L.B.G. Filtro ativo de potência paralelo utilizando inversores monofásicos full-bridge aplicado em sistemas trifásicos a quatro-fios. Dissertação (mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná, 2012.

CAVALIERE,C.A.C. Análise e modelagem de STATCOM considerando operação em sistema desequilibrado. Tese (Doutorado) – Programa de pós graduação de engenharia da Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2008.

CAVALLARO, C., MUSUMECI, S., SANTONOCITO, C. & PAPPALARDO, M. Smart photovoltaic UPS system for domestic appliances. Clean Electrical Power, 2009 International Conference on, 9-11 June 2009 2009. 699-704.

CHOW, N. C. L. 2012. Standby generator and UPS description. Lecture in Electrical Services Elective I City University of Hong Kong, 16 November 2012.

CIEP. Técnico em radiologia. Tomografia Computadorizada. Disponível em: http://www.portalciep.com.br/index.php?option=com_phocadownload&view=category&download=26:tomografia-computadorizada&id=4:modulo-iii&Itemid=71. Acesso em: 15 Out.2015.

CLARE, S. (1997). Functional MRI: Methods and applications. Doctoral Thesis University of Nottingham.

ERICSON R, and Maksimović D, “Fundamentals of Power Electronics”, Second Edition, Kluwer Academic Publishes, Norwell, Massachusetts 2001.

FOGLI, G. A. Integração de um grupo motor gerador diesel em uma rede secundária de distribuição através de um conversor estático fonte de tensão. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, 2014.

FUJII T. and YOKOYAMA T., “FPGA based deadbeat control with disturbance compensator for single-phase PWM inverter”, Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. 1, 1–6 (2006).

FURTADO, C. S. F. Controle de um filtro ativo de potência bifásico a três fios utilizando a teoria p-q monofásica. Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, 2014.

GHETTI, F. T.; BARBOSA P.G.; BRAGA H.A.C; FERREIRA A.A. “Estudo Comparativo de Técnicas de Controle de Corrente Aplicadas a Filtros Ativos Shunt”, XVIII Congresso Brasileiro de Automática, 12-16 Set., 2010.

HAQUE, M. Single-phase pq theory. In: IEEE (Ed.). Power Electronics Specialists Conference (PESC 2002), 33rd Annual. 2002. v. 4, p. 1815–1820.

IEEE Std 242-2001, IEEE Recommended Practice for Protection and Coordination 223 of Industrial and Commercial Power Systems, Buff Book, 2001.

IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems, IEEE Standard 519-2014, New York, NY, 2014.

KAPIL P.N., VAVAIYA T. Simulation of Closed Loop AC-DC Converter for Power Quality Improvement. International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), Vol. 4 Issue 03, March-2015. 878-880

KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a Phase Looked Loop System Under Distorted Utility Conditions. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, JANUARY/FEBRUARY 1997. 58 - 63.

KE-XIN W., SHUI-MING W., “Modeling and Simulation of a Three- Phase Voltage Source PWM Rectifier” IEEE International Conference on Advanced Computer Theory and Engineering 2008. 983-986

KHAJEHODDIN S.A., KARIMI-GHARTEMANI M., JAIN P.K., and BAKHSHAI A., “A resonant controller with high structural robustness for fixed-point digital implementations”, IEEE Trans. on Power Electronics 27 (7), 3352–3362 (2012).

KOMURCUGIL H., “Rotating-sliding-line-based sliding-mode control for single-phase UPS inverters”, IEEE Trans. on Industrial Electronics 59 (10), 3719–3726 (2012).

MAZZOLA, A. A. (2009). Ressonância magnética: princípios de formação de imagem e aplicações em imagem funcional. Revista brasileira de física médica, 117-129.

OGATA, K., 2010, Engenharia de Controle Moderno, 5° ed., São Paulo – SP, Ed. Pearson.

Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico – PRODIST. Módulo 8 – Qualidade de Energia Elétrica, Agência Nacional de Energia Elétrica, Brasília, 2011.

