



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
COMPUTAÇÃO



Topologia de Gerador de Distúrbios Elétricos Baseada em Conversores de Potência

Emanoel Raimundo Queiroz Chaves Junior

Orientador: Prof. Dr. Valentin Obac Roda

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFRN (área de concentração: Engenharia de Computação) como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Número de ordem PPgEEC: M446
Natal, RN, maio de 2015

Seção de Informação e Referência

Catálogo da publicação na fonte. UFRN / Biblioteca Central Zila Mamede

Chaves Junior, Emanuel Raimundo Queiroz.

Topologia de gerador de distúrbios elétricos baseada em conversores de potência / Emanuel Raimundo Queiroz Chaves Junior - Natal, RN, 2015
126 f.

Orientador: Valentin Obac Roda

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e da Computação) – Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Centro de Tecnologia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Qualidade de energia - Dissertação. 2. Conversores de potência - Dissertação. 3. Controle linear - Dissertação. 4. Distúrbios elétricos - Dissertação. I. Roda, Valentin Obac. II. Título.

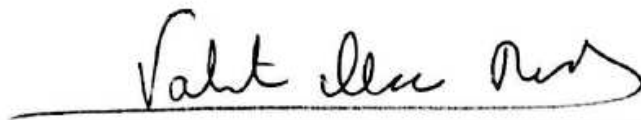
RN/UF/BCZM

CDU 621:681.5

Topologia de Gerador de Distúrbios Elétricos Baseada em Conversores de Potência

Emanoel Raimundo Queiroz Chaves Junior

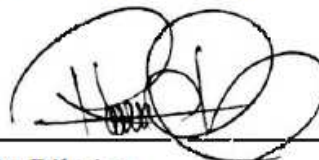
Dissertação de Mestrado aprovada em 19 de junho de 2015 pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:



Prof. Dr. Valter Obac Roda (orientador) UFRN



Prof. Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro USP



Prof. Dr. Ricardo Lúcio Araújo Ribeiro UFRN

*Aos meus pais, Emanuel e Andréa,
por tudo que eu sou hoje e por tudo
que eu serei no futuro.*

Agradecimentos

Ao meus pais Emanuel Chaves e Andréa Chaves por todo o carinho, paciência e sacrifício que eles tiveram para que eu chegasse à esta etapa da minha vida. Ao meu querido avô Adilson Araújo pelo exemplo e pelo incentivo. À minha companheira Mariela Costa pelo apoio.

Ao meu orientador Valentin Obac Roda e aos professores Ricardo Lúcio de Araújo Ribeiro e Flávio Bezerra da Costa pela orientação e ajuda neste projeto.

Aos meus colegas de laboratório, Thiago Alves, Rodrigo Barreto, Cecílio Martins, Denis Alves e Jonas Damasceno pela ajuda.

À Universidade Federal do Rio Grande do Norte (UFRN) pela oportunidade de fazer um curso de pós-graduação e pelo suporte físico e material.

À Capes e ao projeto Petrobrás, pelo apoio financeiro durante a execução do trabalho.

Este trabalho foi desenvolvido no âmbito do Programa de Pesquisa e Desenvolvimento Tecnológico do Setor de Energia Elétrica regulado pela ANEEL com o título "Aprimoramento de Aerogerador de 2MW para Adequação às Condições Eólicas Brasileiras", código ANEEL PD-0553-0020/2012, tendo como proponente a Petrobrás e como executor o CTGAS-ER, a UFRN e a UFPE

Resumo

Distúrbios elétricos como afundamentos de tensão, interrupções e desequilíbrios de tensão podem causar sérios problemas para os consumidores e para as empresas de geração e transmissão de energia. Nos últimos anos, essas empresas de serviços elétricos vêm empregando técnicas e equipamentos de proteção para evitar a ocorrência de distúrbios ou para amenizar os seus efeitos no sistema. Geradores de distúrbios são utilizados para analisar o comportamento de equipamentos elétricos e eletrônicos frente a possíveis distúrbios elétricos. A análise dessas falhas permite o desenvolvimento de equipamentos de proteção adequados. Neste trabalho é apresentado o desenvolvimento de um gerador de distúrbios baseado em conversores de potência que, aliado com uma estratégia de controle, é capaz de gerar vários tipos de distúrbios simétricos como: afundamentos trifásicos, elevações trifásicas e injeção de harmônicos. A estratégia de controle é baseada no controle linear discreto e no controle repetitivo. São detalhadas as etapas do projeto dos controladores e do filtro utilizado para a redução de harmônicos na saída. São apresentados os resultados obtidos com simulações computacionais e os resultados obtidos com ensaios do sistema implementado em laboratório.

Palavras-chave: Conversores de potência, gerador de distúrbios elétricos, distúrbios elétricos, qualidade de energia elétrica, controle linear discreto, controle repetitivo.

Abstract

Electrical disturbances such as voltage sags, interruptions and voltage unbalances might cause serious problems for the end-user and for the companies of generation and transmission of energy. Few years ago, those companies have been using methods and equipments of protection to avoid the disturbances' presence or to mitigate their effects on the power system. Disturbances generators are used to analyse the behavior of electrical and electronic equipments affected by disturbances. The analysis of those failures allows the development of appropriated protection equipments. In this paper, the development of a disturbances generator based on power converters is presented. The disturbance generator developed is able to generate some symmetrical disturbances, such as: voltage sags, voltage swells and harmonic distortion. The control strategy used in the disturbance generator is based on discrete and repetitive control. The steps of the design of the control and of the filter used for reducing harmonic in the output, are detailed in the text. Are presented the obtained results on computational simulations and the obtained results on laboratory tests.

Keywords: Power converters, disturbances generator, electrical disturbances, power quality, linear discrete control, repetitive control.

Sumário

Sumário	i
Lista de Figuras	iv
Lista de Tabelas	viii
Lista de Símbolos	ix
Lista de Siglas e Abreviaturas	xi
1 Introdução	1
1.1 Qualidade da Energia Elétrica	2
1.2 Qualidade da Energia Elétrica no Brasil	3
1.3 Motivação	4
1.4 Objetivos	5
1.5 Contribuições	6
1.6 Organização do Trabalho	6
2 Distúrbios Elétricos	7
2.1 Tipos de Distúrbios	7
2.1.1 Afundamento de Tensão	7
2.1.2 Subtensão	9
2.1.3 Elevação de Tensão	11
2.1.4 Sobretensão	12
2.1.5 Interrupção	13
2.1.6 Interrupção Sustentada	13
2.1.7 Desequilíbrio de Tensões	14
2.1.8 Nível CC	16
2.1.9 Harmônicos	16
2.1.10 Inter-harmônicos	19
2.1.11 <i>Notching</i>	20

2.1.12	Ruído Elétrico	21
2.1.13	Flutuações de Tensão	22
2.1.14	<i>Flickers</i>	23
2.1.15	Variações de frequência	24
2.2	Síntese do Capítulo	24
3	Estado da Arte	26
3.1	Geradores de Distúrbios	26
3.1.1	Gerador de Distúrbios Baseado em Conversores de Potência Li- gados em Paralelo	30
3.1.2	Gerador de Distúrbios Baseado em Autotransformador Variável com Tiristores SCR	31
3.1.3	Gerador de Distúrbios Baseado em Autotransformador Variável com Relés de Estado Sólido	33
3.1.4	Gerador de Distúrbios Baseado em Reator Controlado a Tiristor .	34
3.1.5	Gerador de Distúrbios Baseado em Transformador Variável com Relés Temporizados	35
3.2	Síntese do Capítulo	36
4	Modelo Proposto	39
4.1	Modelo proposto	39
4.2	Sincronização com a Fonte Senoidal	40
4.3	Estratégia de Controle do Retificador Trifásico	45
4.3.1	Controle de Corrente no Barramento CA de Entrada	45
4.3.2	Controle de tensão no barramento CC	49
4.4	Filtro LCL de saída	54
4.4.1	Projeto do filtro LCL	54
4.4.2	Modelagem do filtro LCL	56
4.5	Estratégia de Controle no Inversor de Tensão	58
4.5.1	Gerador de Sinais de Arbitrários	59
4.5.2	Estrutura de Controle	60
4.5.3	Controlador Repetitivo	62
4.6	Síntese do capítulo	70
5	Resultados de Simulação	71
5.1	Descrição da plataforma de simulação	71
5.1.1	Projeto do controlador PD	72

5.1.2	Projeto do Controlador Repetitivo	74
5.1.3	Simulações da operação sem distúrbios	76
5.1.4	Afundamento de tensão	77
5.1.5	Elevação de tensão	79
5.1.6	Harmônicos	81
5.2	Conclusões sobre o Capítulo	82
6	Resultados Experimentais	84
6.0.1	Descrição da Plataforma Experimental	84
6.0.2	Ensaio sem a Geração de Distúrbios	88
6.0.3	Ensaio com Afundamento de Tensão	89
6.0.4	Ensaio com Elevação de Tensão	90
6.0.5	Ensaio com Geração de Harmônicos	91
6.1	Conclusões Sobre o Capítulo	93
7	Conclusões	95
7.1	Conclusões Gerais	95
7.2	Atividades Futuras	96
	Referências bibliográficas	97
A	Resultados Complementares	102
A.1	Ensaio em malha aberta	102
A.2	Ensaio em malha fechada com controlador PD	104
B	Interface Gráfica	106

Lista de Figuras

2.1	Afundamento de tensão em uma das fases de um sistema trifásico.	8
2.2	Subtensão em um sistema de distribuição.	9
2.3	Índices a respeito de variações de tensão de longa duração ou de regime permanente segundo ANEEL (2008).	10
2.4	Elevação de tensão em uma das fases de um sistema trifásico	11
2.5	Sobretensão de 20% em uma das fases.	12
2.6	Interrupção breve.	13
2.7	Interrupção sustentada.	14
2.8	Desequilíbrio de tensões provocado por cargas monofásicas desbalanceadas.	15
2.9	Fase C com nível CC.	16
2.10	a) Componente fundamental de 60 Hz; b) Componente fundamental com a presença de 20% do 3ª harmônico; c) Componente fundamental com a presença de 20% do 5ª harmônico; d) Componente fundamental com a presença de 20% do 7ª harmônico.	17
2.11	a)Componente fundamental de 60Hz com a presença de 5% de uma componente de 90Hz;b) Componente fundamental de 60Hz com a presença de 15% de uma componente de 90Hz;c) Componente fundamental de 60Hz com a presença de 25% de uma componente de 90Hz;d) Componente fundamental de 60Hz com a presença de 35% de uma componente de 90Hz.	20
2.12	Presença do <i>notching</i> nas formas de onda das tensões de linha.	21
2.13	Ruído senoidal de 5 kHz presente em uma das fases de um sistema de distribuição	22
2.14	Flutuação de tensão	23
2.15	<i>Flicker</i> cíclica senoidal	23
3.1	Linha do tempo dos trabalhos com geradores de distúrbios.	27
3.2	Diagrama do gerador de distúrbios proposto por Chung et al. (2005).	30
3.3	Diagrama do gerador de distúrbios proposto por Nho et al. (2004).	32
3.4	Diagrama do gerador de distúrbios proposto por Naidoo e Pillay (2007).	33
3.5	Diagrama do gerador de distúrbios proposto por Chung et al. (2002).	34

3.6	Diagrama do gerador de distúrbios proposto por Teke et al. (2012).	36
4.1	Diagrama do gerador de distúrbios proposto	39
4.2	Diagrama básico do PLL	41
4.3	Diagrama do PLL em quadratura	41
4.4	Diagrama de controle do PLL linearizado no domínio s	43
4.5	Simulação do PLL proposto. (a) Ângulo de saída pelo PLL; (b) Fase A da tensão de entrada e o cosseno do ângulo estimado multiplicado por 180	44
4.6	Malha de corrente.	45
4.7	Malha de controle de corrente no barramento CA	49
4.8	Malha de tensão.	50
4.9	Malha geral de controle do retificador trifásico	51
4.10	Tensão no barramento CC	52
4.11	Corrente de eixo direto.	53
4.12	Corrente de eixo de quadratura.	53
4.13	Filtro LCL de saída do inversor em uma das fases.	54
4.14	Diagrama de blocos da tensão de saída do filtro LCL	56
4.15	Circuito resultante considerando a corrente de saída nula	57
4.16	Circuito resultante considerando a tensão do inversor nula	57
4.17	Diagrama de blocos do gerador de sinais arbitrários	60
4.18	Estrutura de controle adotada	61
4.19	Gerador de sinais periódicos	64
4.20	Estrutura do controlador repetitivo convencional com o controlador PD.	64
4.21	Diagrama de controle com realimentação negativa	65
4.22	Diagrama de pólos e zeros do controlador repetitivo convencional com $N=100$	66
4.23	Diagrama de Bode do controlador repetitivo convencional.	66
4.24	Estrutura do controlador repetitivo modificado	67
4.25	Diagrama de pólos e zeros do controlador modificado com $N=100$	68
4.26	Diagrama de Bode do controlador repetitivo modificado.	68
5.1	Diagrama do gerador de distúrbios a ser simulado.	71
5.2	Lugar das raízes do sistema não-compensado.	73
5.3	Lugar das raízes do sistema com o controlador PD.	73
5.4	Diagrama de fase do sistema compensado em malha fechada.	74
5.5	Formas de onda das tensão de fase de saída sem a geração de distúrbios: (a) Fase A; (b) Fase B; (c) Fase C	76

5.6	Formas de onda das tensão de fase de saída com a geração de um afundamento trifásico de 0,3 pu: (a) Fase A; (b) Fase B; (c) Fase C	77
5.7	Tensão RMS durante a geração de um afundamento de tensão de 0,3 pu. . .	78
5.8	Tensão do barramento CC com a presença do afundamento de tensão. . .	78
5.9	Formas de onda das tensão de fase de saída com a geração de uma elevação trifásica de 0,2 pu: (a) Fase A; (b) Fase B; (c) Fase C	79
5.10	Tensão RMS durante a geração de uma elevação de tensão de 0,2 pu. . . .	80
5.11	Tensão do barramento CC com a presença da elevação de tensão.	80
5.12	Formas de onda das tensão de fase de saída com a geração de uma componente harmônica de quinta ordem em cada fase do sistema: (a) Fase A; (b) Fase B; (c) Fase C	81
5.13	Espectro do sinal de saída com a inclusão de harmônicos de quinta ordem.	82
5.14	Tensão do barramento CC com a inclusão de harmônicos de quinta ordem.	82
6.1	Diagrama de blocos da plataforma experimental.	84
6.2	Plataforma experimental implementada.	85
6.3	Filtro LCL.	86
6.4	Carga resistiva utilizada.	86
6.5	Formas de onda das tensões saída para o sistema operando sem a geração de distúrbios: (a) Fase A; (b) Fase B; (c) Fase C.	88
6.6	Formas de onda das tensões de saída com a geração de um afundamento de tensão trifásico de 0,7 pu: (a) Fase A; (b) Fase B; (c) Fase C.	89
6.7	Valor RMS do sinal de referência e da saída do gerador durante o afundamento de tensão de 0,7 pu.	89
6.8	Formas de onda das tensões geração de uma elevação de tensão trifásico de 0,2 pu: (a) Fase A; (b) Fase B; (c) Fase C.	90
6.9	Valor RMS do sinal de referência e da saída do gerador durante a elevação de tensão.	90
6.10	Formas de onda das tensões geração com a introdução de uma componente harmônica de quinta ordem nas três fases do sistema: (a) Fase A; (b) Fase B; (c) Fase C.	91
6.11	Espectro do sinal durante a inclusão do harmônico de quinta ordem. . . .	92
6.12	Formas de onda das tensões geração com a introdução de um componente harmônico de sétima ordem nas três fases do sistema: (a) Fase A; (b) Fase B; (c) Fase C.	92
6.13	Espectro do sinal durante a inclusão do harmônico de sétima ordem. . . .	93

A.1	Diagrama do ensaio em malha aberta	102
A.2	Afundamento de tensão em malha aberta.	103
A.3	Tensão RMS de referência e da saída em malha aberta.	103
A.4	Diagrama do ensaio com o controlador digital	104
A.5	Afundamento de tensão com o controlador em malha fechada	105
A.6	Tensão eficaz de referência e da saída do controle em malha fechada com controlador PD.	105
B.1	Interface gráfica do gerador de distúrbios proposto	107

Lista de Tabelas

2.1	Classificação dos afundamentos de tensão segundo o IEEE 1159.	8
2.2	Valores de referência para as distorções harmônicas individuais para tensão no barramento do consumidor inferior a 1 kV. (ANEEL, 2008)	19
2.3	Classificação dos distúrbios elétricos (IEEE, 2009).	25
3.1	Modos de gerador de distúrbios segundo o estado dos tiristores SCR. . . .	32
3.2	Modos de operação do gerador de distúrbios segundo o estado dos tiristores SCR	36
3.3	Distúrbios gerados pelos geradores de distúrbios apresentados	37
4.1	Parâmetros utilizados na simulação do retificador	52
5.1	Parâmetros da simulação	72
5.2	Ganho do controlador repetitivo	75
6.1	Parâmetros da experiência	87

Lista de Símbolos

Δi_{Lmax}	Corrente de <i>ripple</i> máxima
ρ	Relação entre as indutâncias do filtro LCL
ω_0	Frequência fundamental
ω_g	Frequência angular da rede
ω_n	Frequência angular correspondente ao harmônico de ordem n
A	Valor eficaz da tensão de fase do sinal de entrada do PLL
C_b	Capacitância de base
c_f	Capacitância do filtro LCL
C_p	Capacitor ideal do barramento CC
DHI	Distorção harmônica individual
DHT	Distorção harmônica total
DRC	Duração relativa de transgressão de tensão crítica
DRP	Duração relativa de transgressão de tensão precária
e_a, e_b, e_c	Tensões de fase da fonte de tensão de entrada
EA, ER	Energia ativa e energia reativa respectivamente
e_d, e_q	Tensões de fase da fonte de tensão de entrada no referencial odq
FD	Fator de desequilíbrio
f_g	Frequência da rede (e.g. 60 Hz)
f_p	Fator de potência
f_{res}	Frequência de ressonância do filtro LCL
f_s	Frequência de amostragem
i_c	Corrente do capacitor
i_{carga}	Corrente de carga
i_{cc}	Corrente de saída do retificador trifásico
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Corrente elétrica no barramento CA
i_{sd}, i_{sq}	Corrente elétrica no barramento CA no referencial odq
l	Soma das indutâncias no barramento CA

l_f	Indutância do filtro L
l_i	Indutância do lado do inversor do filtro L
l_s	Indutância da fonte de tensão de entrada
nlc	Número de amostras classificadas como críticas
nlp	Número de amostras classificadas como precárias
r	Soma das resistências no barramento CA
r_f	Resistência do filtro L no barramento CA
r_f	Resistência do filtro LCL no barramento de saída
r_s	Resistência da fonte de tensão de entrada
v_{fa}, v_{fb}, v_{fc}	Tensões de conversor
v_{fd}, v_{fq}	Tensões de conversor no referencial odq
v_{cc}	Tensão no barramento CC
x	Relação das capacitâncias do filtro e de base

Lista de Siglas e Abreviaturas

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CBEMA	<i>Computer Business Equipment Manufacturer's Association</i>
CLP	Controlador Lógico Programável
D-STATCOM	<i>Distribution Static Compensator</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DVR	<i>Dinamic Voltage Restorer</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
LEPER	Laboratório de Eletrônica de Potência e Energias Renováveis
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PRODIST	Procedimento de Distribuição (Regulamento da ANEEL)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
QEE	Qualidade da Energia Elétrica
SCR	<i>Silicon Controlled Rectifier</i>
STS	<i>Static Transfer Switch</i>
TCR	<i>Thyristor Controlled Reactor</i>
UPC	<i>Uninterruptible power supply</i>
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>

Capítulo 1

Introdução

A energia elétrica tornou-se algo fundamental para a sociedade moderna, pois ela representa uma melhoria da qualidade de vida dos indivíduos e da produção de bens. Vários dispositivos utilizados pelas pessoas funcionam a partir da energia elétrica. No início do século XX, os aparelhos elétricos eram essencialmente resistivos tais como o chuveiro elétrico, o ferro de passar, lâmpadas incandescentes, etc. Esses equipamentos eram, provavelmente, susceptíveis a qualquer anomalia conhecida de qualidade de energia, porém, os efeitos não eram tão evidentes, devido a robustez dos equipamentos e à carência de técnicas para medir os parâmetros de qualidade de energia naquela época (SANKARAN, 2001). Levando em consideração a robustez desses dispositivos, a principal exigência dos consumidores resumia-se apenas à continuidade do serviço de fornecimento de energia elétrica.

A partir da segunda metade do século XX aconteceu uma grande evolução tecnológica marcada pelo desenvolvimento das tecnologias ligadas à eletrônica e às telecomunicações (CANDIDO, 2008). Nesse período ocorreu uma crescente utilização de dispositivos eletrônicos nos setores residencial, comercial e industrial, tais como lâmpadas fluorescentes, computadores, controladores lógico programáveis (CLP), robôs, etc. Esses dispositivos em geral possuem componentes não-lineares, que por sua vez causam distorções nas formas de onda de tensão e de corrente devido a sua operação. Aliado a isso, ainda existem fatores como o chaveamento de grande cargas, o transitório de partida de motores elétricos, descargas atmosféricas, curto-circuitos, etc.

Além de degradar a rede, os equipamentos eletrônicos também são prejudicados com a baixa qualidade de energia pois a maioria apresenta sensibilidade a perturbações. Essa condição atinge tanto o usuário final (consumidor), quanto as próprias companhias concessionárias de energia elétrica que também tornaram-se sensíveis às perdas de produção, o que implica na redução de lucros (CHUNG et al., 2002).

Devido a essa situação, surge uma nova reivindicação por parte dos consumidores

frente a empresas de fornecimento de energia: a busca por melhor qualidade da energia elétrica.

1.1 Qualidade da Energia Elétrica

A qualidade da energia elétrica possui diversas definições de acordo com certos pontos de vista. Por exemplo, do ponto de vista da concessionária de energia pode-se atribuir a definição de qualidade de energia elétrica à confiabilidade do serviço prestado, isto é, à disponibilidade do serviço e a minimização de interrupções. Do ponto de vista das indústrias e do consumidor final pode-se definir qualidade de energia à compatibilidade do serviço, ou seja, às características que a fonte deve ter para permitir que os seus equipamentos funcionem adequadamente (SANTOSO, 2007).

O *Institute of Electrical and Electronic Engineers* - IEEE define que o conceito de qualidade de energia elétrica está associado com a energização e o aterramento de equipamentos eletrônicos sensíveis de uma forma adequada para o funcionamento dos mesmos e que esteja compatível com o sistema de ligação e com os demais aparelhos (IEEE, 1999). A definição do IEEE restringe o conceito de qualidade de energia apenas a equipamentos eletrônicos, o que pode ser sujeita a discordância porque qualquer dispositivo elétrico é susceptível à carência de qualidade de energia. Um dispositivo elétrico pode ser um transformador, um gerador síncrono ou um motor de indução. Todos esses dispositivos reagem de uma maneira adversa na presença de distúrbios, dependendo da severidade do problema (SANKARAN, 2001).

Segundo Dixit e Yadav (2010), a forma mais simples e apropriada é definir a qualidade de energia elétrica como sendo um conjunto de limites ou fronteiras elétricas que permitam que um equipamento funcione adequadamente sem perda significativa de desempenho ou vida útil. Esta definição aborda dois atributos comuns exigidos por grande parte dos consumidores que são: desempenho e vida útil. Qualquer problema relacionado a potência capaz de comprometer qualquer um desses atributos é uma preocupação para a qualidade de energia.

A qualidade de energia, assim como a qualidade de qualquer outro bem, pode ser complicada de ser quantizada, porque não existe uma única definição de qualidade de energia aceitável. Existem vários padrões de tensão e outros critérios técnicos que podem ser medidos, porém, a medida de qualidade de energia final só pode ser verificada no desempenho e na produtividade do equipamento do usuário (MCGRANAGHAN; DUGAN; BETY, 2004). Dois dispositivos idênticos podem reagir diferentemente sob os mesmos parâmetros de qualidade de energia devido às diferenças de fabricação e de tolerância de

seus componentes. Em uma situação exemplificada por Sankaran (2001), em que se tem um determinado motor elétrico no qual é introduzido um compensador eletrônico para controlar seu desempenho, o motor pode até ser imune a qualquer problema de qualidade de energia, mas o compensador definitivamente não é. Logo, o que haverá para a rede elétrica, será um sistema com um motor bastante sensível a qualidade de energia. Por isso, é de fundamental importância que os engenheiros, técnicos e operadores estejam familiarizado com os problemas de qualidade de energia.

1.2 Qualidade da Energia Elétrica no Brasil

Breve Histórico

No Brasil, a área de qualidade da energia elétrica não havia sido contemplada com um regulamento até poucos anos atrás, quando a Agência Nacional de Engenharia Elétrica - ANEEL define os índices de qualidade de energia com a criação do módulo 8 dos procedimentos de distribuição (PRODIST).

Até meados da década de 1990, o setor elétrico brasileiro era composto de companhias elétricas estatais. Desde a geração até a distribuição, o fornecimento de eletricidade era monopolizado pelo setor público. Havia ineficiência do serviço, reclamações de consumidores e até mesmo regiões com ausência de rede elétrica. Até o final da última década, não havia um regulamento a cerca dos índices de qualidade da energia elétrica.

Durante 1992 a 1995, o Conselho Nacional de Desestatização (CDN) é criado pelo presidente Fernando Henrique Cardoso, no qual várias empresas concessionárias de energia foram privatizadas, pondo um término no monopólio estatal do fornecimento de energia. O sistema elétrico brasileiro passou por um profundo processo de reestruturação devido às consequências desse programa de privatizações como uma maior liberdade de transmissão e distribuição e o aumento da concorrência com a introdução de competições de geração e vendas de energia (COLNAGO et al., 2012).

Em 26 de dezembro de 1996, a ANEEL é instituída pela Lei 9.427 com o objetivo de analisar novas concessões, licitações e fiscalizar os serviços prestados pelas empresas recém privatizadas (ALMEIDA, 2008). Dois anos após, em 1998, é criado o Operador Nacional do Sistema Elétrico - ONS cuja função é a de coordenar e controlar a geração e transmissão de energia elétrica.

No ano de 2008, a ANEEL publica o módulo 8 do PRODIST que regulamenta os índices de qualidade da energia elétrica no setor elétrico brasileiro e a ONS cria os Procedimentos de Rede que buscam regular as redes de transmissão e distribuição de energia.

Índices de Qualidade da Energia Elétrica da ANEEL

O módulo 8 dos Procedimentos de Distribuição publicado pela ANEEL é dedicado a estabelecer os procedimentos em relação a qualidade da energia elétrica abordando os conceitos de qualidade do produto e qualidade do serviço.

A qualidade do produto busca definir a terminologia, as características dos fenômenos, estabelecer parâmetros e os valores de referência relativos à tensão em regime permanente e às perturbações de forma de onda.

Um dos índices de qualidade de produto considerado pela norma da ANEEL é o fator de potência que é obtido através de uma medição adequada por instrumentos eletrônicos, empregando o princípio da amostragem digital. O seu valor é calculado baseado nas medições de potência ativa (P) e reativa (Q) ou das respectivas energias (EA, ER), como segue:

$$fp = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad \text{ou} \quad fp = \frac{EA}{\sqrt{EA^2 + ER^2}} \quad (1.1)$$

Os valores de referência para consumidores com tensão inferior a 230kV deve ser um fator de potência entre 0,92 a 1,00 indutivo ou 1,00 a 0,92 capacitivo. Para uma unidade consumidora com tensão superior a 230 kV, os padrões devem seguir as normas no Procedimento de Redes da ONS.

Os demais índices considerados pela qualidade do produto são:

- tensão em regime permanente;
- distorção harmônica;
- desequilíbrio de tensão;
- flutuação de tensão;
- variações de tensão de curta duração;
- variações de frequência;

A qualidade do serviço busca estabelecer os procedimentos relativos aos indicadores de continuidade e dos tempos de serviço. Basicamente, os aspectos principais considerados pela qualidade de serviço são as interrupções sustentadas.

Mais detalhes sobre os índices de qualidade da energia elétrica poderão ser vistos no capítulo 2 deste trabalho.

1.3 Motivação

A ocorrência de fenômenos de qualidade de energia ou distúrbios elétricos é algo que não se pode ter um pleno controle. Essa condição se dá pela configuração atual do

sistema elétrico, das características não-lineares nos circuitos elétricos que vêm se acentuando com o passar dos tempos e do comportamento estocástico do acontecimento de faltas em sistemas de potência. As consequências dos distúrbios são drásticas e podem comprometer a produção de bens e o próprio sistema elétrico. Nesse contexto, vêm sendo empregados dispositivos capazes de amenizar os efeitos nocivos dos distúrbios e assim contribuir na manutenção da qualidade da energia elétrica. Mas esses equipamentos precisam ser submetidos a testes antes de serem instalados no sistema, e uma maneira segura para a realização desses ensaios é a utilização do gerador de distúrbios que é um dispositivo capaz de gerar sinais de tensão e corrente elétrica que tenham as características típicas das perturbações. Existem diversas topologias de geradores de distúrbios que são capazes de gerar uma determinada variedade de perturbações na rede, porém, muitos desses geradores precisam ser ligados em paralelo à rede por meio de grandes transformadores, gerando aumento do custo de implementação e necessitando de uma grande área. Diante deste problema, a motivação deste trabalho é propor um gerador de distúrbios baseado em conversores de potência ligado em série à rede elétrica que seja capaz de gerar uma grande variedade de distúrbios elétricos e com baixo conteúdo harmônico. Para que isto seja possível, é preciso utilizar uma estratégia de controle para o conversor ligado à carga que seja capaz de seguir os sinais de referência que tenham as características dos distúrbios a serem gerados, obtendo rastreamento com o menor erro possível e rejeitando perturbações provenientes da carga.

1.4 Objetivos

O objetivo geral desta pesquisa é o desenvolvimento de um protótipo de um gerador de distúrbios elétricos utilizando conversores de potência. O protótipo é capaz de gerar afundamentos de tensão, elevações de tensão e distorção harmônica.

Os objetivos específicos são:

- Fazer um estudo a cerca das principais estratégias de controle utilizadas em conversores de potência;
- Implementar o protótipo do gerador de distúrbios em bancada;
- Avaliar o desempenho do gerador de distúrbios por simulações e por resultados experimentais;
- Comparar o desempenho da estratégia de controle proposta com o das técnicas clássicas.

1.5 Contribuições

As principais contribuições desta pesquisa são:

- Desenvolvimento de um gerador de distúrbios
- Obtenção de uma metodologia adequada de projeto do filtro LCL na saída do inversor que seja capaz de reduzir a distorção harmônica na corrente entregue à rede elétrica.

Foi publicado um artigo intitulado "Gerador de Distúrbios Elétricos Baseado em Conversores de Potência" nos eventos concomitantes: 8º SEPOC (Seminário de Eletrônica de Potência e Controle) e o 2º SESP (Seminário de Energia e Sistemas de Potência).

Foi submetido um artigo intitulado "*Power Converters based Electrical Disturbance Generator using Repetitive Control*" no 13º COBEP (Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência).

1.6 Organização do Trabalho

Esta dissertação está organizada em cinco capítulos:

- No capítulo 2 tem-se uma fundamentação teórica a respeito dos distúrbios elétricos mais conhecidos em sistemas de potência, bem como as suas principais causas, consequências para a rede e os respectivos índices definidos pela ANEEL.
- No capítulo 3 são abordadas as topologias dos geradores de distúrbios existentes e também é apresentado um levantamento do estado da arte sobre as técnicas de geração de sinais que simulem distúrbios elétricos.
- No capítulo 4 aborda-se e apresenta-se o sistema proposto para ser o gerador de distúrbios, abordando a modelagem do sistema, as etapas de projeto do filtro e a estratégia de controle empregada.
- No capítulo 5 é descrita a plataforma de simulação implementada em computador e são apresentados os resultados obtidos nas simulações.
- No capítulo 6 é apresentada a plataforma experimental desenvolvida e os resultados obtidos em laboratório.
- No capítulo 7 são apresentadas as considerações finais sobre o trabalho e algumas sugestões como atividades futuras.

Capítulo 2

Distúrbios Elétricos

Neste capítulo apresenta-se uma fundamentação teórica sobre os distúrbios elétricos que afetam a qualidade da energia elétrica, dando ênfase às características de cada um dos distúrbios, tais como as causas para a sua ocorrência e os efeitos que eles provocam no sistema de potência.

2.1 Tipos de Distúrbios

A manifestação de deformidades de formas de onda, desvios de frequência ou alterações do valor RMS dos sinais de tensão ou corrente elétrica são conhecidos como distúrbios elétricos. Dentre eles, destacam-se os afundamentos de tensão, elevações de tensão, interrupções, desbalanceamento de tensão e harmônicos (IEEE, 2009). Os distúrbios elétricos podem ocorrer devido à operação de chaveamento do sistema elétrico como na ligação de bancos de capacitores, na introdução de cargas não-lineares, no deslocamento de cargas lineares, etc. Outras causas estão relacionadas com eventos externos, como descargas atmosféricas ou faltas na rede elétrica e ainda há distúrbios que ocorrem em regime permanente, como as distorções harmônicas.

Os distúrbios elétricos podem ser classificados de acordo com a sua duração (curta, média ou longa duração), a sua faixa de frequência nos quais estão envolvidos (baixas ou altas frequências), do efeito causado à rede (aquecimento, perda de eficiência, redução da vida útil) ou de acordo com a intensidade do impacto (POMILIO; DECKMANN, 2010). A seguir serão apresentados alguns dos tipos de distúrbios elétricos.

2.1.1 Afundamento de Tensão

O afundamento de tensão (*voltage sag*) é um dos distúrbios de qualidade da energia elétrica mais frequentes (CAICEDO et al., 2011), sendo definido pelo padrão IEEE 1159

como sendo uma redução de 0,1 a 0,9 pu do valor RMS da tensão, podendo durar de meio ciclo a um minuto (IEEE, 2009). A Figura 2.1 ilustra um afundamento de tensão de aproximadamente 0,4 pu.

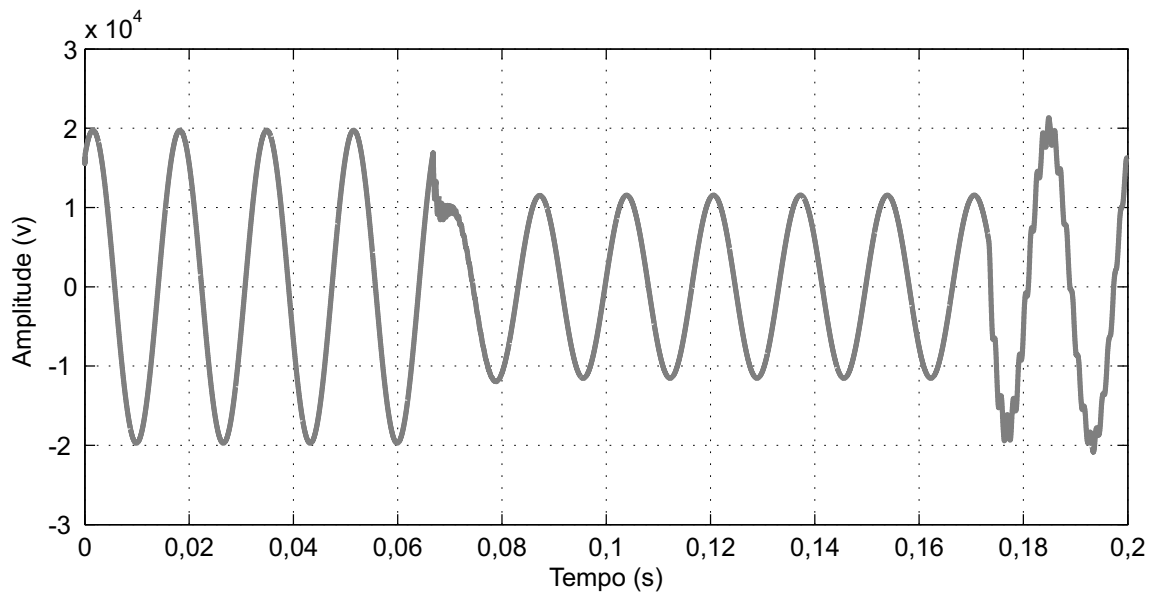


Figura 2.1: Afundamento de tensão em uma das fases de um sistema trifásico.

Os afundamentos ainda podem ser classificados em três categorias segundo o IEEE 1159: instantâneo, momentâneo e temporário de acordo com a Tabela 2.1 (IEEE, 2009).

Tabela 2.1: Classificação dos afundamentos de tensão segundo o IEEE 1159.

Categoria	Duração
Instantâneo	0,5 - 30 ciclos
Momentâneo	0,5 - 3 seg.
Temporário	3 seg - 1 minuto

Uma das principais causas dos afundamentos de tensão está associada à operação de disjuntores e religadores em sistemas de energia. Se por alguma razão algum desses dispositivos for acionado, a linha que está sendo alimentada será temporariamente desconectada fazendo com que seja verificado uma redução do valor de tensão nas demais linhas. Outra situação típica para o surgimento de afundamentos é na partida de motores de indução, na qual ocorre um consumo de grande quantidade de potência reativa e que não é suportado devidamente pelas redes e circuitos de distribuição, normalmente, em função da baixa potência de curto-circuito do seu conjunto.

Afundamentos de tensão também ocorrem na presença de faltas no sistema. Atualmente, existem diversos métodos para levantar prognósticos de falta baseados em técnicas

wavelet e redes neurais (WANG; VACHTSEVANOS, 2001), porém, a previsão de faltas é algo difícil de ser realizado e, devido a isso, afundamentos de tensão também podem ser caracterizados pelo seu comportamento estocástico (CAICEDO et al., 2011).

A diminuição da tensão RMS na carga pode causar paradas não-planejadas na produção em fábricas. Os equipamentos eletrônicos modernos como os computadores, controladores eletrônicos e até mesmo os relés convencionais são susceptíveis a afundamentos de tensão. Em muitos casos, os dispositivos de proteção podem ser acionados se houver mesmo um afundamento com menos de 90% da tensão nominal e com duração de um ou dois ciclos (ROSS; MIEE; INC., 2007). O tempo para reiniciar a produção após tal parada não-planejada pode durar cerca de minutos, horas ou mesmo dias.

2.1.2 Subtensão

A subtensão é classificada como um distúrbio de longa duração, caracterizada pela redução da tensão RMS de 0,1 a 0,9 pu por um pouco mais do que um minuto. A Figura 2.2 ilustra um caso no qual o nível de tensão reduziu-se a aproximadamente 0,2 pu. Pode-se considerar a subtensão como sendo um tipo de afundamento de tensão no qual a duração seja mais longa.

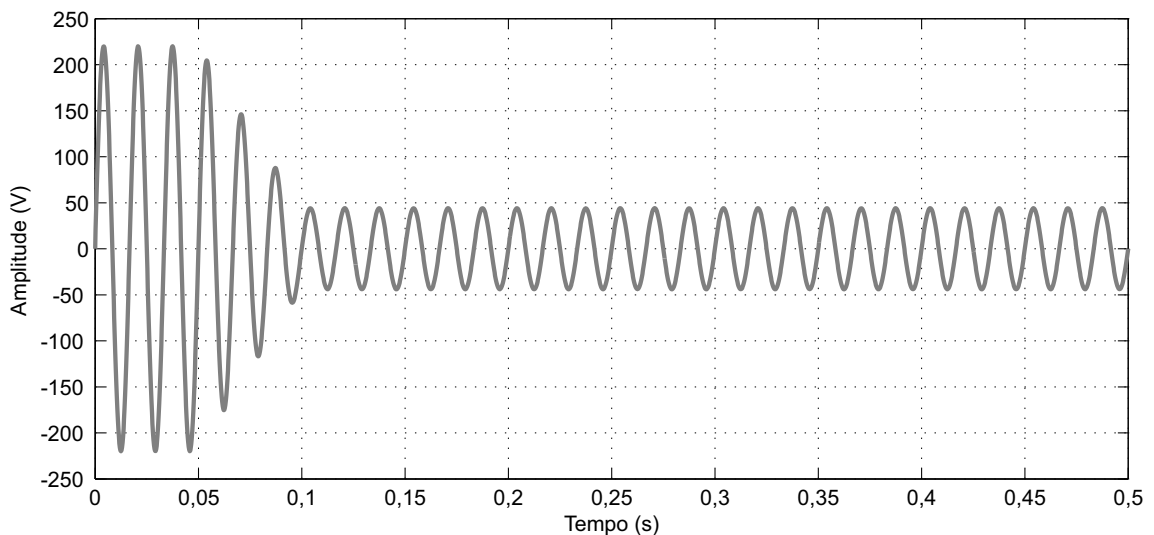


Figura 2.2: Subtensão em um sistema de distribuição.

A subtensão pode ser o resultado de faltas temporárias, sobrecarga dos circuitos de distribuição, entrada de grandes cargas individuais ou da saída de bancos de capacitores (WORLD, 2011).

Subtensão pode causar problemas como superaquecimento, mau funcionamento, falhas e desligamento súbito. Os principais equipamentos prejudicados com as subtensões

são os motores de indução que, funcionando mais aquecidos do que o normal, costumam falhar prematuramente. As baterias também são afetadas pelo distúrbio da subtensão pois são impedidas de se recarregarem adequadamente.

Um dos índices de qualidade de produto no regulamento ANEEL (2008) refere-se a variações de tensão em regime permanente o que também pode ser interpretado como variações de longa-duração. Isso pode ser válido para os distúrbios da subtensão e o da sobretensão que ser apresentado a seguir.

Os equipamentos eletrônicos responsáveis pelo registro dos níveis de tensão analisam uma amostra da tensão que chega ao consumidor. A cada intervalo de 10 minutos, é calculado o valor médio quadrático da amostra e esse é automaticamente classificado dentro de um conjunto de níveis de tensão. Os valores limites dependem da tensão de referência e são definidos no regulamento. Caso haja alguma interrupção dentro da análise, a amostra deverá ser desconsiderada do conjunto de leituras. A Figura 2.3 ilustra o conjunto de níveis de tensão segundo o regulamento da ANEEL (2008).

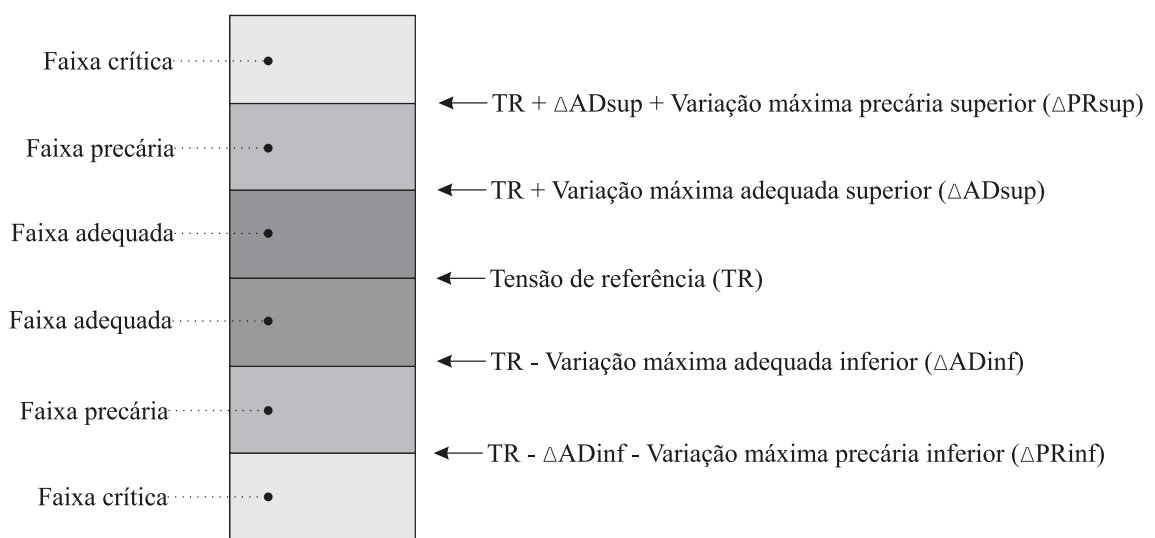


Figura 2.3: Índices a respeito de variações de tensão de longa duração ou de regime permanente segundo ANEEL (2008).

Segundo ANEEL (2008), para a obtenção dos indicadores individuais de qualidade é necessário que o conjunto totalize 1008 leituras válidas, que corresponde ao período aproximado de uma semana. Após a obtenção do conjunto de leituras, devem ser calculados os índices de duração relativa de transgressão para a tensão precária (DRP) e o para a tensão crítica (DRC) de acordo com as expressões.

$$DRP = \frac{nlp}{1008} 100\%, \quad (2.1)$$

$$\text{DRC} = \frac{\text{nlc}}{1008} 100\%, \quad (2.2)$$

sendo, nlp e nlc os números de amostras que foram classificadas como precárias e críticas, respectivamente.

Caso as medições de tensão, por reclamação ou amostrais, indiquem o valor de DRP superior a 3% ou o valor de DRC superior a 0,5%, a distribuidora deverá adotar medidas para regularizar as tensões de atendimento dentro de um prazo determinado pelo regulamento. No caso de transcorrência dos prazos, o consumidor deverá receber uma compensação pela distribuidora.

2.1.3 Elevação de Tensão

A elevação de tensão (*voltage swell*) é definido pelo IEEE 1159 como um aumento da tensão RMS em 1,1 a 1,8 pu, podendo durar de meio ciclo a um minuto (IEEE, 2009). Este distúrbio tem o efeito oposto ao afundamento de tensão e a sua ocorrência é bem menos comum (WORLD, 2011). A Figura 2.4 mostra um caso de elevação de tensão no qual o nível de tensão cresceu 0,5 pu durante um pouco mais do que 80 milissegundos.

Suas principais causas são a saída temporária de cargas, a conexão com bancos de capacitores à rede e o aumento da tensão na fase que não sofreu falta durante um curto-circuito fase-terra. A elevação de tensão também pode ser verificada em sistemas em delta sem aterramento, nos quais a mudança brusca da tensão de referência do terra resulta em um aumento da tensão nas fases não aterradas do sistema.

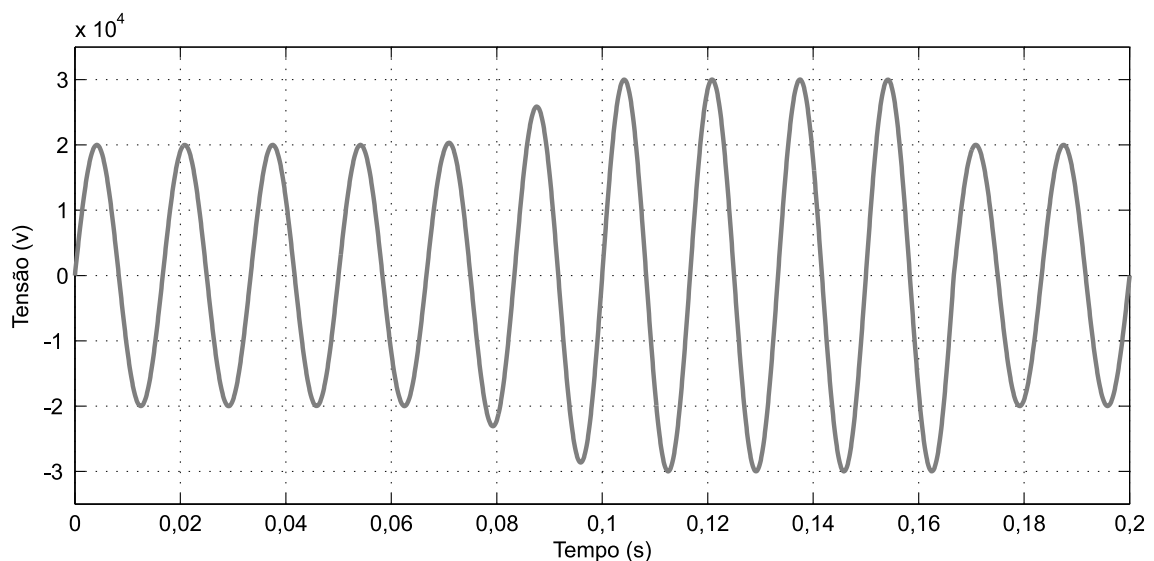


Figura 2.4: Elevação de tensão em uma das fases de um sistema trifásico

Embora os efeitos do afundamento de tensão sejam mais notáveis, as consequências

da elevação de tensão no sistema são mais danosas. O aumento momentâneo da tensão RMS na carga pode causar mau funcionamento de componentes na alimentação dos equipamentos, comprometer os dispositivos eletrônicos, causar problemas de controle e falhas no *hardware* devido ao sobreaquecimento provocado o que pode vir a ocasionar desligamento súbito do sistema.