RAMOS M. C. G. , A. d. (2009). Verificação do impacto da qualidade de energia e das instalações elétricas nos equipamentos eletromédicos. Qualidade de energia,18-28.

RAMOS, M. C. G. Uma contribuição para a área de saúde por meio da verificação do impacto da qualidade de energia e das instalações elétricas nos equipamentos eletromédicos.2009.253p. Tese de Doutorado. Universidade de São Paulo.

REIS A.; GONDIM, I.N.;ROSENTINO JR, A.J.P.; BARBOSA JR, J.A.F. Uma Proposta de Modelagem de Cargas Hospitalares via Medição para Estudos de Desempenho em Redes de Distribuição. XI CBQEE. Conferência Brasileira sobre qualidade de Energia Elétrica.2015.

ROSHAN A.; Burgos R.; Baisden A.C.; Wang F. and Boroyevich D., “A DQ frame controller for a full-bridge single-phase inverter used in small distributed power generation systems”, Proc. IEEE-APEC Conf. 1, 641–647 (2007).

ROSHAN A., "A dq rotating frame controller for single phase full bridge Inverters used in small distributed generation system", M.Sc. thesis, Faculty of Virginia Polytechnique institute and State University, Jun., 2006.

RYAN M.J. and Lorenz R.D., “A synchronous-frame controller for a single-phase sine wave inverter”, Proc. IEEE-APEC Conf. Rec. 1, 813–819 (1997).

SANTANA, C.J.R. Introdução In:_____. **Instalações Elétricas Hospitalares**. 1 ed. Porto Alegre: Edipucrs, 1996. P.09-20.

SILVA, S. da et al. A comparative analysis of p-pll algorithms for single-phase utility connected systems. In: 13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '09). 2009. p. 1–10.

SANJUAN, S. L. Voltage Oriented Control of Three-Phase Boost PWM Converters. 2010. 105p. Master os Science Thesis. CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY.

SKVARENINA, T. L. The Power Electronics Handbook: Industrial Electronics Series. : CRC Press LLC, 2002.

SILVEIRA, M. Qualidade de energia elétrica em estabelecimentos assistenciais de saúde.2002.141 p. Dissertação (Mestrado).Universidade Salvador.

TZOU Y.Y.; Ou R.S.; Jung S.L.; and Chnag M.Y., “Highperformance programmable AC power source with low harmonic distortion using DSP based repetitive control technique”, IEEE Trans. on Power Electronics 12, 715–725 (1997).

UNAL, H. Modelling DC Backup system with Simpov.2012.66p. Master of Science Thesis. CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY.

VILLALVA, M. Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica. UNICAMP. Campinas, p. 292. 2010. (Tese de Doutorado).

YAZDANI, A. and IRAVANI, R. (2010). Voltage-Sourced Converters in Power Systems - Modeling, Control, and Applications, IEEE Press.

YAZDANI, D.; BAKHSHAI, A.; JAIN, P. K. Grid synchronization techniques for converter interfaced distributed generation systems. Proceedings of Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. 2007-2014.

ZHANG k.; Kang Y.; Xiong J.; and Chen J. “Direct repetitive control of SPWM inverter for UPS purpose”, IEEE Trans. on Power Electronics 18 (3), 784–792 (2003).

ZHOU K.; Low K. ; Wang D.; Luo F.; Zhang B. and Wang Y. “Zero-phase odd-harmonic repetitive controller for a single phase PWM inverter”, IEEE Trans. on Power Electronics 21 (1), 193–201 (2006).

ZMOOD D. N. “Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters With Zero Steady-State Error”, IEEE Trans. on Power Electronics 18 (3), 814-822 (2003).