2.1.4 Sobretensão

Sobretensão pode ser considerada a versão de longa duração da elevação de tensão, sendo caracterizada pelo aumento da tensão RMS em 1,1 a 1,2 pu por um pouco mais do que um minuto. A Figura 2.5 ilustra um caso no qual a tensão elevou-se 0,2 pu.

A sobretensão pode ser causada pelo ajuste incorreto de taps de transformadores de distribuição, pela saída de cargas de grande porte devido a manobra de disjuntores, por raios e demais efeitos atmosféricos ou pela correção inadequada de afundamentos de tensão como acontece na energização de bancos de capacitores.

Um dos efeitos da sobretensão é o sobreaquecimento que pode ocasionar falhas prematuras e mau funcionamento dos dispositivos. A operação dos equipamentos sob níveis elevados de tensão pode ocasionar o seu desligamento súbito pelos dispositivos de proteção, o que pode vir a gerar prejuízos drásticos para a produção. A sobretensão ainda pode causar diminuição da vida útil dos equipamentos.

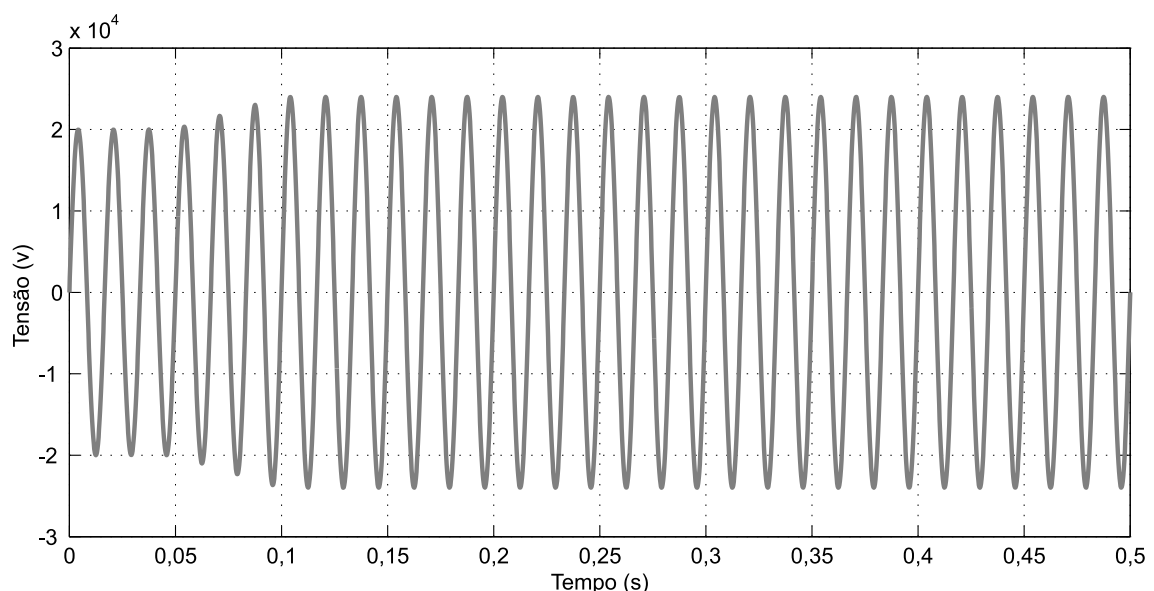


Figura 2.5: Sobretensão de 20% em uma das fases.

2.1.5 Interrupção

A interrupção ocorre quando a tensão ou a corrente que chega a carga tem o seu valor reduzido a menos de 0,1 pu por um período de tempo que vai de meio ciclo a um minuto. A Figura 2.6 mostra um caso de interrupção no qual a tensão reduziu-se a aproximadamente 0,05 pu durante aproximadamente 70 milissegundos.

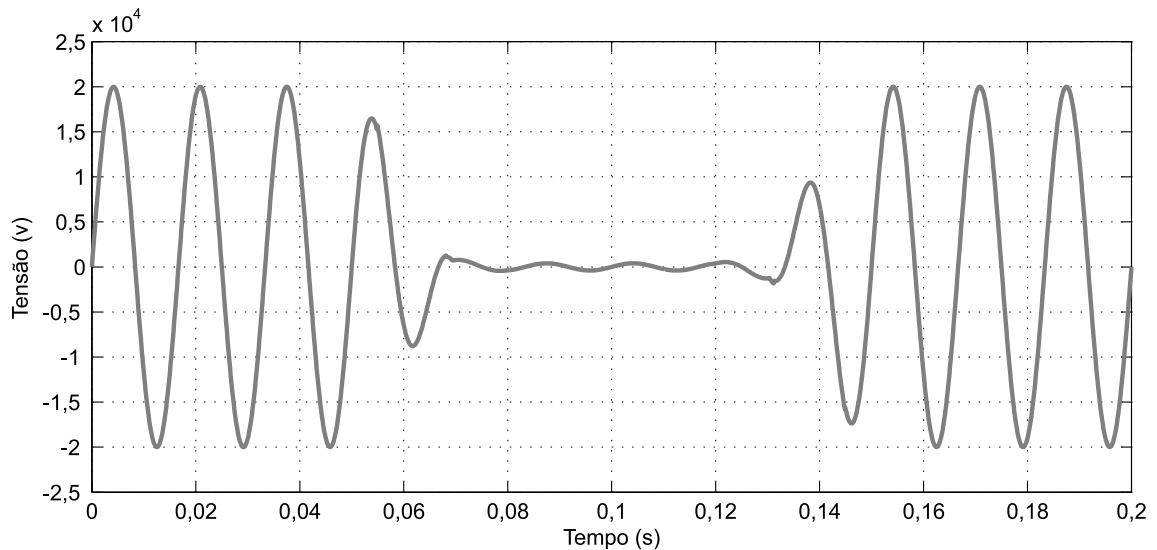


Figura 2.6: Interrupção breve.

Uma das causas para a ocorrência de interrupções no fornecimento pode ser a manobra de equipamentos de proteção na ocorrência de faltas cujo tempo de operação é o fator determinante na duração da interrupção. A interrupção também pode ser causada por falhas de equipamentos e mau funcionamento do controle. Nesses dois últimos casos, a duração da interrupção é irregular (MCGRANAGHAN; DUGAN; BETY, 2004).

Os efeitos da interrupção são similares aos do afundamento de tensão como o acionamento desnecessário de dispositivos de proteção e desligamento súbito de equipamentos sensíveis como computadores ou controladores lógico programáveis (WORLD, 2011).

2.1.6 Interrupção Sustentada

A interrupção sustentada ou interrupção longa é um dos distúrbios mais graves e um dos mais antigos problemas de qualidade da energia no qual a tensão cai para zero e não retorna automaticamente para o seu valor nominal, necessitando que, na maior parte das vezes, seja realizada uma intervenção manual para a restauração do sistema. De acordo com o padrão IEC 61000-4-30, a interrupção deve ser superior a 3 minutos para ser considerada sustentada (IEC, 2003). Já o padrão IEEE 1159 define que a interrupção basta ser

superior a 1 minuto para ser considerada como longa (IEEE, 2009). A Figura 2.7 mostra um exemplo de interrupção sustentada em uma das fases de um sistema trifásico.

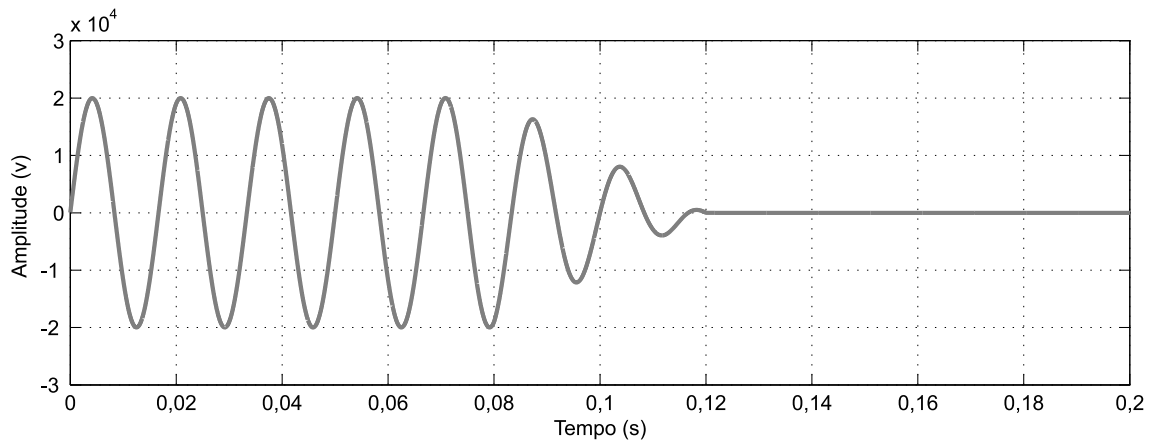


Figura 2.7: Interrupção sustentada.

Interrupções sustentadas podem ser causadas por faltas permanentes devido a tempestades, incêndios ou queda de árvores que possam danificar linhas de transmissão. Esse tipo de interrupção também pode ser causado por falhas nos equipamentos do consumidor ou da concessionária no sistema de potência e também pela má coordenação dos dispositivos de proteção.

A interrupção sustentada é um índice de qualidade de serviço segundo ANEEL (2008) e apresenta informações a cerca da confiabilidade da rede. Esse índice deve ser levantado baseado em análises estatísticas a cerca do número de ocorrências, a frequência com que as interrupções ocorrem e a sua duração. Os valores de referência para o levantamento da interrupção sustentada variam de acordo com as características regionais (COLNAGO et al., 2012).

2.1.7 Desequilíbrio de Tensões

O desequilíbrio ou desbalanceamento de tensões ocorre quando as tensões do sistema trifásico não são idênticas em magnitude e/ou a diferença entre as suas fases não é exatamente 120° . A Figura 2.8 mostra um caso de desequilíbrio de tensões provocado por cargas monofásicas desequilibradas. Na prática, é impossível obter-se tensões trifásicas perfeitamente equilibradas. Geralmente, elas variam poucos volts umas das outras. Porém quando essa variação torna-se superior a um determinado nível de tolerância, considera-se que o distúrbio está ocorrendo (ELONGO, 1999).

Uma forma geral de se calcular o desequilíbrio de tensões é por meio da divisão do máximo desvio da tensão trifásica média pela tensão trifásica média. O IEEE 100-2000

define o desequilíbrio de tensões ou correntes utilizando a teoria de componentes simétricas da seguinte forma (IEEE, 2000a):

- A componente de sequência positiva contém a quantidade equilibrada dentro do conjunto de tensões desequilibradas;
- A componente de sequência negativa indica a quantidade de tensão desequilibrada no sistema;
- A componente de sequência zero representa a tensão média nas três fases;

Pode-se calcular o desequilíbrio percentual de tensão com a divisão da componente de sequência negativa pela componente de sequência positiva, como segue (MCGRANAGHAN; DUGAN; BETY, 2004):

$$FD = \frac{V^-}{V^+} 100\%, \quad (2.3)$$

sendo FD o desequilíbrio percentual, V^+ a componente de sequência positiva e V^- a componente de sequência negativa.

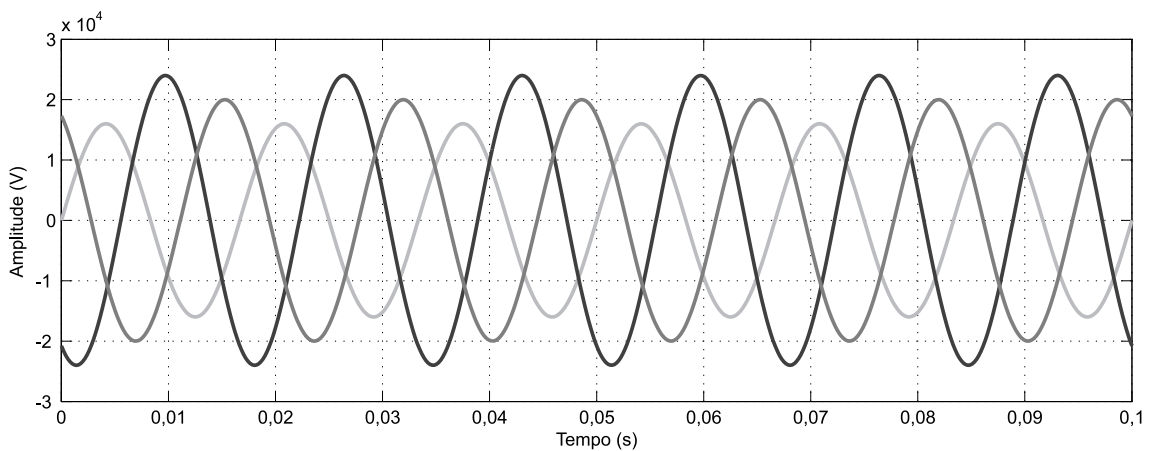


Figura 2.8: Desequilíbrio de tensões provocado por cargas monofásicas desbalanceadas.

As principais causas do desequilíbrio de tensões em sistemas de potência podem ser o uso de cargas monofásicas desbalanceadas, a desconexão de uma das fases do banco de capacitores trifásico, linhas de transmissão sem transposição e as cargas trifásicas não-lineares de grande porte.

Os maiores prejudicados com os desequilíbrios de tensões são os motores de indução, no qual se têm sobreaquecimento e aumento das perdas. A velocidade e o torque são afetados negativamente e o motor pode produzir ruído excessivo. Outros dispositivos que são prejudicados pelos desequilíbrios de tensão são os equipamentos utilizados para

controlar a velocidade dos motores. Neles, o distúrbio pode contribuir no aumento do estresse térmico dos diodos e capacitores (GOSBELL, 2002).

A ANEEL, em seu regulamento, define o valor máximo para o desequilíbrio percentual como sendo de 2% e que as medições devem ser realizadas para as tensões de fase-fase. No regulamento, não é encontrado detalhes a respeito da tensão de referência no barramento do consumidor.

2.1.8 Nível CC

A presença de uma componente CC na corrente ou na tensão em um sistema CA é chamado de nível CC (*DC Offset*). A Figura 2.9 ilustra um caso no qual uma das fases do sistema apresenta nível CC.

As principais causas para o surgimento de níveis CC podem ser a utilização de retificadores e outros dispositivos eletrônicos de chaveamento, a assimetria em conversores de potência e a ocorrência de distúrbios geo-magnéticos induzindo a corrente chamada GIC (*Geomagnetically Induced Current*).

A presença de nível CC em uma corrente alternada pode causar diminuição do ciclo de operação de transformadores devido à elevação do desvio de saturação dos núcleos. Isto acaba causando aquecimento e redução da vida útil desses transformadores.

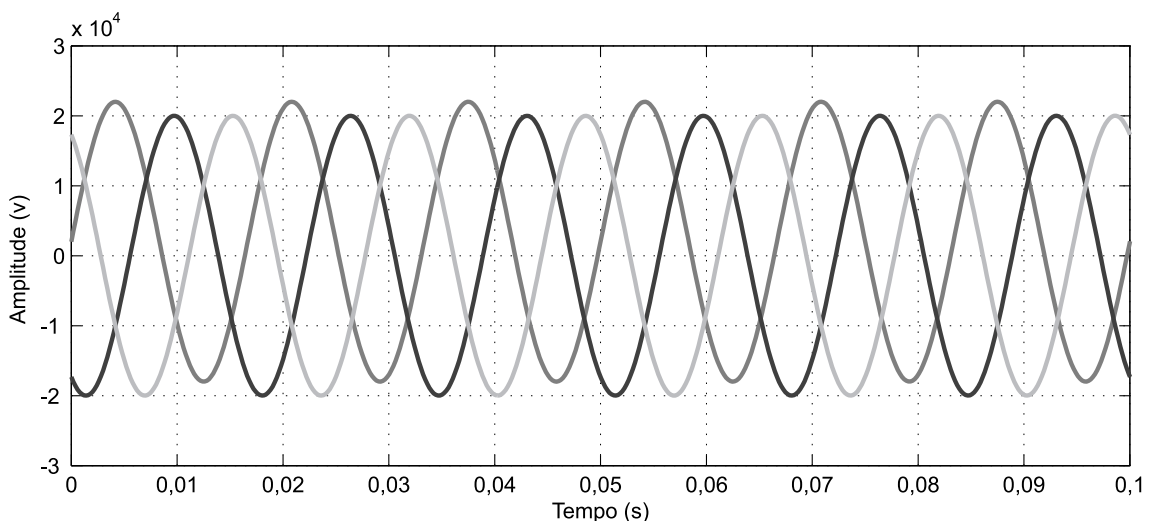


Figura 2.9: Fase C com nível CC.

2.1.9 Harmônicos

O harmônico é uma componente senoidal cuja frequência é um múltiplo inteiro da frequência do sinal de entrada. O distúrbio relacionado aos harmônicos é a distorção

harmônica que é caracterizada pela aparição da componente fundamental acompanhada de harmônicos na saída de um sistema quando a entrada do mesmo for um sinal senoidal (IEEE, 1985).

Formas de onda periódicas que não sejam senóides perfeitas podem ser analisadas pela Série de Fourier e serem decompostas num somatório da componente fundamental e harmônicas (FUCHS; MASOUM, 2008). A Figura 2.10 mostra um determinado sinal acompanhado de três situações nas quais o mesmo sinal está na presença de certos harmônicos.

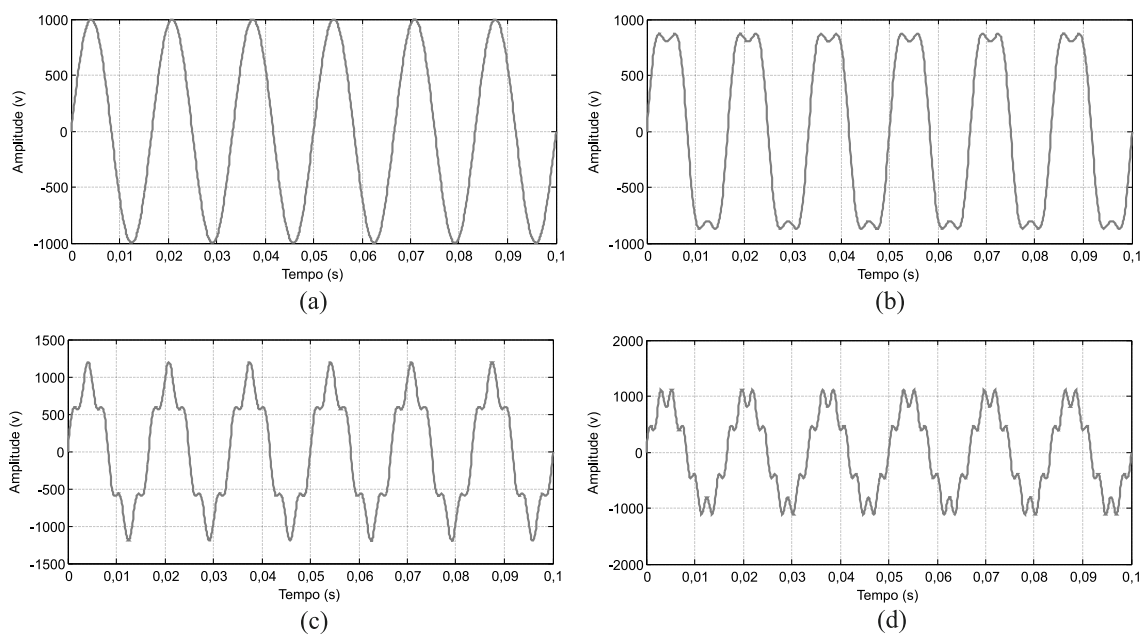


Figura 2.10: a) Componente fundamental de 60 Hz; b) Componente fundamental com a presença de 20% do 3^a harmônico; c) Componente fundamental com a presença de 20% do 5^a harmônico; d) Componente fundamental com a presença de 20% do 7^a harmônico.

A distorção harmônica é originada das características não-lineares dos dispositivos ou cargas do sistema de potência. Essa distorção pode ser descrita de acordo com o espectro harmônico completo com magnitudes e ângulos de fase para cada componente harmônico.

É muito comum utilizar a Distorção Harmônica Total (DHT) para representar a medida do valor efetivo da distorção harmônica. De acordo com o padrão IEEE 519-2000, a DHT pode ser calculada como (IEEE, 2000b):

$$\text{DHT} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} 100\%, \quad (2.4)$$

sendo V_n a tensão da componente harmônica de ordem n , V_1 a componente fundamental.

As maiores fontes de harmônicos em sistemas de potência são as cargas industriais com características não-lineares como retificadores e cargas geradoras de arco elétrico. Cargas residenciais com fonte chaveada como televisores, computadores, lâmpadas fluorescentes e lâmpadas de economia de energia também são fontes de harmônicos.

A presença de harmônicos pode causar efeitos nocivos como a má operação de dispositivos de controle, perdas adicionais em capacitores, transformadores e máquinas rotativas, ruído adicional em motores e interferência no caso da telefonia.

O módulo 8 da ANEEL também utiliza (2.4) para o cálculo da distorção harmônica total, porém, o cálculo deve ser baseado até a 25^a (vigésima quinta) harmônica. Também é definida a Distorção Harmônica Individual (DHI) para o cálculo dos índices de qualidade da energia, como segue (IEEE, 2000b):

$$DHI = \frac{V_h}{V_1} 100\%, \quad (2.5)$$

sendo V_h a tensão do componente harmônico de ordem h e V_1 a tensão do componente fundamental.

Os valores de referência para as distorções harmônicas totais são baseados de acordo com a tensão de referência no barramento do consumidor. Para o caso da tensão inferior a 1 kV, a distorção harmônica total máxima deverá ser de 10% e os valores máximos das distorções harmônicas individuais não devem ultrapassar os encontrados na Tabela 2.2 (ANEEL, 2008).

Tabela 2.2: Valores de referência para as distorções harmônicas individuais para tensão no barramento do consumidor inferior a 1 kV. (ANEEL, 2008)

	Ordem harmônica	$V_h\%$
Ímpares não-múltiplos de 3	5	7,5
	7	6,5
	11	4,5
	13	4
	17	2,5
	19	2
	23	2
	>25	1,5
Ímpares múltiplos de 3	3	6,5
	9	2
	17	1
	21	1
	>21	1
Pares	2	2,5
	4	1,5
	6	1
	8	1
	10	1
	12	1
	>12	1

2.1.10 Inter-harmônicos

Inter-harmônicos são componentes espectrais de frequência que não são múltiplos inteiros da frequência fundamental do sistemas (TESTA et al., 2007). Em termos práticos, as frequências dos inter-harmônicos estão localizadas entre duas frequências harmônicas adjacentes (MCGRANAGHAN; DUGAN; BETY, 2004). A Figura 2.11 mostra um determinado sinal na presença de quatro diferentes amplitudes de inter-harmônicos. Os seguimentos de reta tracejado nas formas de onda da Figura 2.11 tornam evidente a variação de tensão provocada pelos inter-harmônicos.

As maiores fontes de inter-harmônicos são as cargas capazes de produzir distorções de corrente dentro de toda a faixa de frequência. Essas cargas podem ser certos conversores de potência como filtros ativos, sensores de velocidade de motores e inversores controlados por sinal modulado por largura de pulso (MCGRANAGHAN; DUGAN; BETY, 2004).

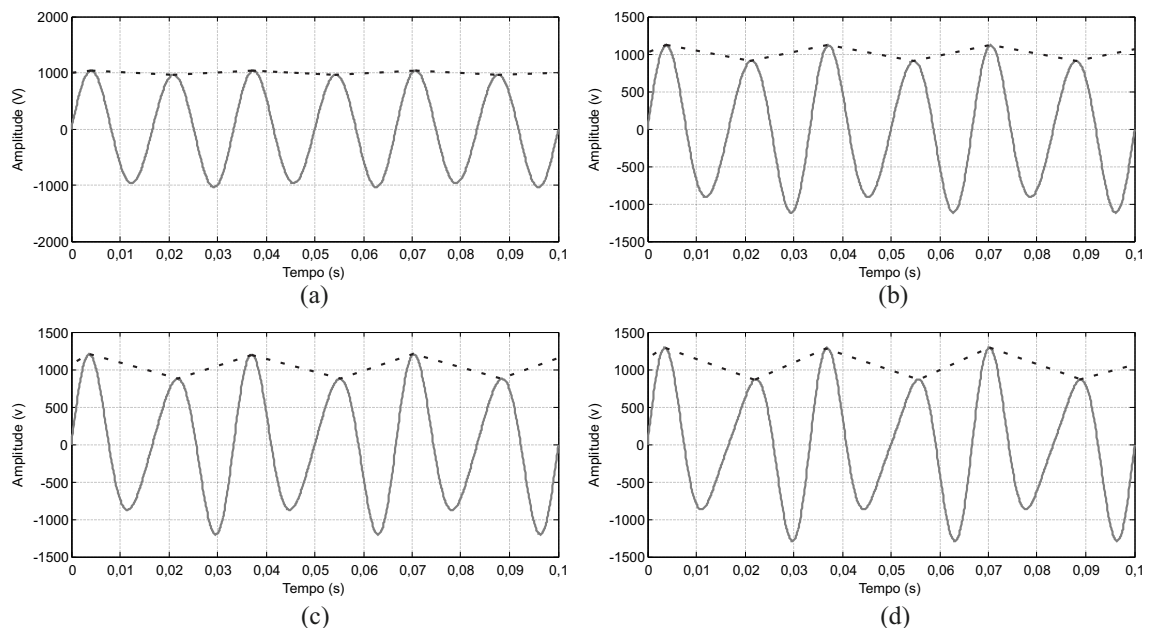


Figura 2.11: a) Componente fundamental de 60Hz com a presença de 5% de uma componente de 90Hz; b) Componente fundamental de 60Hz com a presença de 15% de uma componente de 90Hz; c) Componente fundamental de 60Hz com a presença de 25% de uma componente de 90Hz; d) Componente fundamental de 60Hz com a presença de 35% de uma componente de 90Hz.

Outras grandes fontes de inter-harmônicos são os motores de indução com rotor bobinado, computadores e os fornos de indução e ciclo-conversores que geram inter-harmônicos devido às mudanças súbitas da corrente de carga.

Os efeitos dos inter-harmônicos são semelhantes aos dos harmônicos, como interferência, ruído, presença de *flickers*, flutuações de tensão, torques de baixa frequência, aumento adicional da temperatura em máquinas de indução, mal funcionamento de relés de proteção (FUCHS; MASOUM, 2008).

2.1.11 Notching

Notching ou recortes de comutação são distúrbios periódicos de tensão que são geralmente causados pela comutação da corrente entre as fases do sistema. Durante o período do *notching*, existe um breve curto-circuito entre as fases comutantes, reduzindo a tensão de linha. A Figura 2.12 mostra um exemplo de um sinal na presença de recortes de comutação.

Como o *notching* é um distúrbio que se repete de acordo com a comutação entre as fases, ele pode ser caracterizado pelo seu espectro de frequências. Geralmente, não é possível medir o *notching* através de equipamentos normalmente utilizados para medição

de harmônicos por que a frequência associada aos recortes é muito elevada.

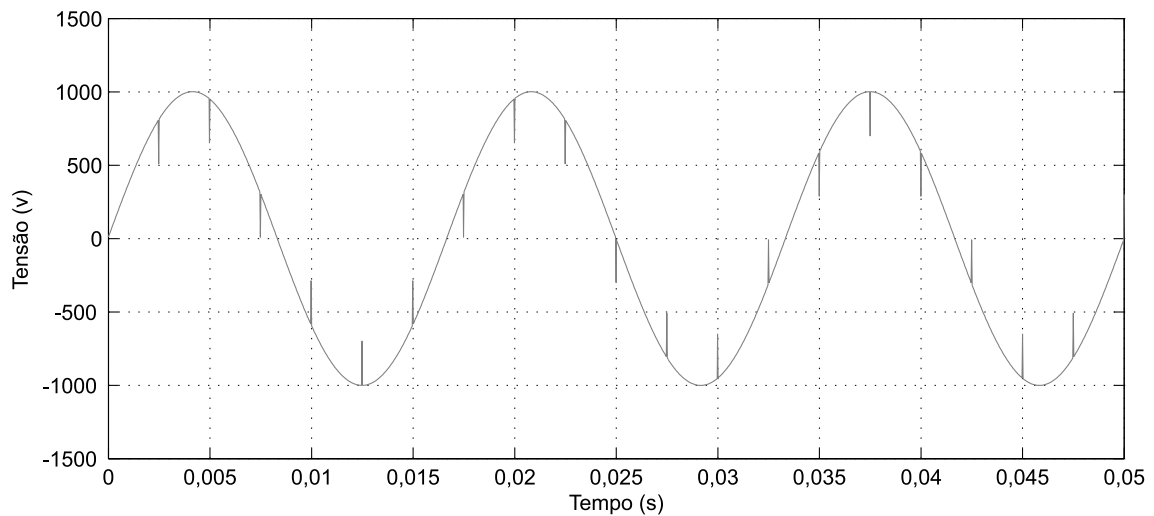


Figura 2.12: Presença do *notching* nas formas de onda das tensões de linha.

O *notching* pode ser caracterizado de acordo com as seguintes propriedades (POMILIO; DECKMANN, 2010):

- Profundidade - Profundidade média do recorte de tensão de linha.
- Largura - Duração do processo de comutação.
- Área - Produto entre a largura do recorte e a sua profundidade.
- Posição - Local onde ocorre o recorte na forma de onda.

Os recortes de comutação introduzem frequências harmônicas e não-harmônicas mais elevadas do que as encontradas em sistemas de alta-tensão. Geralmente, essas frequências estão na faixa de rádiofrequência, o que vem a causar efeitos negativos, tais como sinais com interferência em circuitos lógicos e de comunicação. Esses efeitos podem sobrecarregar filtros e circuitos capacitivos de alta frequência similares.

2.1.12 Ruído Elétrico

O ruído elétrico é definido como sendo um sinal indesejado com largura de banda espectral inferior a 200 kHz que podem ser encontrados em sistemas de potência nos condutores de fase ou nos condutores de neutro ou em linhas de transmissão de sinais. A Figura 2.13 ilustra um caso de um sinal na presença de um ruído senoidal de 5 kHz.

Ruídos elétricos podem ser resultados de má conexões em sistemas de transmissão e distribuição, fornos de arco elétricos, fornos elétricos, dispositivos de eletrônica de potência, resquício de modulação PWM de conversores chaveados, circuitos de controle, bancos de capacitores desligados e linhas de comunicação de banda larga.

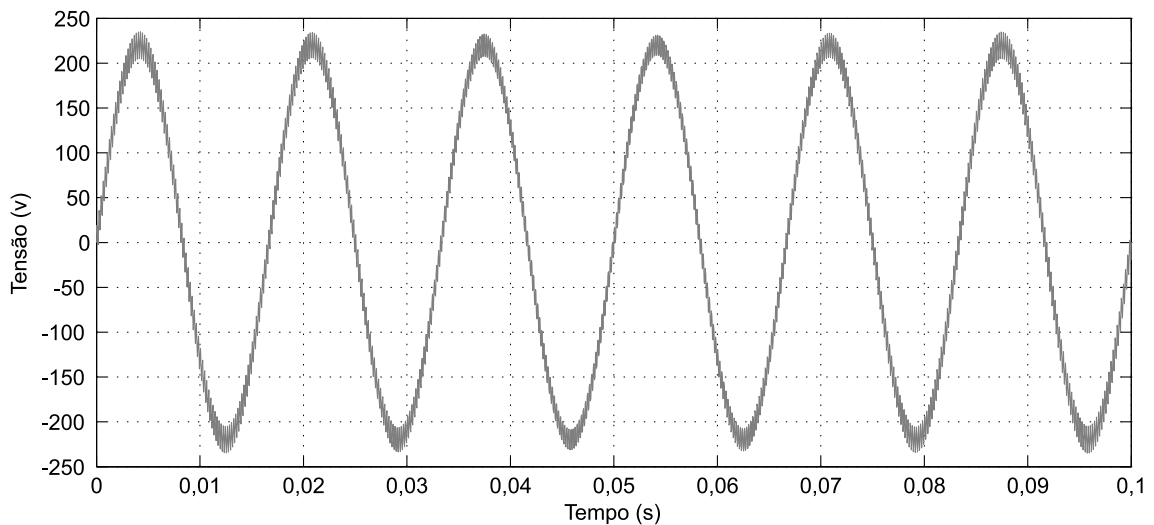


Figura 2.13: Ruído senoidal de 5 kHz presente em uma das fases de um sistema de distribuição

Ruídos elétricos afetam principalmente dispositivos eletrônicos como microcomputadores e microcontroladores (FUCHS; MASOUM, 2008).

2.1.13 Flutuações de Tensão

Flutuações de tensão podem ser variações sistêmicas da forma de onda de tensão ou podem ser mudanças aleatórias da tensão nas quais a sua magnitude não ultrapassa limites definidos pelo padrão ANSI C84.1-2006 que são de 0,9 a 1,1 pu (ANSI, 2006). A Figura 2.14 expõe um sinal apresentando flutuações de tensão. As flutuações de tensão podem ser divididas em duas categorias:

- Mudança constante da tensão, que pode acontecer regularmente ou não com o tempo.
- Mudanças cíclicas ou aleatórias da tensão produzidas pela variação da impedância das cargas.

As principais causas para a ocorrência deste tipo de distúrbio são as saídas pulsadas de sistemas de potência, fornos de arco elétrico, resistências de soldas, *drivers* com rápida troca de cargas e laminadores.

As flutuações de tensão causam *flickers*, pioram o desempenho de equipamentos e podem causar instabilidade da tensão interna e correntes de equipamentos eletrônicos. Entretanto, menos de 10% das flutuações de tensão não afetam os equipamentos eletrônicos (FUCHS; MASOUM, 2008).

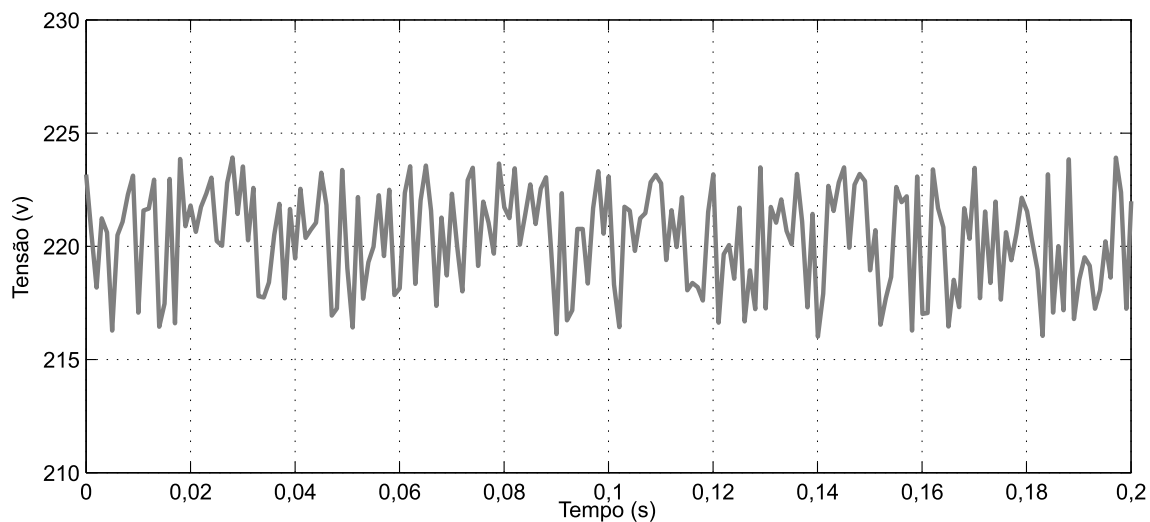
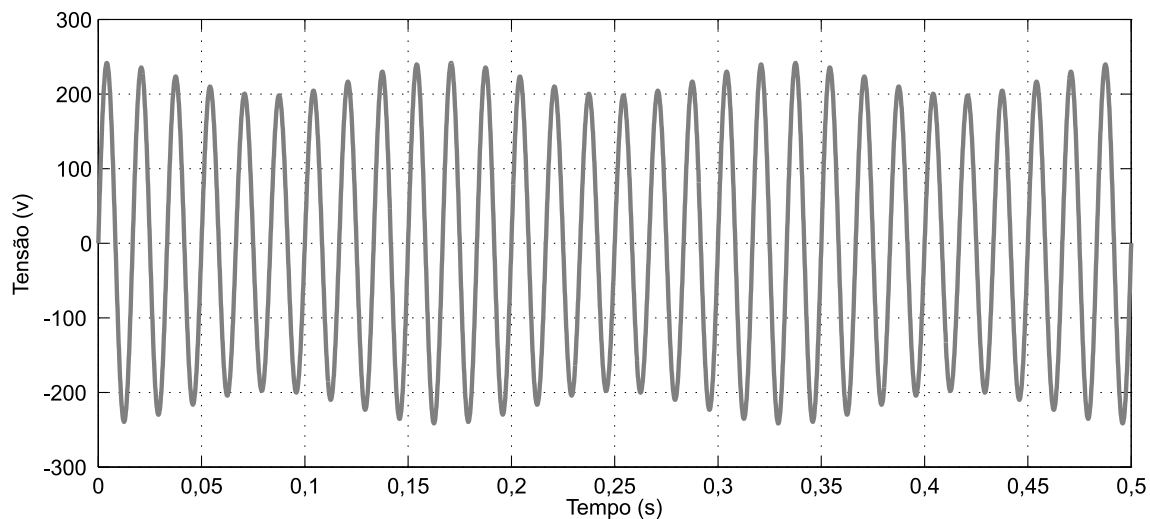


Figura 2.14: Flutuação de tensão

2.1.14 Flickers

Flickers ou centelhamentos são descritos como variações rápidas e contínuas da magnitude da corrente de carga, o que vem a causar flutuações da tensão. O termo centelhamento vem do impacto das flutuações de tensão em lâmpadas que podem ser observadas pelo olho humano na forma de cintilação luminosa. A Figura 2.15 ilustra um sinal com *flicker* cíclica senoidal.

Figura 2.15: *Flicker* cíclica senoidal

Geralmente, os centelhamentos ocorrem em sistemas sobrecarregados, resultando em baixas taxas de curto-circuito. Essa situação combinada com consideráveis variações de corrente dentro de um curto período de tempo resulta em centelhamentos. Certas

cargas também podem contribuir com a incidência de *flickers* como forno a arco elétricos, motores de indução durante a sua partida e cargas que são fontes de inter-harmônicos.

2.1.15 Variações de frequência

A frequência de operação dos sistemas de potência é especificada dentro de normas ($f=60$ Hz ou $f=50$ Hz). Se o equilíbrio entre geração e demanda não é mantido, a frequência do sistema de potência irá sofrer variação devido a mudanças da velocidade de rotação dos geradores eletromecânicos.

De acordo com o padrão IEEE 446-1995, o limite tolerável de variações de frequência é o de 0,5 Hz (IEEE, 1995). As variações de frequência podem ser geradas por faltas em sistemas de geração e transmissão, pela desconexão de grande blocos de cargas ou pela desconexão de grande fontes de geração (MCGRANAGHAN; DUGAN; BETY, 2004).

2.2 Síntese do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados os distúrbios elétricos que afetam a qualidade da energia elétrica. Para cada um dos distúrbios foram abordados as características, as causas e as consequências para o sistema elétrico. Para alguns dos distúrbios mostrados, também foram apresentado os respectivos índices de qualidade de energia exigidos pela ANEEL.

Os distúrbios apresentados podem ser resumidos na Tabela 2.3.

Tabela 2.3: Classificação dos distúrbios elétricos (IEEE, 2009).

Categoria		Duração Típica	Magnitude Típica
Instantâneo	Afundamento de tensão	0,5-30 ciclos	0,1-0,9 pu
	Elevação de tensão	0,5-30 ciclos	1,1-1,8 pu
	Interrupção	0,5-30 ciclos	<0,1 pu
Momentâneo	Afundamento de tensão	0,5-3 seg.	0,1-0,9 pu
	Elevação de tensão	0,5-3 seg.	1,1-1,8 pu
	Interrupção	0,5-3 seg.	<0,1 pu
Temporário	Afundamento de tensão	3 seg.-1 minuto	0,1-0,9 pu
	Elevação de tensão	3 seg.-1 minuto	1,1-1,8 pu
	Interrupção	3 seg.-1 minuto	<0,1 pu
Longa duração	Subtensão	>1 minuto	0,1-0,9 pu
	Sobretensão	>1 minutos	1,1-1,2 pu
	Interrupção sustentada	>1 minutos	zero
Desbalanceamento de tensão		Regime permanente	0,5-2%
Distorções de forma de onda	Nível CC	Regime permanente	0-0,1%
	Harmônicos	Regime permanente	0-20%
	Interharmônicos	Regime permanente	0-2%
	Notching	Regime permanente	
	Ruído elétrico	Regime permanente	0-1%
Flutuações de tensão		Intermitente	0,1-7%
Variações de frequência		<10s	

Capítulo 3

Estado da Arte

Neste capítulo é apresentada uma revisão sobre os tipos de geradores de distúrbios existentes dando ênfase às suas topologias e também é realizada uma comparação entre os modelos em relação à utilidade e simplicidade de cada um.

3.1 Geradores de Distúrbios

Devido ao crescente aumento da sensibilidade dos equipamentos de eletrônica de potência nos últimos 20 anos, dispositivos de mitigação de distúrbios como restauradores dinâmicos de tensão (DVR - *Dynamic Voltage Restorer*), compensadores estáticos de distribuição (D-STATCOM - *Distribution Static Compensator*), chaves estáticas de transferência (STS - *Static Transfer Switch*) e fontes ininterruptíveis de tensão (UPS - *Uninterruptible Power Supply*) vêm sendo incorporados aos sistemas a fim de amenizar os efeitos nocivos dos distúrbios elétricos (CHUNG et al., 2005).

Os dispositivos de mitigação de distúrbios são fundamentais para o incremento da qualidade da energia elétrica visto que a filosofia desses equipamentos é a manutenção dos níveis adequados de qualidade de energia frente a perturbações na rede. Para auxiliar no ajuste das características dos dispositivos de mitigação de acordo com os padrões de qualidade de energia elétrica adotados por agências reguladoras de energia, deve-se avaliar o desempenho do dispositivo na presença de distúrbios antes de instalá-los no sistema. Um forma controlada e segura de realizar esses testes, é a utilização de um gerador de distúrbios de tensão (HAN et al., 2012).

Os geradores de distúrbios são dispositivos capazes de gerar sinais que simulam os distúrbios típicos nos sistemas de potência. A seguir será abordado um breve histórico a respeito dos trabalhos com geradores de distúrbios que pode ser resumido na linha do tempo na Figura 3.1.

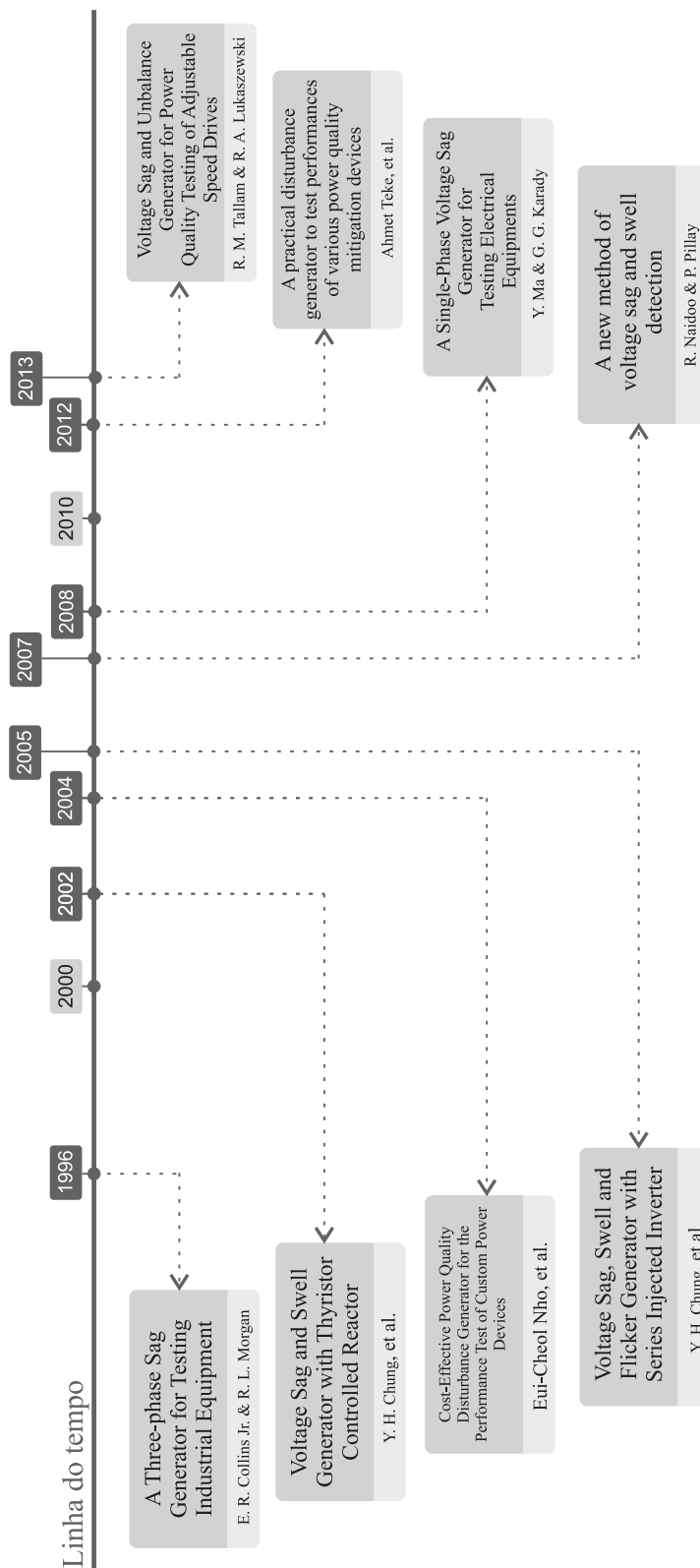


Figura 3.1: Linha do tempo dos trabalhos com geradores de distúrbios.

Um dos primeiros trabalhos na linha de geração de distúrbios foi o de Collins e Morgan (1996), no qual um gerador de distúrbios foi proposto utilizando um gerador síncrono movido por um motor a óleo diesel para causar afundamentos de tensão na carga. Era possível gerar uma série de afundamentos e controlar a profundidade e duração desses distúrbios por meio de um computador com o *software* instalado de forma que possibilitasse a avaliação sistemática da robustez dos equipamentos do sistema por meio da curva CBEMA¹.

O trabalho seguinte na linha de geradores de distúrbios foi o de Chung et al. (2002), no qual foi sugerido um gerador de afundamentos e elevações de tensão utilizando-se da queda de tensão provocada pela impedância de dispersão do transformador dentro do reator cuja corrente elétrica deve ser controlada utilizando o atraso dos ângulos de disparo dos tiristores para gerar o distúrbio com a intensidade e duração desejada.