1 ANEXO

1.1 ROTINA DE PROGRAMAÇÃO PARA EXTRAÇÃO DAS COMPONENTES HARMÔNICAS DA CURVA DIGITALIZADA

```

close all
clc

% load arquivo com pontos da figura

save data.m -ascii
%load data.m
n=length(data);
t_ini = 0;           % digitar o valor do tempo inicial do grafico
digitalizado
t_end = 5e-2;       % digitar o valor do tempo final do grafico digitalizado
fator = 100;
t=data(1:n,1)/fator;
i=data(1:n,2);

% ajuste dos valores iniciais e finais da curva
t(1) = t_ini;
t(n) = t_end;

t_total = t(n)-t(1);
int_ptos = 5*n;
dt = t_total /int_ptos;

tempo=t_ini:dt:t_end;
corrente=zeros(size(tempo));

tempo(1)= t(1);
corrente(1) = i(1);
j=1;

for k=2:int_ptos
    if tempo(k) <= t(j+1)
        tempo(k) = tempo(k-1)+ dt;
        corrente(k)= (i(j+1)-i(j))/(t(j+1)-t(j))*(tempo(k)-t(j)) +
i(j);
    else
        j=j+1;
        tempo(k) = tempo(k-1)+ dt;
        corrente(k)= (i(j+1)-i(j))/(t(j+1)-t(j))*(tempo(k)-t(j)) +
i(j);
    end
end

h=dt;
pontos=length(corrente);
y=fft(corrente);
mag = 2*abs(y)/pontos;

```

```

phase= angle(y);
f=(0:pontos-1)/(h*pontos);

% reconstrucao da corrente

nharm = 100; % numero de harm?nicos

i_rec = zeros(size(tempo));
pll =0*pi/180;

for k=1:nharm
    i_rec = i_rec + mag(k)*cos(2*pi*f(k)*(tempo - pll) + phase(k));
end

figure(1)
plot(t,i,'o',tempo,corrente,'x')

figure(2)
subplot(211)
plot (f,mag)
axis([0 f(floor(pontos/2)) 0 max(1.1*mag)])
xlabel ('Frequencia (Hz)')
subplot(212)
plot (f,phase*180/pi)
axis([0 f(floor(pontos/2)) -180 +180])
xlabel ('Frequencia (Hz)')
ylabel ('angulo de fase');

figure(3)

plot(tempo,corrente,'x', tempo,i_rec)

```

1.2 ROTINA DE PROGRAMAÇÃO PARA RECONSTRUÇÃO DO SINAL UTILIZANDO SUAS COMPONENTES HARMÔNICAS NO AMBIENTE DO PSIM (COM O ÂNGULO DO PLL)

```

//Entradas
Vsaida = in[0];
Valfa = Vsaida;
//----- SOGI-BPF
z1 = k*(Valfa - V_alfa_sogi);
V_alfa_sogi += (z1 - V_qalfa_sogi)*wr*delt;
inte_a += V_alfa_sogi*delt;
V_qalfa_sogi = wr*inte_a;
Kp_pll = 2;
Ki_pll =648.64;
int_srf += Vd*delt;
omega = Kp_pll*Vd + Ki_pll*int_srf + 377;
//omega = 377;
angulo += delt*omega;
if(angulo < 0) {angulo = 0;}
if(angulo > 6.28318530) {angulo -= 6.28318530;}
cos_angulo = cos(angulo);
sin_angulo = sin(angulo);
Vd = (V_alfa_sogi*cos_angulo) + (V_qalfa_sogi*sin_angulo);
Vq = - (V_alfa_sogi*sin_angulo) + (V_qalfa_sogi*cos_angulo);
amplitude = -Vq;
if (t < 0.02) { amplitude = 311;}
nivel_CC = 0.3;
z = amplitude/311;
o = 311/amplitude;
if(tempo>=delta)
{
i_rec = 0;
for (n = 0; n <= 200; n++)
{
i_rec = i_rec +10*z* mag[n]*cos(n*angulo+ phase[n]) ;
}
}

```

```
}  
tempo = 0;  
}  
else {tempo+=delt;}  
  
i_recons = i_rec - nivel_CC;
```