Em seguida, surgiu o trabalho de Nho et al. (2004), que apresentou um gerador de distúrbios associados a afundamentos, elevações de tensão, interrupções e desbalanceamento de tensões, no qual o enrolamento primário do transformador monofásico é ligado em série entre a fonte de tensão e a carga, e a tensão nesse enrolamento, é ajustada por meio do autotransformador variável no secundário do transformador monofásico, provocando o distúrbio na linha.

O próximo trabalho foi a contribuição de Chung et al. (2005), na qual foi proposto um gerador de afundamentos, elevações, *flickers* e distorção harmônica utilizando determinados conversores de potência ligados em paralelo com a linha para absorver ou fornecer energia para a rede com a finalidade de gerar afundamentos ou elevações de tensão respectivamente.

O trabalho de Naidoo e Pillay (2007) tem o seu foco principal na detecção de afundamentos e elevações de tensão, mas em seu artigo é abordado o modelo de gerador de distúrbios utilizado na validação do método de detecção. Esse gerador possui um dispositivo DSP controlando a manobra dos relés de estado sólido que ligam a carga aos taps no secundário do autotransformador cujo primário está ligado em paralelo à linha principal. A relação das espiras em cada tap do autotransformador e o controle dos relés definem a magnitude e a duração do distúrbio.

O trabalho seguinte foi o de Ma e Karady (2008) que apresentou um tipo de gerador de afundamentos de tensão baseado em autotransformador que também pode funcionar como um gerador de elevações de tensão e interrupções. O gerador de distúrbios é ligado em série entre a fonte de tensão e a carga. Nele, existe um circuito de troca de linhas que

¹Curva desenvolvida pela *Computer Business Equipment Manufacturer's Association* para descrever a tolerância de um determinado equipamento a variações de tensão em sistemas de potência.

é regido por um outro circuito de controle de duração do distúrbio, ambos compostos por dispositivos eletrônicos. A saída do autotransformador deve possuir o valor da tensão da fonte subtraída da magnitude desejada do distúrbio e deve estar ligada juntamente com a fonte de tensão normal no circuito de troca de linhas. No momento do distúrbio, o circuito de duração do distúrbio aciona o circuito de troca de linhas e a carga passa a ser alimentada pelo autotransformador, fazendo com que esta experimente o distúrbio.

Na sequência temos o trabalho de Teke et al. (2012), que propôs um gerador de distúrbios baseado em transformador variável e relés temporizados. Este gerador é capaz de simular distúrbios associados a afundamentos e elevações de tensão, interrupções e desbalanceamento de tensão através da desconexão momentânea da carga com a fonte de tensão e ligando-a, em seguida, ao secundário de um transformador variável através de chaves bidirecionais a tiristores comandados por relés temporizados.

Por fim, surge a contribuição de Tallam e Lukaszewski (2013) que compreende em um gerador de afundamentos, elevações e desbalanceamento de tensões, baseado no compensador dinâmico de afundamentos proposto por Brumsickle et al. (2001) que tem a capacidade de medir os desníveis de tensão causados pelo distúrbio em tempo real e compensar esta diferença através da geração proporcional de tensão através do inversor. O gerador de distúrbios de Tallam e Lukaszewski (2013) utiliza um procedimento parecido ao compensador dinâmico em que foi baseado no qual o inversor atua na tentativa de compensar a diferença entre as tensões de entrada e a de referência. No caso de uma elevação de tensão, o valor da tensão de referência deve ser maior do que o da tensão de entrada, logo o inversor irá gerar uma tensão positiva a fim de compensar o desnível. Para a geração de afundamentos de tensão, o inversor gerará uma tensão negativa para anular a diferença das tensões. No caso da geração de desbalanceamentos de tensões, cada fase deverá ter a sua tensão de referência ajustada separadamente. Em condições normais de operação, a chave *bypass* a tiristores permanece fechada fazendo com a carga seja alimentada diretamente pela tensão de entrada.

A seguir, serão apresentados os principais tipos de gerador de distúrbios: O gerador de distúrbios baseado em inversor em série, os baseados em autotransformador variável, o baseado em reator controlado a tiristores SCR (do inglês, *silicon-controlled rectifier*) e o gerador baseado em transformador variável com relés temporizados.

3.1.1 Gerador de Distúrbios Baseado em Conversores de Potência Ligados em Paralelo

Este gerador de distúrbios foi proposto por Chung et al. (2005) e é capaz de gerar afundamentos, elevações e *flickers* utilizando a energia armazenada no capacitor de corrente contínua. O circuito desse gerador está ilustrado na Figura 3.2 e é composto de um retificador trifásico, um circuito fixador de tensão (*clamp circuit*), um capacitor para o armazenamento da energia, um inversor em série utilizando IGBT (do inglês, *Insulated-Gate Bipolar Transistor*), um filtro LC, um par de tiristores para a função de chaves *bypass*, um transformador em série (TS) e um transformador em paralelo (TP).

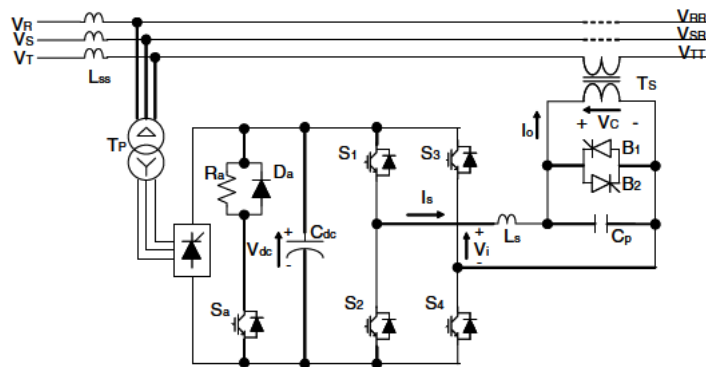


Figura 3.2: Diagrama do gerador de distúrbios proposto por Chung et al. (2005).

Durante o afundamento de tensão, a energia é absorvida pelo inversor em série e é dissipada através do circuito fixador de tensão. Enquanto que, durante a geração da elevação de tensão, a energia é fornecida através do transformador trifásico delta-estrela paralelo e do retificador. O deslocamento de fase pode ser realizado através do controle dos IGBTs do inversor em série e os *flickers* podem ser gerados pela modulação da tensão de entrada com a frequência harmônica.

Ainda há a possibilidade de implementação de três tipos de estratégia de controle de tensão no capacitor C_p do filtro LC para este tipo de gerador de distúrbios: controle em malha aberta, o controle em malha aberta com incremento gradual da tensão e o controle *dead-beat* (CHUNG et al., 2005). A primeira estratégia é muito útil para gerar a alta frequência de oscilação das perturbações, porém, este método provoca transitórios com altos níveis de corrente no indutor L_s do filtro LC, o que pode vir a prejudicar o funcionamento dos IGBTs. A segunda estratégia é muito útil para minimizar os níveis dos transitórios de corrente do indutor L_s , porém, este método tem uma limitação de não poder gerar formas de onda de afundamentos e elevações de tensão com rápida subida ou descida de borda. A terceira estratégia consegue gerar formas de onda com rápido

transitório e com rápidas subidas ou descidas de borda, porém é necessário implementar controles internos de corrente e tensão para o seu funcionamento.

Segundo Yin et al. (2012), o gerador na Figura 3.2 apresenta certos problemas como o alto desperdício de energia no circuito fixador devido ao fluxo unidirecional de corrente do retificador a tiristor; e a presença de harmônicos durante a saturação dos circuitos magnéticos nos transformadores ligados em série. Para contornar esses problemas, Yin et al. (2012) propuseram a substituição do retificador a tiristor por um conversor *back-to-back* a IGBT que é capaz de permitir o fluxo bidirecional de corrente, eliminando assim o alto desperdício de energia. Propõe-se também a ligação do gerador de distúrbios em série entre a fonte e a carga para que se torne desnecessária a utilização do transformador em série, o que acaba prevenindo o sistema de harmônicos causados pela saturação do circuito magnético.

3.1.2 Gerador de Distúrbios Baseado em Autotransformador Variável com Tiristores SCR

Este tipo de gerador de distúrbios tem uma estrutura simples e de fácil controle. Com ele é possível gerar afundamentos, elevações, desequilíbrios de tensão e interrupções (NHO et al., 2004). O gerador de distúrbios é constituído de um conjunto para cada fase de: um autotransformador variável, um transformador monofásico em série e dois pares de tiristores SCR como mostra a Figura 3.3. As tensões V_a , V_b e V_c representam as tensões da fonte trifásica com amplitude constante. Um transformador monofásico é inserido em série entre a fonte e a saída para provocar as tensões perturbadas: V_{as} , V_{bs} e V_{cs} .

Os tiristores SCR SB_{a1} , SB_{a2} , SB_{b1} , SB_{b2} , SB_{c1} e SB_{c2} funcionam como chaves *bypass* permitindo ou não a ocorrência do distúrbio, o segundo grupo de tiristores SCR (S_{a1} , S_{a2} , S_{b1} , S_{b2} , S_{c1} e S_{c2}) tem a função de controlar a passagem da quantidade desejada de tensão do distúrbio para o lado primário do transformador em série, e a magnitude da tensão do distúrbio é ajustada por autotransformadores variáveis.

Se o contato móvel do autotransformador variável estiver localizado na região I, a tensão no transformador em série será positiva e, assim, a saída será o resultado da subtração da tensão da fonte e a do transformador em série, resultando em um afundamento. Caso o contato móvel esteja na região II, a tensão do transformador em série será negativa e, neste caso, será provocado uma elevação de tensão. Para gerar uma interrupção, o contato móvel do autotransformador deve estar no topo da região I, assim, a tensão no transformador em série será positiva e igual à da fonte, implicando numa tensão nula na saída (NHO et

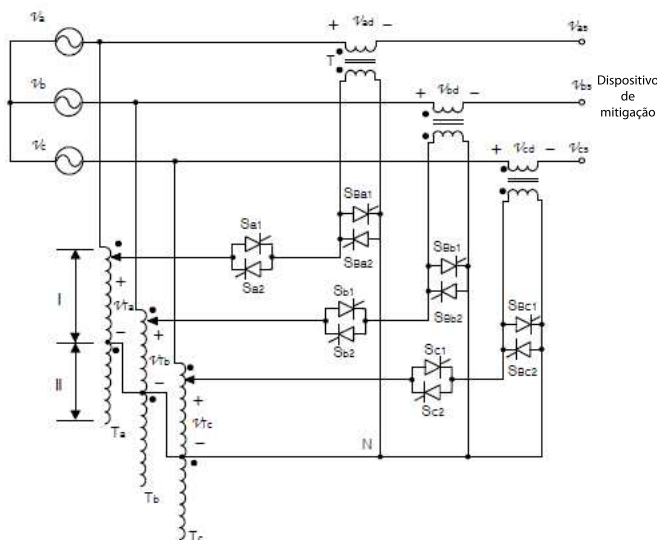


Figura 3.3: Diagrama do gerador de distúrbios proposto por Nho et al. (2004).

al., 2004). Ajustando os contatos móveis dos autotransformadores em posições diferentes entre si, obtém-se o desbalanceamento das amplitudes das tensões de fase na saída (HAN et al., 2012). Na Tabela 3.1 resumem-se os modos de operação do gerador de distúrbios de acordo com o estado dos tiristores SCR na fase a, sendo equivalente a análise para as demais fases.

Tabela 3.1: Modos de gerador de distúrbios segundo o estado dos tiristores SCR.

V_{as}	S_{Ba1} e S_{Ba2}	S_{a1} e S_{a2}	T_a
Normal	Ligados	Desligados	-
Afundamento	Desligados	Ligados	Região-I
Elevação	Desligados	Ligados	Região-II
Interrupção	Desligados	Ligados	Região-I(100%)
Desbalanceamento	Desligados	Ligados	$\neq T_b \neq T_c$

No trabalho de Nho et al. (2007) propõe-se posicionar o par de tiristores SCR que funcionam como chaves *bypass* no lado primário do transformador em série. A finalidade desta ligação é de evitar as quedas de tensão nas impedâncias de enrolamento e dispersão causadas pelo fluxo da corrente pelo transformador em série durante o modo de operação normal do gerador de distúrbios. Essa nova proposta preserva todas as vantagens do esquema convencional contando também com a considerável redução da queda de tensão no transformador em série.

3.1.3 Gerador de Distúrbios Baseado em Autotransformador Variável com Relés de Estado Sólido

Este tipo de gerador de distúrbios foi utilizado por Naidoo e Pillay (2007) para testar um método proposto para detecção de desníveis, gerando apenas elevações e afundamentos de tensão.

O sistema conta com um autotransformador com múltiplos taps, um relé de estado sólido para cada tap do autotransformador mais um destes relés para a entrada da linha e um dispositivo DSP para o controle dos relés, como mostra a Figura 3.4.

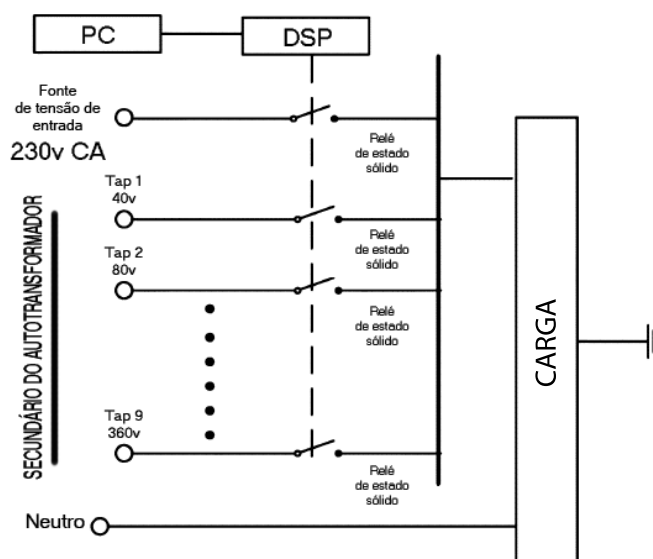


Figura 3.4: Diagrama do gerador de distúrbios proposto por Naidoo e Pillay (2007).

O primeiro relé está inserido entre a fonte de tensão de entrada e a carga. Do segundo relé em diante, todos estão conectados entre as saídas dos taps do autotransformador e a carga. Cada tap do autotransformador tem um valor fracionado da tensão da fonte de entrada. Na Figura 3.4, o autotransformador é composto de nove taps que vão de 40 volts a 360 volts com passo de 40 volts.

O DSP tem a função processar informações e de acionar os relés de forma muito rápida com a finalidade de gerar a magnitude e duração desejada do distúrbio.

3.1.4 Gerador de Distúrbios Baseado em Reator Controlado a Tiristor

Distúrbios típicos como afundamentos, elevações de tensão, subtensão e sobretensão podem ser gerados por esse tipo de gerador de distúrbios que foi proposto por Chung et al. (2002). Esse gerador de distúrbios é composto de um reator em linha, um sistema TCR (do inglês, *Thyristor Controlled Reactor*), filtro LC de harmônicos (opcional), transformador elevador de tensão e transformador redutor de tensão, como ilustrado na Figura 3.5.

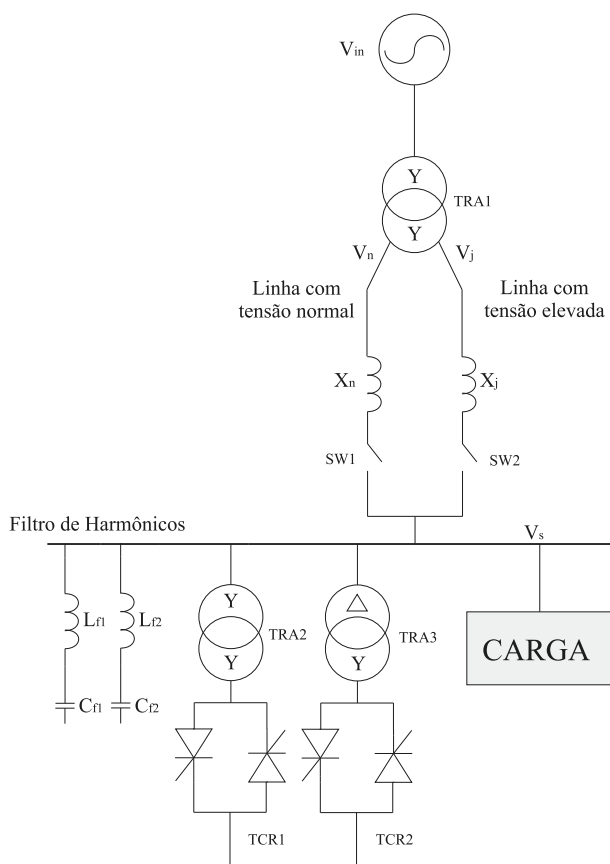


Figura 3.5: Diagrama do gerador de distúrbios proposto por Chung et al. (2002).

O princípio de funcionamento desse gerador de distúrbios é o controle da corrente nos reatores onde estão localizados os transformadores TRA2 e TRA3 pelo atraso do ângulo de disparo α dos tiristores desses reatores. Supondo que a tensão entregue à carga v_s seja expressa pela função cossenoidal $v_s(t) = V_s \cos(\omega t)$, pode-se determinar a corrente no reator TCR $i_c(t)$ da seguinte forma:

$$i_c(t) = \frac{1}{L_c} \int_{\alpha}^{\omega t} V_s \cos(\omega t) dt = \frac{V_s}{\omega L_s} (\text{sen}(\omega t) - \text{sen}(\alpha)), \quad (3.1)$$

No qual variando-se o atraso do ângulo no intervalo de 0 a $\pi/2$, pode-se obter desde o valor máximo para a corrente até o valor nulo. Dessa forma, torna-se possível controlar a queda de tensão nas impedâncias de dispersão dos transformadores dos TCRs e, por sua vez, controlar a tensão que é entregue à carga.

Os afundamentos de tensão ou subtensões podem ser gerados pela queda de tensão pelo reator (X_n) quando os tiristores nos TCRs são ligados após a chave SW1 ser fechada, enquanto que a magnitude e a duração do distúrbio pode ser controlada pelos ângulos de disparo dos dois TCRs.

No caso de gerar elevações de tensão ou sobretensões, a saída do transformador elevador de tensão é conectado aos TCRs pela chave SW2 e a tensão elevada é ajustada por dois TCRs para se obter os níveis de tensão nominal.

3.1.5 Gerador de Distúrbios Baseado em Transformador Variável com Relés Temporizados

Este tipo de gerador de distúrbios foi proposto por Teke et al. (2012) e é capaz de gerar afundamentos, elevações, subtensões, sobretensões, desequilíbrios de tensão e interrupções pelo ajuste do transformador variável e da ligação deste com a carga. Esse gerador conta com um transformador com diversos taps, pares de tiristores SCR e relés temporizados na faixa de milissegundos. O diagrama do circuito está mostrado na Figura 3.6.

Em condições normais, S_a , S_b e S_c estão fechados e \bar{S}_a , \bar{S}_b e \bar{S}_c estão abertos, fazendo com que os tiristores do lado da fonte estejam conduzindo, permitindo que a carga seja alimentada pela fonte de tensão.

Inicialmente, o nível de tensão do distúrbio é ajustado pela mudança de taps do variável. Em seguida, os relés temporizados são ajustados e energizados. Durante este período, os tiristores do lado do transformador variável são acionados permitindo que a carga seja alimentada por estes transformadores. Na Tabela 3.2 são ilustrados os modos de operação deste tipo de gerador de distúrbios.

Este gerador de distúrbios é similar ao baseado em autotransformador variável com relés de estado sólido (Figura 3.4), entretanto, o gerador de distúrbios proposto por Teke et al. (2012) pode também gerar os distúrbios de interrupções, desequilíbrios de tensão, sobretensões e subtensões.

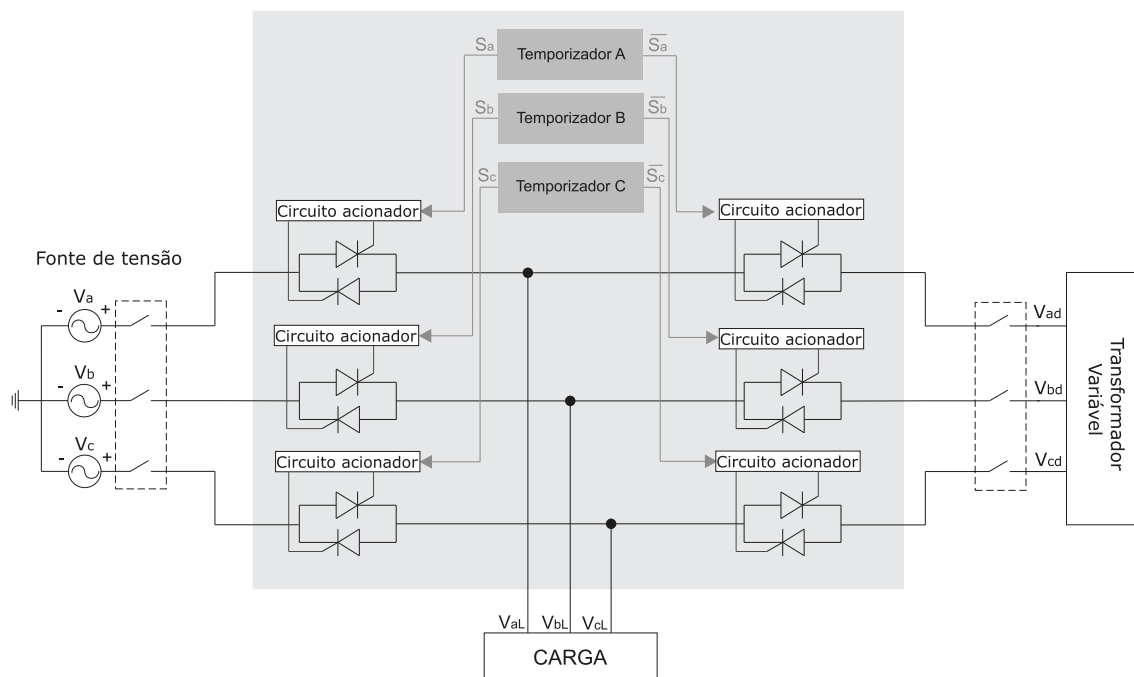


Figura 3.6: Diagrama do gerador de distúrbios proposto por Teke et al. (2012).

Tabela 3.2: Modos de operação do gerador de distúrbios segundo o estado dos tiristores SCR

Modo de operação	S_a	S_b	S_c	\bar{S}_a	\bar{S}_b	\bar{S}_c	Tensões de fase do transformador variável(pu)
Normal	1	1	1	0	0	0	-
Afundamento na fase A	0	1	1	1	0	0	<1.0
Afundamento em todas as fases	0	0	0	1	1	1	<1.0
Interrupção	0	0	0	1	1	1	0.0
Elevação na fase A	0	1	1	1	0	0	>1.0
Elevação em todas as fases	0	0	0	1	1	1	>1.0
Desequilíbrio de tensão	0	0	0	1	1	1	$V_{ad} \neq V_{bd} \neq V_{cd}$

3.2 Síntese do Capítulo

Concluída a abordagem dos métodos mais comuns de geração de distúrbios: Os baseados em autotransformadores variáveis, o baseado em conversores de potência e o baseado em TCRs. Nesta seção, foram discutidas as características, vantagens e desvantagens dos métodos apresentados.

Inicialmente, é necessário especificar qual distúrbio será gerado para testar um determinado dispositivo de mitigação. Na Tabela 3.3 resumem-se alguns dos distúrbios de qualidade de energia mais comuns e a habilidade que cada tipo de gerador de distúrbios

apresentado é capaz de reproduzir.

O tipo de gerador de distúrbios baseado em conversores de potência utiliza unidades de armazenamento de energia (capacitor CC) e conversores de eletrônica de potência. Com esse método, é possível obter resultados com uma precisão elevada devido a utilização de uma estratégia de controle dos IGBTs apropriada. A principal desvantagem deste tipo de gerador é a grande quantidade de conversores de potência, o que acaba implicando em um custo inicial elevado e a necessidade de um algoritmo de controle complexo (TEKE et al., 2012).

Tabela 3.3: Distúrbios gerados pelos geradores de distúrbios apresentados

Distúrbio	Geradores de distúrbios disponíveis				
	Baseado em conversores de potência	Baseado em ATV com tiristores SCR	Baseado em ATV com relés de ES	Baseado em reator controlado a tiristor SCR	Baseado em TV com relés temporizados
Afundamento	×	×	×	×	×
Elevação	×	×	×	×	×
Harmônicos	×			×	
Interrupção	×	×			×
Desbalanceamento		×			×

Ambos os métodos de geração de distúrbios baseados em autotransformadores variáveis possuem uma estrutura bastante simples composta de combinação de autotransformador variável e um dispositivo de chaveamento adequado. Os diferentes níveis de profundidade do distúrbio são ajustados no secundário do autotransformador em paralelo com a tensão de entrada. Uma desvantagem deste método é a necessidade de um par de tiristores SCR ou um relé de estado sólido para cada tap do autotransformador em paralelo.

O gerador de distúrbios baseado em reator controlado a tiristores é capaz de gerar as perturbações através da queda de tensão na impedância X_n no reator. A profundidade do distúrbio é ajustada através do controle do ângulo de disparo dos tiristores. Este método de geração de distúrbios apresenta uma desvantagem que é a grande incidência de harmônicos no sinal de saída o que implica na necessidade do uso de um filtro de harmônicos. Outra grande desvantagem deste tipo de gerador de distúrbios é a necessidade de uma enorme quantidade de energia reativa para possibilitar o seu funcionamento (CHUNG et al., 2005)(NHO et al., 2004).

O gerador de distúrbios baseado em transformador variável com relés temporizados é composto basicamente pela combinação de um transformador variável, dispositivos de chaveamento a tiristores, e relés temporizado na escala de milissegundos. Os distúrbios

são gerados alimentando a carga diretamente com o secundário do transformador variável através dos pares de tiristores SCR. A profundidade dos distúrbios é controlada pelo ajuste da relação de espiras do transformador variável. Este tipo de gerador de distúrbios é similar ao baseado em autotransformador com relés de estado sólido, partilhando assim as mesmas desvantagens, entretanto ele é capaz ainda de gerar os distúrbios de interrupções e desbalanceamento de tensões.

Capítulo 4

Modelo Proposto

Neste capítulo é feita a apresentação do modelo de gerador de distúrbios elétricos proposto, na qual são expostas as suas características e são detalhadas as etapas de projeto de seus componentes, bem como a estratégia de controle utilizada.

4.1 Modelo proposto

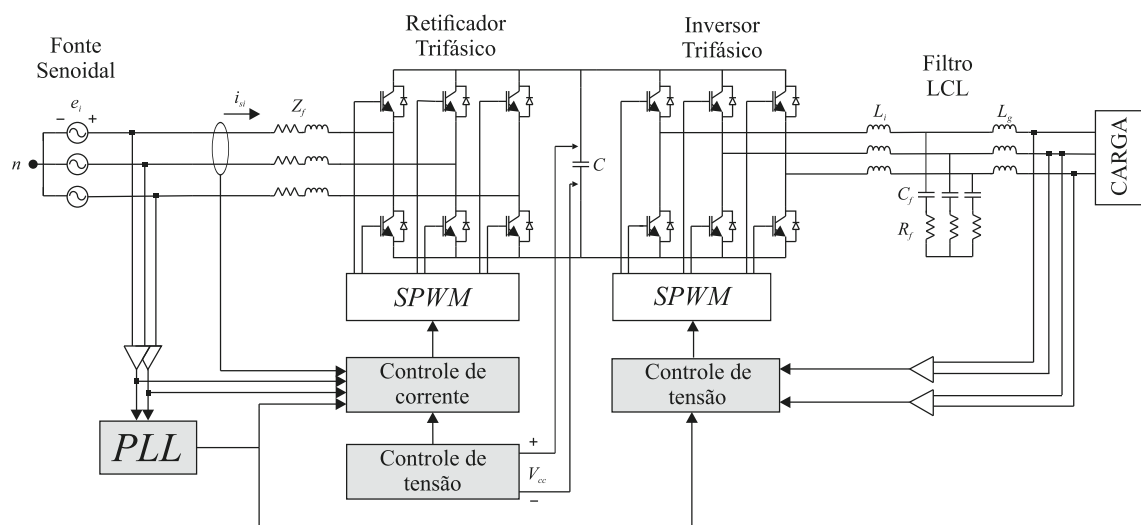


Figura 4.1: Diagrama do gerador de distúrbios proposto

O modelo do gerador de distúrbios proposto está ilustrado na Figura 4.1. A estrutura do gerador é conhecida como *back-to-back* e é composta basicamente por dois conversores de potência conectados em cascata obtendo um barramento CC em comum entre ambos (MALESANI et al., 1993), (MAZUMDER, 1997) e (PEÑA et al., 2001).

O conversor de tensão conectado à fonte senoidal de entrada é o retificador trifásico que é responsável por transformar a tensão alternada proveniente da fonte em uma tensão

contínua para o barramento CC. O conversor conectado à carga é o inversor de tensão que atuará gerando os distúrbios elétricos a partir da tensão no barramento CC e do sinal gerado pelo *hardware* de controle. Esse tipo de configuração pode ser considerado uma forma elétrica de desacoplamento das frequências das tensões de entrada e de saída, possibilitando a implementação de estratégias de controle distintas.

As pontes de ambos os conversores são compostas de dois IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) para cada fase do sistema, totalizando seis por conversor. Cada IGBT recebe comandos de chaveamento através do sinal PWM gerado pelo modulador PWM senoidal (*SPWM*) que utiliza uma portadora triangular e um determinado sinal modulante originado pelo bloco de controle.

O retificador possui um filtro de entrada do tipo L que serve para definir o modelo de controle do retificador e assegurar o formato senoidal das correntes de entrada com a filtragem dos harmônicos causados pelo chaveamento e para atenuar a interferência eletromagnética com os outros dispositivos eletrônicos ao redor (SILVA et al., 2011). Já o inversor possui um filtro de terceira ordem do tipo LCL que tem a função básica de determinar o modelo de controle do inversor e a de atenuar a forte distorção harmônica presente na corrente saída devido ao chaveamento (REZNIK et al., 2012).

A estratégia de controle do retificador é composta de uma malha externa de controle da tensão no barramento CC e uma malha interna de controle da corrente no barramento CA. No caso do inversor de tensão, a estratégia de controle é realizada por uma malha única de controle da tensão de saída utilizando o controle repetitivo porque este controlador baseia-se no princípio do modelo interno, sendo capaz de garantir rastreamento assintótico de referências periódicas, obtendo erro nulo em regime permanente.

4.2 Sincronização com a Fonte Senoidal

O conhecimento preciso acerca da fase e frequência da fonte senoidal de entrada é algo basilar para a realização do controle de fator de potência ou das mais variadas estratégias de controle (MANN et al., 2010). Esse conhecimento é necessário para tornar possível a sincronização do sinal de saída do sistema com um determinado sinal de entrada ou uma referência.

Métodos simples de obtenção de informações sobre a fase são os esquemas de detecção dos pontos de passagem por zero, nos quais os pontos de passagem por zero podem ser obtidos a cada meio-ciclo do sinal. Porém, métodos deste tipo não são capazes de detectar a informação da tensão instantaneamente e são muito sensíveis a ruídos (CHOI; KIM; KIM, 2006).

Em busca de um desempenho mais rápido, utiliza-se a técnica PLL (do inglês, *Phase Locked-Loop*) que busca sincronizar o sinal de saída com o sinal de entrada buscando reduzir do erro de fase a um valor constante ou nulo. A técnica PLL funciona basicamente na tentativa de alinhar a fase de saída de um oscilador controlado por tensão VCO (do inglês, *Voltage Controlled Oscillator*) com a fase de um sinal senoidal de entrada (MARGOLIS, 1957).

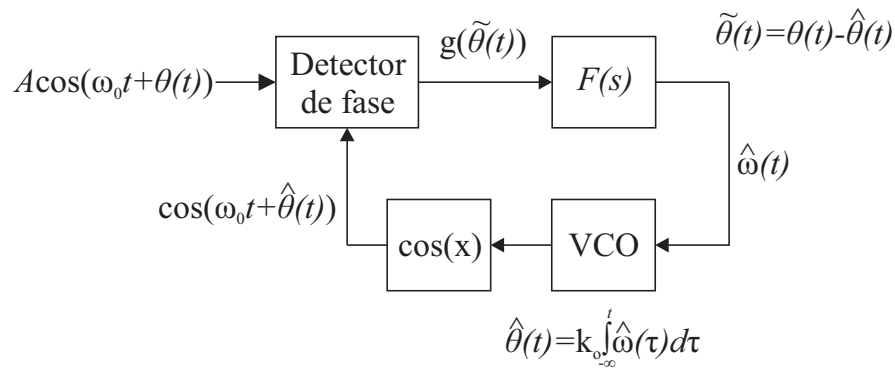


Figura 4.2: Diagrama básico do PLL

O diagrama básico do PLL está ilustrado na Figura 4.2. Nele, há um bloco detector de fase que desempenha o papel de gerar uma determinada função $g(\tilde{\theta})$, na qual $\tilde{\theta}$ representa o erro de estimação do ângulo e corresponde à diferença entre o ângulo de referência (θ) e o ângulo estimado ($\hat{\theta}$). O bloco $F(s)$ é um filtro de malha e tem a função de gerar um sinal correspondente à frequência angular estimada ($\hat{\omega}$) na tentativa de reduzir o erro de estimação do ângulo a zero. O oscilador VCO é realizado a partir da integração da frequência angular estimada que resultará em um sinal elétrico correspondente ao ângulo do sinal de entrada.

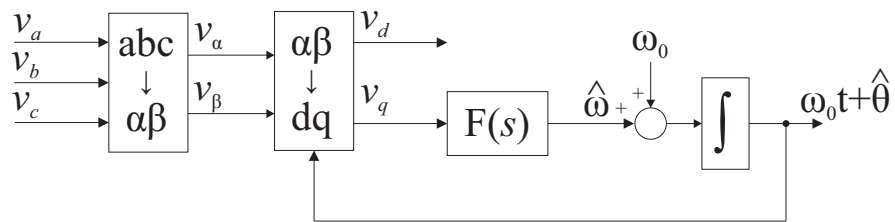


Figura 4.3: Diagrama do PLL em quadratura

Neste trabalho, utiliza-se o PLL em quadratura cujo diagrama está ilustrado na Figura 4.3.

As tensões de entrada do sistema podem ser definidas por:

$$\begin{aligned} e_a(t) &= A\sqrt{2}\cos(\omega_0 t + \theta(t)), \\ e_b(t) &= A\sqrt{2}\cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} + \theta(t)\right), \\ e_c(t) &= A\sqrt{2}\cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3} + \theta(t)\right), \end{aligned} \quad (4.1)$$

em que A é o valor eficaz da tensão de fase do sinal de entrada e ω_0 é a sua frequência fundamental.

O primeiro bloco de transformação na Figura 4.3 corresponde à Transformada de Clarke que converte os três sinais pertencentes a um referencial trifásico estacionário em dois sinais ortogonais correspondentes a um referencial bifásico também estacionário. Esta transformação pode ser definida como:

$$x_{\alpha\beta} = T x_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (4.2)$$

sendo $x_{abc} = [x_a \ x_b \ x_c]^T$, $x_{\alpha\beta} = [x_\alpha \ x_\beta]^T$.

Aplicando (4.2) em (4.1), obtém-se:

$$\begin{aligned} e_\alpha(t) &= \sqrt{3}A\cos(\omega_0 t + \theta(t)), \\ e_\beta(t) &= \sqrt{3}A\sin(\omega_0 t + \theta(t)). \end{aligned} \quad (4.3)$$

O segundo bloco de transformação realiza uma rotação no plano euclidiano pelo ângulo estimado. Dessa forma, esse bloco estará convertendo o sinal bifásico ortogonal estacionário em um sinal também bifásico, porém girante de acordo com a fase do ângulo estimado. Essa conversão é denominada de Transformada de Park e pode ser definida como:

$$x_{dq} = T x_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \sin(\alpha) \\ -\sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \quad (4.4)$$

sendo $x_{dq} = [x_d \ x_q]^T$.

Substituindo (4.3) em (4.4) e considerando $\alpha = \omega_0 t + \hat{\theta}(t)$, como mostra a Figura 4.3, chega-se a:

$$\begin{aligned} e_d(t) &= \sqrt{\frac{3}{2}}A\cos(\tilde{\theta}(t)), \\ e_q(t) &= \sqrt{\frac{3}{2}}A\sin(\tilde{\theta}(t)). \end{aligned} \quad (4.5)$$

Assumindo que o valor de $\tilde{\theta}(t)$ seja muito pequeno, é possível fazer uma linearização

da função $\text{sen}(x)$ em torno de $x = 0$, e assim, pode-se realizar a seguinte aproximação:

$$\sqrt{\frac{3}{2}}A \text{sen}(\tilde{\theta}(t)) \approx \sqrt{\frac{3}{2}}A \tilde{\theta}(t). \quad (4.6)$$

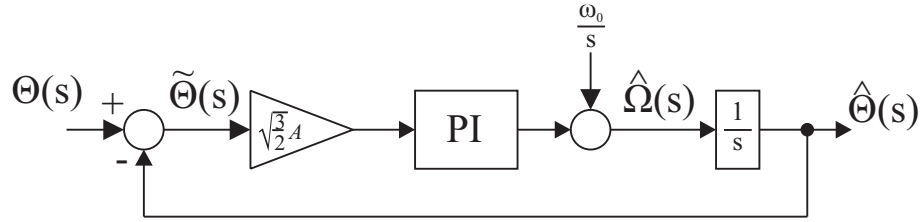


Figura 4.4: Diagrama de controle do PLL linearizado no domínio s .

A figura 4.4 ilustra o diagrama de controle do PLL linearizado. O filtro de malha pode ser aproximado para um controlador proporcional-integrativo (PI) que é definido como:

$$C_{PI}(s) = \frac{k_p s + k_i}{s}, \quad (4.7)$$

sendo k_p igual ao ganho da parte proporcional e k_i sendo o ganho da parte integrativa.

O projeto do controlador PI pode ser realizado de acordo com o método da malha de segunda ordem que consiste em aproximar a função de transferência do sistema à função de transferência de um filtro de segunda ordem genérico em malha fechada (CHUNG, 2000), como segue:

$$\frac{\hat{\Theta}(s)}{\Theta(s)} = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}}A \frac{k_p s + k_i}{s}}{s + \sqrt{\frac{3}{2}}A \frac{k_p s + k_i}{s}} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (4.8)$$

sendo ξ igual ao coeficiente de amortecimento e ω_n a frequência natural do sistema. Esses valores são escolhidos baseados em características de desempenho desejadas para o sistema, como percentual de sobressinal (M_p) e tempo de acomodação de 2% (t_s) (OGATA, 2009), como segue:

$$M_p = e^{-\left(\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right)\pi}, \quad (4.9)$$

$$t_s = \frac{4}{\xi\omega_n} \quad (4.10)$$

Resolvendo (4.8), acham-se os parâmetros do controlador PI:

$$k_p = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{2\xi\omega_n}{A}, \quad (4.11)$$

$$k_i = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\omega_n^2}{A}. \quad (4.12)$$

Neste trabalho, foi projetado o PLL desejando-se obter um percentual de sobre-sinal máximo de 5% e tempo de acomodação de 8,33 milissegundos que corresponde ao período de um semiciclo de um sinal de 60 Hz. Para isso, utilizou-se 0,707 e 678,82 rad/s como valores de coeficiente de amortecimento e frequência natural respectivamente. Por fim, foi obtido o controlador PI do PLL:

$$C_{PI}(s) = \frac{5,34s + 2565,61}{s} \quad (4.13)$$

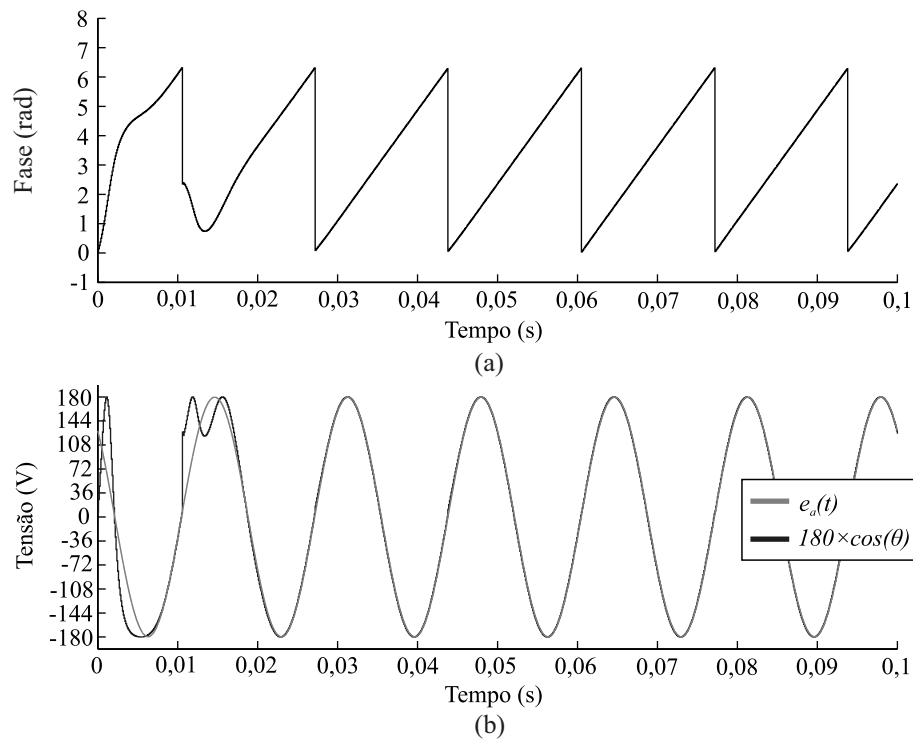


Figura 4.5: Simulação do PLL proposto. (a) Ângulo de saída pelo PLL; (b) Fase A da tensão de entrada e o cosseno do ângulo estimado multiplicado por 180

A Figura 4.5 mostra o desempenho do PLL projetado. A Figura 4.5 (a) contém o comportamento do ângulo estimado pelo PLL. A cada fim de ciclo do sinal, o ângulo de saída é reduzido a zero a fim de que este tenha o seu valor limitado entre 0 a 2π radianos e evite a saturação do registrador da unidade lógica-aritmética durante o processamento.

A Figura 4.5 (b) mostra a tensão da fase A de entrada e o cosseno do ângulo de saída do PLL multiplicado por 180 que é aproximadamente igual ao valor de pico da tensão de fase de entrada do sistema.

4.3 Estratégia de Controle do Retificador Trifásico

A modelagem matemática do retificador consiste na obtenção das equações diferenciais que caracterizam o comportamento da corrente elétrica de entrada e da tensão contínua no barramento CC.

4.3.1 Controle de Corrente no Barramento CA de Entrada

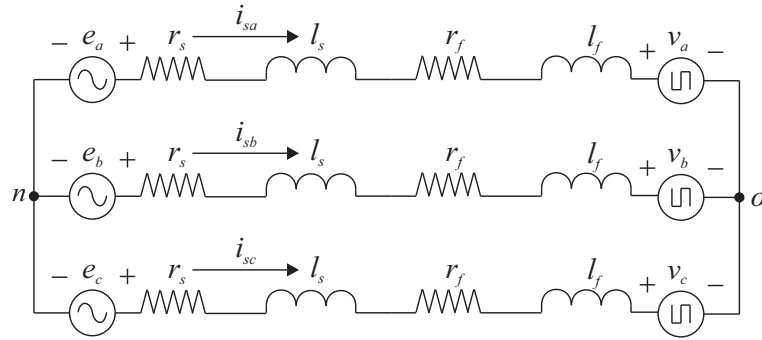


Figura 4.6: Malha de corrente.

Na Figura 4.6 apresenta-se o ramo de entrada do retificador, consistindo nas tensões senoidais de entrada e_a , e_b e e_c , representadas em (4.1), nas resistências e indutâncias da fonte r_s e l_s , do filtro r_f e l_f e da tensões de entrada do conversor v_a , v_b e v_c .

Aplicando a Lei de Kirchhoff das Malhas no circuito da Figura 4.6, têm-se para as três fases do sistema:

$$\begin{aligned} e_a - r_s i_{sa} - l_s \frac{di_{sa}}{dt} - r_f i_{sa} - l_f \frac{di_{sa}}{dt} - v_a &= 0, \\ e_b - r_s i_{sb} - l_s \frac{di_{sb}}{dt} - r_f i_{sb} - l_f \frac{di_{sb}}{dt} - v_b &= 0, \\ e_c - r_s i_{sc} - l_s \frac{di_{sc}}{dt} - r_f i_{sc} - l_f \frac{di_{sc}}{dt} - v_c &= 0. \end{aligned} \quad (4.14)$$

Isolando as tensões de entrada e do conversor, e agrupando as resistências e indutâncias, chega-se a:

$$\begin{aligned} e_a - v_a &= (r_s + r_f) i_{sa} + (l_s + l_f) \frac{di_{sa}}{dt}, \\ e_b - v_b &= (r_s + r_f) i_{sb} + (l_s + l_f) \frac{di_{sb}}{dt}, \\ e_c - v_c &= (r_s + r_f) i_{sc} + (l_s + l_f) \frac{di_{sc}}{dt}. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Considerando:

$$\begin{aligned} r &= r_s + r_f, \\ l &= l_s + l_f, \end{aligned} \quad (4.16)$$

tem-se uma representação matricial:

$$\begin{bmatrix} e_a - v_a \\ e_b - v_b \\ e_c - v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l & 0 & 0 \\ 0 & l & 0 \\ 0 & 0 & l \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}. \quad (4.17)$$

Aplicando a Transformada de Park em (4.17) e supondo que as tensões de fase sejam equilibradas, chega-se a:

$$\begin{bmatrix} e_d - v_d \\ e_q - v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l & 0 \\ 0 & l \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_g \\ \omega_g & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

A equação matricial (4.18) pode ser reescrita no sistema de equações, como segue:

$$\begin{aligned} e_d - v_d + \omega_g l i_{sq} &= r i_{sd} + l \frac{di_{sd}}{dt}, \\ e_q - v_q - \omega_g l i_{sd} &= r i_{sq} + l \frac{di_{sq}}{dt}. \end{aligned} \quad (4.19)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (4.19), considerando as condições iniciais nulas, tem-se:

$$\begin{aligned} r I_{sd}(s) + s l I_{sd}(s) &= -V_d(s) + E_d(s) + \omega_g l I_{sq}(s), \\ r I_{sq}(s) + s l I_{sq}(s) &= -V_q(s) + E_q(s) - \omega_g l I_{sd}(s). \end{aligned} \quad (4.20)$$

De acordo com (4.20), pode-se afirmar que as correntes de entrada dependem da tensão do conversor, da tensão de entrada e de um termo de acoplamento cruzado entre os componentes de eixo direto e de quadratura. A estratégia de controle adotada consiste em controlar as correntes do barramento CA pela tensão do conversor. O processo inicia-se com o emprego de uma técnica de desacoplamento dos componentes de eixo direto e de quadratura que compreende em utilizar as tensões do conversor como sendo:

$$\begin{aligned} V_d(s) &= E_d(s) + \omega_g l I_{sq}(s) - X_d(s), \\ V_q(s) &= E_q(s) - \omega_g l I_{sd}(s) - X_q(s), \end{aligned} \quad (4.21)$$

em que $X_d(s)$ e $X_q(s)$ são as saídas dos controladores de corrente empregados no sistema (MILOSEVIC, 2003) (JIUHE et al., 2006).

Substituindo (4.21) em (4.20), chega-se a:

$$\begin{aligned} rI_{sd}(s) + s l I_{sd}(s) &= X_d(s), \\ rI_{sq}(s) + s l I_{sq}(s) &= X_q(s). \end{aligned} \quad (4.22)$$

Observa-se em (4.22) que, após a utilização da técnica de desacoplamento, as correntes do barramento CA passam a depender apenas da saída dos controladores de corrente. Rearranjando os elementos da equação chega-se a:

$$\begin{cases} \frac{I_{sd}(s)}{X_d(s)} = G_i(s) = \frac{\frac{1}{l}}{s + \frac{r}{l}}, \\ \frac{I_{sq}(s)}{X_q(s)} = G_i(s) = \frac{\frac{1}{l}}{s + \frac{r}{l}}. \end{cases} \quad (4.23)$$

Para o controle de cada corrente utiliza-se um controlador proporcional-integrativo (PI). Existem diversos métodos para sintonizar o controlador PI. A técnica utilizada neste trabalho foi a do método polinomial, que consiste em determinar os parâmetros do controlador, resolvendo a equação linear que tem o seguinte modelo:

$$P(s)B(s) + L(s)A(s) = A^*(s), \quad (4.24)$$

na qual $B(s)$ e $A(s)$ correspondem aos polinômios do numerador e do denominador da função de transferência da planta respectivamente, $P(s)$ e $L(s)$ são os polinômios do numerador e de denominador do modelo do controlador e $A^*(s)$ é o polinômio característico desejado em regime permanente.

Substituindo os parâmetros da planta e os parâmetros a serem calculados do controlador em (4.24), obtém-se:

$$\begin{aligned} (k_p s + k_i) \left(\frac{1}{l} \right) + (s) \left(s + \frac{r}{l} \right) &= s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \\ s^2 + \left(\frac{k_p}{l} + \frac{r}{l} \right) + \left(\frac{k_i}{l} \right) &= s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \end{aligned} \quad (4.25)$$

Utilizando (4.25), pode-se escrever o seguinte sistema de equações:

$$\begin{cases} \frac{k_p}{l} + \frac{r}{l} = 2\xi\omega_n, \\ \frac{k_i}{l} = \omega_n^2. \end{cases} \quad (4.26)$$

Resolvendo o sistema chega-se aos valores dos parâmetros do controlador:

$$\begin{cases} k_p = 2l\xi\omega_n - r, \\ k_i = l\omega_n^2. \end{cases} \quad (4.27)$$

Sabe-se que a potência aparente instantânea em um determinado sistema pode ser calculada por:

$$\mathbf{s} = \mathbf{e}_{dq} \mathbf{i}_{dq}^* = (e_d + e_q j) (i_{sd} - i_{sq} j), \quad (4.28)$$

$$\mathbf{s} = (e_d i_{sd} + e_q i_{sq}) + (e_q i_{sd} - e_d i_{sq}) j = p + q j. \quad (4.29)$$

Utilizando (4.29), pode-se definir as potências ativa e reativa instantâneas respectivamente como:

$$\begin{aligned} p &= (e_d i_{sd} + e_q i_{sq}), \\ q &= (e_d i_{sq} - e_q i_{sd}). \end{aligned} \quad (4.30)$$

Considerando que o erro de estimação do ângulo do PLL sendo próximo de zero ($\tilde{\theta} \approx 0$), pode-se aproximar (4.5) para:

$$\begin{aligned} e_d &= \sqrt{\frac{3}{2}} A, \\ e_q &= 0. \end{aligned} \quad (4.31)$$

Substituindo (4.31) em (4.30), chega-se a:

$$\begin{aligned} p &= \sqrt{\frac{3}{2}} A i_{sd}, \\ q &= \sqrt{\frac{3}{2}} A i_{sq}. \end{aligned} \quad (4.32)$$

Para a obtenção de um fator de potência unitário, a potência reativa q deverá ser nula. Logo, de acordo com (4.32), o valor da corrente i_{sq} de referência deve ser igual a zero. Portanto, o referencial da corrente de eixo de quadratura deverá ser nulo e apenas o referencial da corrente de eixo direto deve ser proveniente do controle de tensão do barramento CC. Pode-se representar a estratégia de controle de corrente do retificador trifásico na figura como segue:

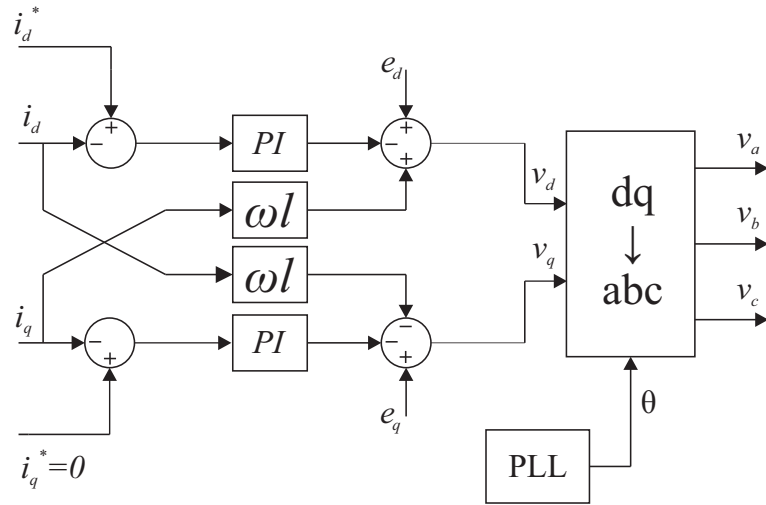


Figura 4.7: Malha de controle de corrente no barramento CA

4.3.2 Controle de tensão no barramento CC

O controle de tensão no barramento CC se dá pelo princípio de conservação da energia. É possível calcular a potência no barramento CC por:

$$p_{cc} = v_{cc} i_{cc}, \quad (4.33)$$

sendo v_{cc} e i_{cc} iguais a tensão e corrente de entrada no barramento CC respectivamente.

Pode-se afirmar pelo princípio da conservação da energia que a potência ativa do barramento CA é igual à potência no barramento CC, se forem desconsideradas as perdas no retificador. Portanto, pode-se igualar (4.33) à potência ativa do barramento CA representada em (4.32), como segue:

$$\sqrt{\frac{3}{2}} A i_{sd} = v_{cc} i_{cc} = v_{cc} i_c + p_l, \quad (4.34)$$

sendo i_c igual a corrente que flui pelo capacitor eletrolítico e p_l é a potência de entrada do inversor.

Para o modelamento matemático da planta de controle de tensão no barramento CC, é analisado o ramo de saída do retificador. A Figura 4.8 ilustra a malha de controle de tensão no barramento CC que compreende no modelo dinâmico do capacitor eletrolítico, na qual C_p representa o capacitor ideal que está ligado em paralelo a uma resistência r_p de valor elevado a fim de modelar as correntes de fuga no capacitor. A resistência esr (do inglês, *Equivalent Series Resistance*) descreve as perdas no dielétrico do capacitor, cujo

valor está relacionado com a temperatura e a frequência de operação (AELOÍZA et al., 2005).

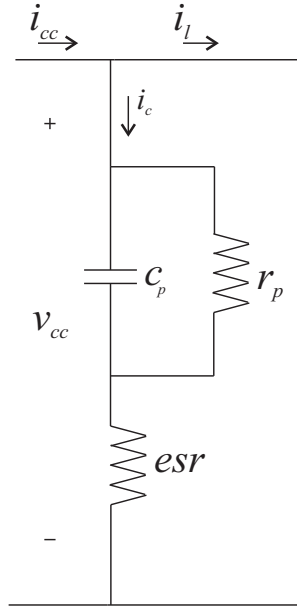


Figura 4.8: Malha de tensão.

Para o controle de tensão do barramento CC, é necessário encontrar uma função de transferência que relaciona a tensão do capacitor do barramento com a corrente que flui através do mesmo. De acordo com a Figura 4.8, pode-se definir:

$$i_c = C_p \frac{d(v_{cc} - i_c esr)}{dt} + \frac{v_{cc} - i_c esr}{r_p}. \quad (4.35)$$

$$i_c + \frac{esr}{r_p} i_c + esr C_p \frac{di_c}{dt} = C_p \frac{dv_{cc}}{dt} + \frac{1}{r_p} v_{cc}. \quad (4.36)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (4.36) e considerando as condições iniciais nulas, chega-se a:

$$I_c(s) \left(1 + \frac{esr}{r_p} + s esr C_p \right) = V_c(s) \left(s C_p + \frac{1}{r_p} \right). \quad (4.37)$$

$$I_c(s) = \frac{1}{esr} \frac{\left(s + \frac{1}{r_p C_p} \right)}{\left(s + \frac{1}{r_p C_p} + \frac{1}{esr C_p} \right)} V_{cc}(s) \quad (4.38)$$

Substituindo (4.38) em (4.34) no domínio de Laplace, encontra-se:

na tabela a seguir:

Tabela 4.1: Parâmetros utilizados na simulação do retificador

Fonte de tensão de entrada	$e_k = 127V_{rms}$
Indutância do filtro RL	$l = 2,05mH$
Resistência do filtro RL	$r = 0,20\Omega$
Capacitância ideal do barramento CC	$C_p = 2200\mu F$
Resistência em paralelo do capacitor	$r_p = 700\Omega$
Resistência interna do capacitor	$esr = 0,4\Omega$
Tensão de referência no barramento CC	$v_{cc}^* = 400V$

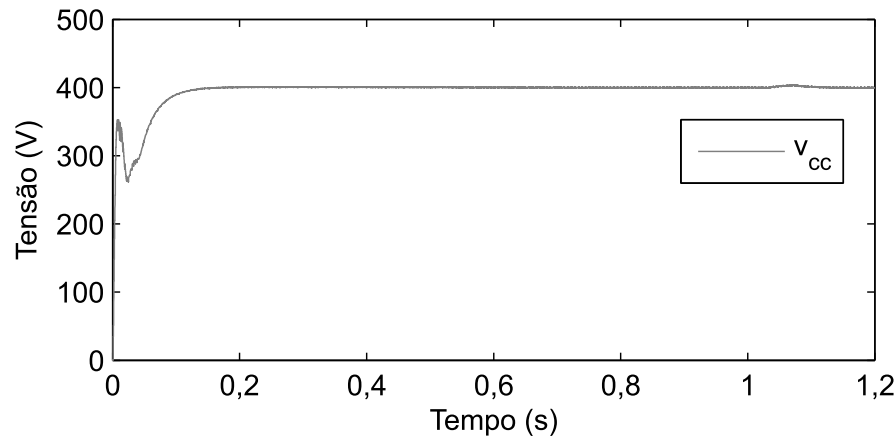


Figura 4.10: Tensão no barramento CC

A Figura 4.10 ilustra o comportamento da tensão no barramento CC do sistema com a presença dos controladores apresentados. Observa-se que a resposta atingiu o valor de referência em um intervalo de aproximadamente 0,1 segundo e não apresentou sobressinal. Esta simulação foi realizada enquanto o sistema estava gerando um afundamento de tensão, portanto, pode-se observar uma ligeira variação da tensão do barramento CC no intervalo entre 1 a 1,1 segundo.

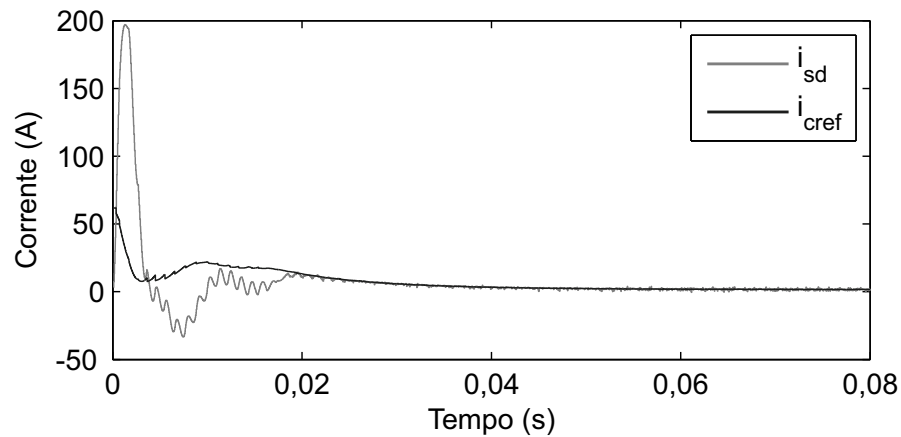


Figura 4.11: Corrente de eixo direto.

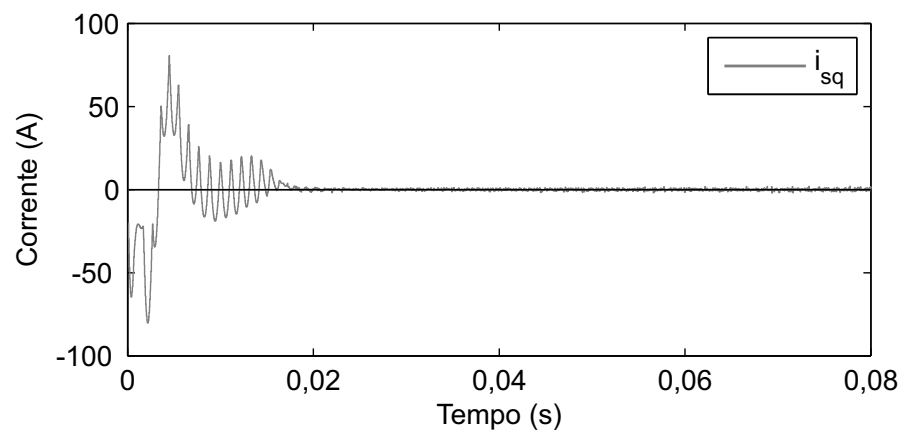


Figura 4.12: Corrente de eixo de quadratura.

As figuras 4.11 e 4.12 mostram o comportamento das correntes no barramento CA de eixo direto e de quadratura respectivamente. Observa-se que a corrente i_{sd} acompanha o sinal de referência imposto pelo controle da tensão CC e a corrente i_{sq} direciona-se para zero, garantindo o fator de potência unitário de acordo com (4.32). Porém ambas as correntes apresentaram um alto valor de sobressinal que, por sua vez, é causado pelo fenômeno *wind-up*, característico da ação integral dos controlador PI. Esse fenômeno ocorre devido à integração demasiada do erro durante o transitório, provocando saturação do sinal de controle. Uma alternativa para evitar esse problema seria a utilização de limitadores na saída do controlador para fazer com que este interrompa a saturação e passe a operar na região linear mais rapidamente.

4.4 Filtro LCL de saída

É um filtro é capaz de desempenhar uma alta atenuação da distorção harmônica de corrente injetada na rede proveniente de inversores e retificadores PWM, permitindo a utilização de baixas frequências de amostragem. Com esse tipo de filtro, também é possível obter um ótimo desempenho em sistemas com potência superior a centenas de quilowatts, utilizando valores relativamente pequenos de indutores e capacitores (REZNIK et al., 2012).

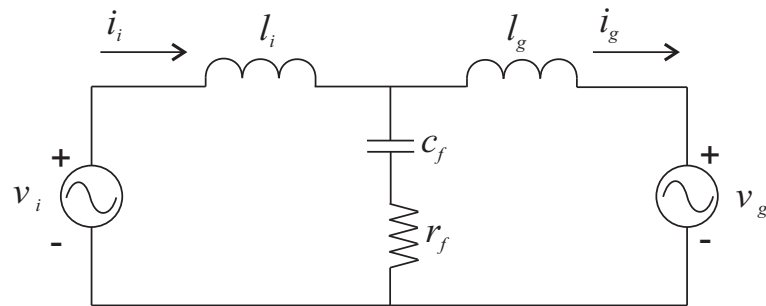


Figura 4.13: Filtro LCL de saída do inversor em uma das fases.

O filtro LCL é um filtro de terceira ordem, composto por dois indutores um capacitor em série com um resistor de amortecimento (*damping*) como mostra a Figura 4.13. A função do resistor de amortecimento é a de garantir a estabilidade assintótica do sistema. Nesta sessão, serão detalhadas a modelagem do filtro LCL para a realização do controle de tensão e as etapas de projeto do filtro LCL.

4.4.1 Projeto do filtro LCL

O projeto inicia-se com o cálculo do valor da impedância de base que corresponde a razão entre o quadrado do valor RMS da tensão de linha de saída do inversor V_g e a potência ativa P_n absorvida pelo conversor, como segue:

$$Z_b = \frac{V_g^2}{P_n}. \quad (4.42)$$

O passo seguinte é calcular a capacitância de base do filtro LCL:

$$C_b = \frac{1}{2\pi f_g Z_b}, \quad (4.43)$$

sendo considerando f_g como sendo a frequência da rede.

Para o projeto do capacitor do filtro, é considerado que a variação do fator de potência não exceda 5%, portanto calcula-se o valor do capacitor do filtro c_f pela expressão como segue:

$$c_f \leq 0,05 C_b. \quad (4.44)$$

Logo, pode-se calcular a variação máxima do fator de potência como sendo a relação das capacitâncias do filtro e de base.

$$x = \frac{c_f}{C_b}. \quad (4.45)$$

O valor da corrente de ripple máxima corresponde a 10% da corrente de carga máxima. Portanto, utiliza-se a (4.46) para o cálculo do valor da corrente de ripple máxima.

$$\Delta i_{L_{max}} = 0,1 \frac{P_n \sqrt{2}}{V_g}. \quad (4.46)$$

A indutância do lado do inversor pode ser calculada segundo (4.47), na qual f_s corresponde à frequência de chaveamento do inversor.

$$l_i = \frac{\overline{v_{cc}}}{16 f_s \Delta i_{L_{max}}}. \quad (4.47)$$

Define-se o valor de atenuação do ripple de acordo com a equação a seguir:

$$\frac{i_g(h)}{i_i(h)} = \frac{1}{|1 + \rho [1 - (l_i C_b (2\pi f_s)^2)x]|}, \quad (4.48)$$

na qual ρ é a relação entre as indutâncias do filtro LCL, como segue:

$$\rho = \frac{l_g}{l_i} \quad (4.49)$$

Utilizando (4.48), pode-se traçar o gráfico do fator de atenuação do ripple em função de ρ e assim obter a relação das impedâncias do filtro LCL, para então calcular o valor da indutância do lado da carga por meio de (4.49).

Conhecendo os valores dos indutores e do capacitor, deve-se calcular a frequência de ressonância do filtro utilizando a seguinte expressão:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{l_i + l_g}{l_i l_g c_f}}. \quad (4.50)$$

A próxima etapa é verificar se a frequência de ressonância calculada no passo anterior

satisfaz o critério descrito a seguir:

$$10 f_g \leq f_{res} \leq 0,5 f_s. \quad (4.51)$$

Caso a frequência de ressonância não esteja inclusa no intervalo correspondente ao critério, um novo conjunto de componentes deve ser projetado.

Por fim, calcula-se o valor do resistor em série com o capacitor utilizando a expressão a seguir:

$$r_f = \frac{1}{6\pi f_{res} c_f}. \quad (4.52)$$

4.4.2 Modelagem do filtro LCL

A modelagem do filtro é realizada utilizando o princípio da superposição que, por sua vez, torna possível analisar a contribuição da tensão do inversor e da corrente de saída separadamente e assim obter a expressão da tensão de saída no domínio de Laplace no seguinte formato:

$$V_g(s) = V_g'(s) + V_g''(s) = G(s) V_i(s) + H(s) I_g(s), \quad (4.53)$$

na qual $V_i(s)$, $V_g(s)$ e $I_g(s)$ são os sinais v_i , v_g e i_g respectivamente no domínio de Laplace.

A tensão de saída do inversor pode ser ilustrada de acordo com (4.53) no diagrama como segue:

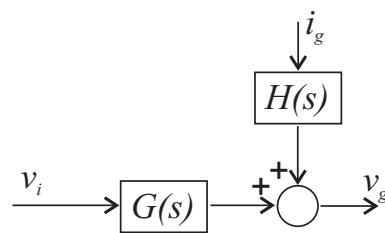


Figura 4.14: Diagrama de blocos da tensão de saída do filtro LCL

Para calcular $G(s)$, considera-se $i_g = 0$, logo:

$$l_i \frac{di_i}{dt} = v_i - v_g' \rightarrow i_i = \frac{1}{l_i} \int (v_i - v_g') dt, \quad (4.54)$$

$$v_g' = \frac{1}{c_f} \int i_i dt + r_f i_i. \quad (4.55)$$

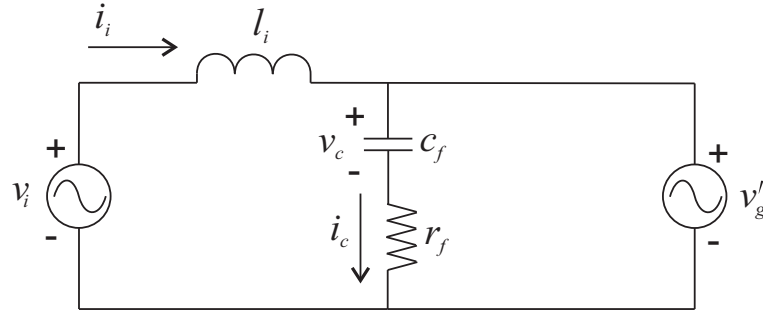


Figura 4.15: Circuito resultante considerando a corrente de saída nula

Substituindo (4.54) em (4.55), encontra-se:

$$v'_g = \frac{1}{l_i c_f} \iint (v_i - v'_g) dt dt + \frac{r_f}{l_i} \int (v_i - v'_g) dt. \quad (4.56)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (4.56) e considerando as condições iniciais nulas, chega-se a:

$$V'_g(s) = \frac{1}{s^2 l_i c_f} V_i(s) - \frac{1}{s^2 l_i c_f} V'_g(s) + \frac{r_f}{s l_i} V_i(s) - \frac{r_f}{s l_i} V'_g(s), \quad (4.57)$$

$$\left(1 + \frac{1}{s^2 l_i c_f} + \frac{r_f}{s l_i}\right) V'_g(s) = \left(\frac{1}{s^2 l_i c_f} + \frac{r_f}{s l_i}\right) V_i(s), \quad (4.58)$$

$$\frac{V'_g(s)}{V_i(s)} = G(s) = \frac{s c_f r_f + 1}{s^2 c_f l_i + s c_f r_f + 1}. \quad (4.59)$$

Para encontrar $H(s)$, considera-se $v_i = 0$. Logo o circuito resultante será:

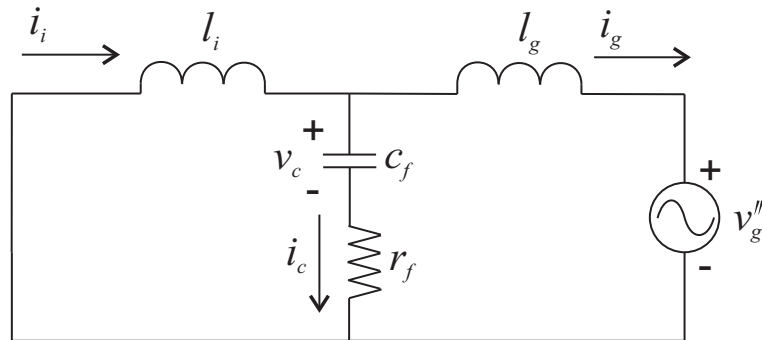


Figura 4.16: Circuito resultante considerando a tensão do inversor nula

De acordo com a Figura 4.16,

$$i_i = i_c + i_g, \quad (4.60)$$

$$\frac{1}{l_i} \int \left(0 - \left(v''_g + l_g \frac{di_g}{dt}\right)\right) dt = c_f \frac{d}{dt} \left(v''_g + l_g \frac{di_g}{dt} - r_f i_c\right) + i_g, \quad (4.61)$$

$$-\frac{1}{l_i} \int v_g'' dt - \frac{l_g}{l_i} i_g = c_f \frac{dv_g''}{dt} + c_f l_g \frac{d^2 i_g}{dt^2} - r_f c_f \frac{di_i}{dt} + r_f c_f \frac{di_g}{dt} + i_g. \quad (4.62)$$

Sabe-se que a tensão do indutor do lado do inversor pode ser dada por:

$$0 - \left(v_g'' + l_g \frac{di_g}{dt} \right) = l_i \frac{di_i}{dt} \rightarrow -\frac{di_i}{dt} = \frac{1}{l_i} \left(v_g'' + l_g \frac{di_g}{dt} \right). \quad (4.63)$$

Logo, substituindo (4.63) em (4.62), encontra-se:

$$-\frac{1}{l_i} \int v_g'' dt - \frac{l_g}{l_i} i_g = c_f \frac{dv_g''}{dt} + c_f l_g \frac{d^2 i_g}{dt^2} + \frac{r_f c_f}{l_i} v_g'' + \frac{r_f c_f l_g}{l_i} \frac{di_g}{dt} + r_f c_f \frac{di_g}{dt} + i_g. \quad (4.64)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (4.64) e considerando as condições iniciais nulas, chega-se a:

$$s^2 c_f l_g I_g(s) + s r_f c_f \left(\frac{l_g}{l_i} + 1 \right) I_g(s) + \left(\frac{l_g}{l_i} + 1 \right) I_g(s) = -s c_f V_g''(s) - \frac{r_f c_f}{l_i} V_g''(s) - \frac{1}{s l_i} V_g''(s). \quad (4.65)$$

Logo,

$$\frac{V_g''(s)}{I_g(s)} = H(s) = -\frac{s^3 c_f l_g l_i + s^2 r_f c_f (l_g + l_i) + s (l_g + l_i)}{s^2 c_f l_i + s r_f c_f + 1}. \quad (4.66)$$

Substituindo (4.59) e (4.66) em (4.53), obtém-se a expressão da tensão de saída do filtro LCL, como segue:

$$V_g(s) = \frac{s c_f r_f + 1}{s^2 c_f l_i + s c_f r_f + 1} V_i(s) - \frac{s^3 c_f l_g l_i + s^2 r_f c_f (l_g + l_i) + s (l_g + l_i)}{s^2 c_f l_i + s r_f c_f + 1} I_g(s). \quad (4.67)$$

A modelagem do filtro LCL é fundamental para desenvolver a estratégia de controle do inversor trifásico que será abordada na sessão seguinte.

4.5 Estratégia de Controle no Inversor de Tensão

A estratégia de controle do inversor de tensão compreende no controle da tensão de fase de saída do filtro LCL pela tensão de fase de saída do inversor. O sistema deverá seguir um determinado sinal de tensão de referência produzido por um gerador de sinais arbitrários interno ao sistema que é programado para gerar sinais típicos dos distúrbios elétricos conhecidos.

Para a realização do controle da tensão de fase de saída do filtro, considera-se a corrente de carga como sendo uma perturbação a ser compensada durante o processo, isto é, no projeto de controle, essa corrente deve ser desprezada.

Pode-se definir a tensão de fase no inversor em relação ao sinal de controle no domínio s , como segue:

$$V_i(s) = \frac{1}{2} \frac{v_{cc}}{\hat{v}_{tri}} V_f(s), \quad (4.68)$$

sendo $V_f(s)$ o sinal de controle, \hat{v}_{tri} sendo a amplitude da portadora triangular utilizada na modulação PWM do tipo escalar e v_{cc} é a tensão do barramento CC que é regulada pelo retificador.

Define-se um sinal k_{pwm} como sendo:

$$k_{pwm} = \frac{1}{2} \frac{v_{cc}}{\hat{v}_{tri}}. \quad (4.69)$$

Com a consideração em (4.69), substituindo (4.68) em (4.59) referente à tensão de saída do filtro LCL, obtém-se a função de transferência da planta de controle do inversor de tensão:

$$\frac{V_g'(s)}{V_f(s)} = G_p(s) = \frac{k_{pwm}(s c_f r_f + 1)}{s^2 c_f l_i + s c_f r_f + 1}. \quad (4.70)$$

A medição das tensões de linha da saída do sistema v_{ab} e v_{bc} , embora seja composta de apenas dois sinais, possui informação suficiente para a obtenção das três tensões de fase v_{an} , v_{bn} e v_{cn} que podem ser obtidas a partir da transformação, como segue:

$$\begin{aligned} v_{an} &= \frac{2v_{ab} - v_{bc}}{3}, \\ v_{bn} &= \frac{v_{bc} - v_{ab}}{3}, \\ v_{cn} &= -\frac{2v_{bc} + v_{ab}}{3}, \end{aligned} \quad (4.71)$$

que pode ser escrita na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix} \quad (4.72)$$

4.5.1 Gerador de Sinais de Arbitrários

O gerador de sinais arbitrários é um componente fundamental no projeto pois é ele que irá gerar os sinais de referência a serem utilizados pelos controladores do sistema.

O gerador de sinais arbitrários fornece apenas sinais periódicos senoidais como referência, permitindo a inclusão de um componente harmônico. O usuário pode determinar a amplitude e a frequência fundamental do sinal senoidal, assim como a amplitude e a

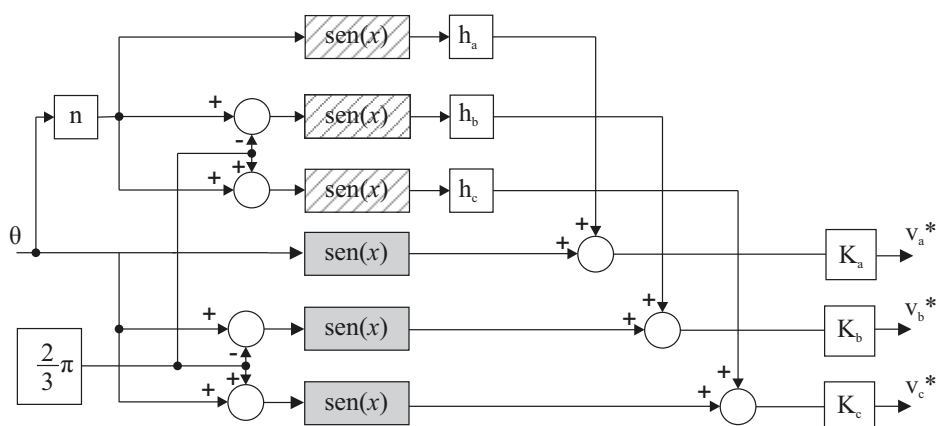


Figura 4.17: Diagrama de blocos do gerador de sinais arbitrários

frequência do componente harmônico.

O diagrama de blocos está ilustrado na Figura 4.17. Nele, a informação do ângulo de fase distribui-se em seis ramificações, sendo separadas em dois conjuntos trifásicos que são adequados através de somadores que atrasam ou adiantam o ângulo em $\frac{2}{3}\pi$ radianos de acordo com a fase correspondente. Um dos conjuntos servirá para gerar a parcela dos sinais de referência no componente fundamental e o outro conjunto servirá para gerar a parcela no componente harmônico.

O primeiro conjunto de ângulos é convertido em sinais senoidais através dos blocos ilustrados na Figura 4.17 em cor sólida. O conjunto de ângulos referente ao componente harmônico recebe inicialmente um ganho n que serve para selecionar a ordem da harmônica a ser adicionada ao sinal de referência. Em seguida, os ângulos resultantes passam por blocos hachurados ilustrados na Figura 4.17, que calculam o seu seno respectivamente. Na sequência, os sinais resultantes recebem outro ganho individual h para cada fase referente à intensidade desejada para a parcela harmônica.

Por fim, os dois sinais são somados e recebem um ganho individual K para cada fase que é ajustado para modificar a amplitude do sinal de referência ao longo do tempo, tornando possível gerar os distúrbios que alteram o valor RMS da tensão e da corrente.

4.5.2 Estrutura de Controle

A estrutura de controle de tensão deriva do diagrama na Figura 4.14, na qual o sinal de controle é resultante da saída de um controlador principal de ação instantânea e de um controlador repetitivo de ação auxiliar, de forma complementar. Para a análise e implementação dos controladores, preferiu-se utilizar a abordagem no tempo discreto.

A Figura 4.18 mostra o diagrama de blocos da estrutura de controle digital utilizada,

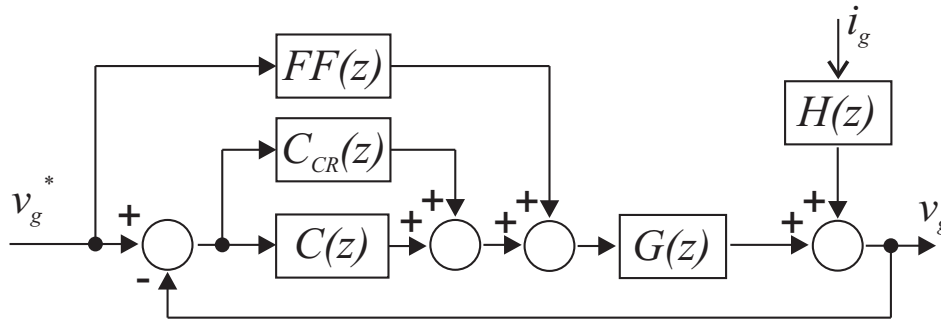


Figura 4.18: Estrutura de controle adotada

na qual os blocos $C(z)$, $C_{RC}(z)$ representam o controlador principal, o controlador de ação repetitiva respectivamente. O bloco $FF(z)$ nada mais é do que um ganho correspondente ao ramo *offset* proveniente do sinal de referência cuja função é a de reduzir o esforço dos controladores.

O controlador de ação instantânea serve para a obtenção das especificações de desempenho desejadas, isto é, este controlador deve ser escolhido para garantir que o polinômio característico do sistema em malha fechada encontre as condições de estabilidade (WU; PANDA; XU, 2010)(MICHELS, 2006). Diversos tipos de controle podem ser utilizados para desempenhar a ação instantânea, tais como o controle *deadbeat*, o controle por modelo de referência, o controle por realimentação de estados, o controlador PID, etc.

O controlador de ação repetitiva tem a função de auxiliar o controlador principal na resposta em regime permanente, obtendo rastreamento assintótico de referências periódicas ou rejeição de distúrbios periódicos baseando-se no princípio do modelo interno (GNOATTO, 2011).

Neste trabalho, foi utilizado o controlador proporcional-derivativo (PD) para desempenhar a ação instantânea. Esse controlador tem a seguinte lei de controle:

$$u(t) = K_p e(t) + K_d \frac{d}{dt} e(t), \quad (4.73)$$

em que $u(t)$ é o sinal de controle do controlador, $e(t)$ é o erro de rastreamento, K_p é o ganho da parte proporcional e K_d é o ganho da parte derivativa.

A derivada do erro de rastreamento é obtida por meio da aproximação por *Backward differences*, como segue:

$$\frac{d}{dt} e(t) = \frac{e(t) - e(t - \tau_s)}{\tau_s}, \quad (4.74)$$

sendo τ_s igual ao período de amostragem.

Para se obter a expressão da lei de controle do controlador PD discreto, considera-se

$t = n\tau_s$. Assim, (4.73) torna-se:

$$u[n] = K_1 e[n] - K_2 e[n - 1], \quad (4.75)$$

sendo $K_1 = K_p + K_d/\tau_s$ e $K_2 = K_d/\tau_s$

Logo, pode-se definir a função de transferência do controlador PD no domínio z como sendo:

$$C_d(z) = \frac{K_1 z - K_2}{z}. \quad (4.76)$$

4.5.3 Controlador Repetitivo

Em diversas aplicações industriais que envolvam a eletrônica de potência tais como práticas com conversores de tensão, fontes ininterruptas de energia ou filtros ativos, o rastreamento de sinais de referência periódicos ou a rejeição de sinais periódicos indesejados torna-se um grande desafio. A estrutura do controle para esse tipo de aplicação necessita de um controlador com a habilidade de compensar o sistema ao ponto de anular o erro em regime permanente para um entrada periódica (TSAI; YAO, 2002)(LEYVA-RAMOS et al., 2005).

O controlador repetitivo é um método de controle por aprendizado capaz de realizar o rastreamento assintótico exato para entradas periódicas ou rejeição de distúrbios periódicos. Este controlador é capaz de lidar com uma grande quantidade de harmônicos simultaneamente pois o controlador repetitivo apresenta altos ganhos na frequência fundamental e em todos os harmônicos de interesse (ZHAO et al., 2014).

Para um sinal discreto ser dito periódico, este deve-se manter inalterado por um deslocamento temporal N , isto é:

$$V(n - N) = V(n) = V(n + N), \quad (4.77)$$

em que N é um número inteiro correspondente à quantidade de amostras incluídas em um período do sinal que por sua vez, pode ser definido como:

$$N = \frac{T}{\tau_s}, \quad (4.78)$$

sendo T igual ao período do sinal.

Se a referência é periódica, espera-se que o sinal de saída também seja periódico em regime permanente, ou seja, que as amostras desse sinal nos instantes $(n - N)\tau_s$, $n\tau_s$ e $(n + N)\tau_s$ tenham o mesmo valor.

Basicamente, a proposta do controle repetitivo parte do conceito de que um sinal discreto periódico possa ser analisado em uma soma de N sinais constantes, tornando possível aplicar um controle integral em cada um desses sinais simultaneamente e assim, obter o erro de rastreamento nulo.

O controle integral busca obter erro em regime estacionário nulo para a referência constante. A sua lei do controle é dada por:

$$u[k] = u[k - 1] + k_i e[k - 1] \quad (4.79)$$

sendo k_i igual ao ganho do controlador integral.

A lei do controle repetitivo deriva-se de (4.79) e é definida como:

$$u[k] = u[k - N] + k_{cr} e[k - N], \quad (4.80)$$

sendo k_{cr} o ganho do controle repetitivo.

Aplicando a Transformada Z em (4.80), obtém-se:

$$U(z) = U(z)z^{-N} + k_{cr}E(z)z^{-N}$$

$$\frac{U(z)}{E(z)} = C_{cr}(z) = k_{cr} \frac{z^{-N}}{1 - z^{-N}}. \quad (4.81)$$

O sistema $C_{cr}(z)$ em (4.81) é denominado de controlador repetitivo convencional e este é originado do princípio do modelo interno por ser um gerador de sinais periódicos. A justificativa para essa afirmação parte da Figura 4.19.

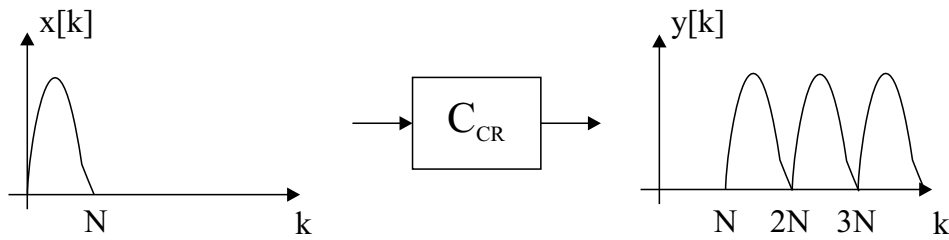


Figura 4.19: Gerador de sinais periódicos

Observando a Figura 4.19, pode-se escrever:

$$y[k] = k_{cr}(x[k - N] + x[k - 2N] + x[k - 3N] + \dots) \quad (4.82)$$

Aplicando a Transformada Z em (4.82), obtém-se:

$$Y(z) = k_{cr}(z^{-N} + z^{-2N} + z^{-3N} + \dots)X(z) \quad (4.83)$$

Utilizando o conceito do somatório dos termos de um progressão geométrica infinita em (4.83), obtém-se a expressão do controlador repetitivo que já havia sido definida em (4.81). É interessante observar na Figura 4.19 que o sinal de saída do controlador repetitivo não apresenta o primeiro ciclo do sinal, tornando este controlador incapaz de gerar distúrbios de rápida ocorrência.

A estrutura de controle com o controlador repetitivo convencional deriva-se da estrutura ilustrada na Figura 4.18 adicionando os blocos baseando-se em (4.81).

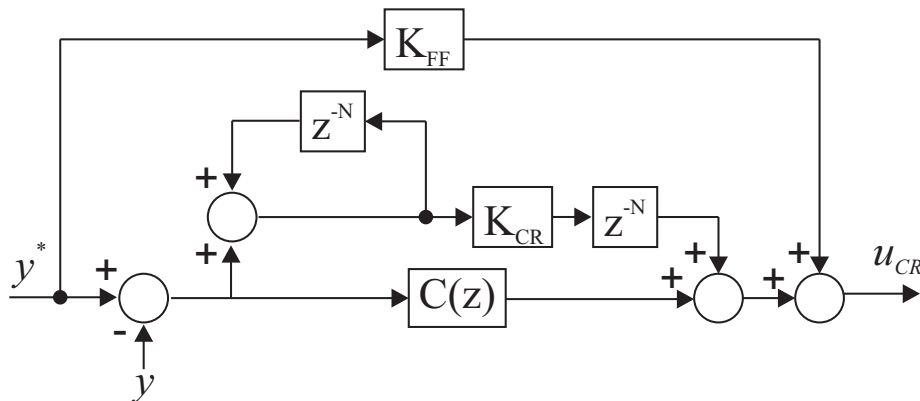


Figura 4.20: Estrutura do controlador repetitivo convencional com o controlador PD.

A Figura 4.20 ilustra o diagrama da estrutura de controle com o controlador repetitivo convencional com o controlador de ação instantânea.

Para justificar o rastreamento com erro em regime permanente nulo para referenciais periódicos, considera-se o sistema de controle típico com realimentação negativa a seguir:

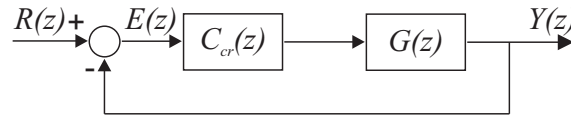


Figura 4.21: Diagrama de controle com realimentação negativa

De acordo com o diagrama de controle ilustrado na Figura 4.21, pode-se escrever o erro de rastreamento $E(z)$ como:

$$E(z) = \frac{1}{1 - C_{cr}(z)G(z)}R(z), \quad (4.84)$$

no qual, $C_{cr}(z)$ é o controlador repetitivo, $G(z)$ é uma planta cujos pólos e zeros possuem valor absoluto inferior à unidade e $R(z)$ é um sinal de referência periódico que é definido por:

$$R(z) = \frac{X(z)}{1 - z^{-N}}, \quad (4.85)$$

sendo $X(z)$ a transformada Z de uma sequência de valores finita e N a quantidade de valores dessa sequência.

De acordo com o Teorema do Valor Final para o caso discreto, pode-se definir o erro em regime permanente $E_{\infty}(z)$, como segue:

$$E_{\infty}(z) = \lim_{z \rightarrow 1} (z - 1) \frac{1}{1 - k_{cr} \frac{z^{-N}}{1 - z^{-N}} G(z)} \frac{X(z)}{1 - z^{-N}}, \quad (4.86)$$

$$E_{\infty}(z) = \lim_{z \rightarrow 1} (z - 1) \frac{X(z)}{1 - z^{-N}(1 + k_{cr}G(z))} \left(\frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-N}} \right). \quad (4.87)$$

O terceiro termo de (4.87) corresponde à razão entre o denominador da função de transferência do controlador e o da referência. Sabendo que esse valor é igual um, devido a z também tender a um, pode-se desconsiderar esse termo da multiplicação, e logo essa equação é reduzida a:

$$E_{\infty}(z) = \lim_{z \rightarrow 1} (z - 1) \frac{X(z)}{1 - z^{-N}(1 + k_{cr}G(z))} = 0. \quad (4.88)$$

Por meio de (4.88), pode-se afirmar que o erro em regime permanente tende ao valor nulo em um tempo finito para o rastreamento de qualquer sinal periódico com o controlador repetitivo.

Observando a função de transferência do controlador repetitivo convencional, constata-se que esse sistema possui ao todo N pólos, como mostrados no diagrama a seguir:

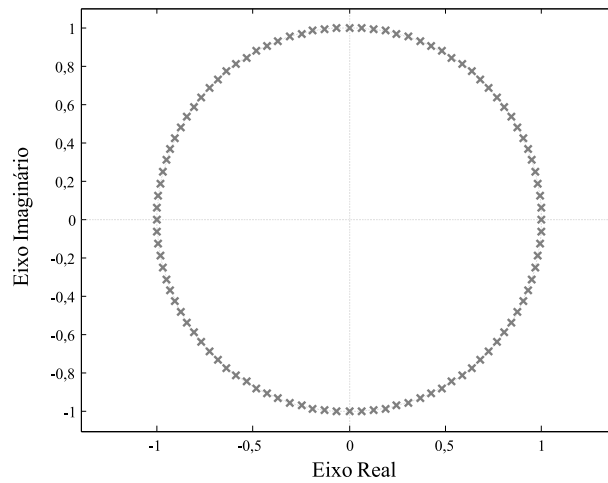


Figura 4.22: Diagrama de pólos e zeros do controlador repetitivo convencional com $N=100$.

A Figura 4.22 ilustra o diagrama de pólos e zeros de um controlador repetitivo convencional projetado para $N = 100$. Observa-se que todos os pólos do sistema são distintos e situam-se sobre o círculo unitário, o que leva o controlador repetitivo convencional a ser considerado um sistema linear discreto marginalmente estável. Portanto, em situações práticas nas quais possam ocorrer dinâmicas não modeladas, a estabilidade do sistema pode ser prejudicada.

O controlador repetitivo convencional apresenta ganho infinito para sinais com frequência fundamental e também para todos os sinais que apresentem frequências múltiplas inteiras da fundamental.

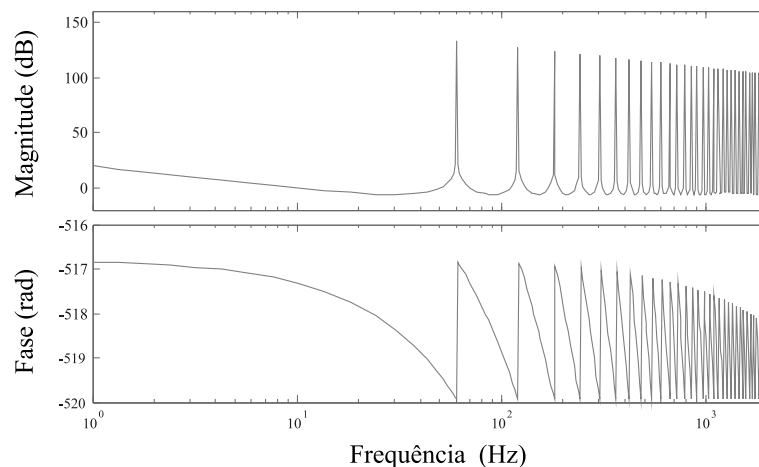


Figura 4.23: Diagrama de Bode do controlador repetitivo convencional.

A Figura 4.23 ilustra os diagramas de Bode do controlador repetitivo convencional projetado para rastrear um sinal de frequência 60Hz. Nota-se o ganho elevado na frequên-

que atenua de forma uniforme todas as frequências, ou pode ser um filtro passa-baixas com deslocamento de fase nulo e norma H_∞ inferior a um, como o filtro FIR (do inglês, *Finite Impulse Response*), que tem fase linear nula e possui a seguinte função de transferência:

$$Q(z) = k_f \sum_{k=-p}^p h[p+k]z^k, \quad p = \frac{N-1}{2}, \quad (4.91)$$

em que k_f representa o ganho do filtro FIR, N corresponde à ordem do mesmo e $h[k]$ é a resposta ao impulso desejada no domínio da frequência.

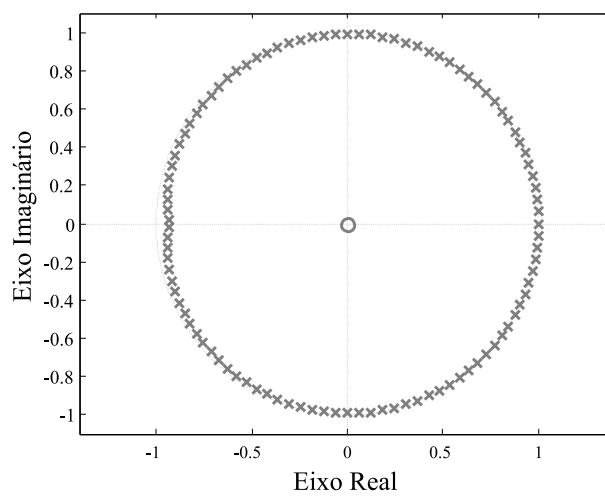


Figura 4.25: Diagrama de pólos e zeros do controlador modificado com $N=100$.

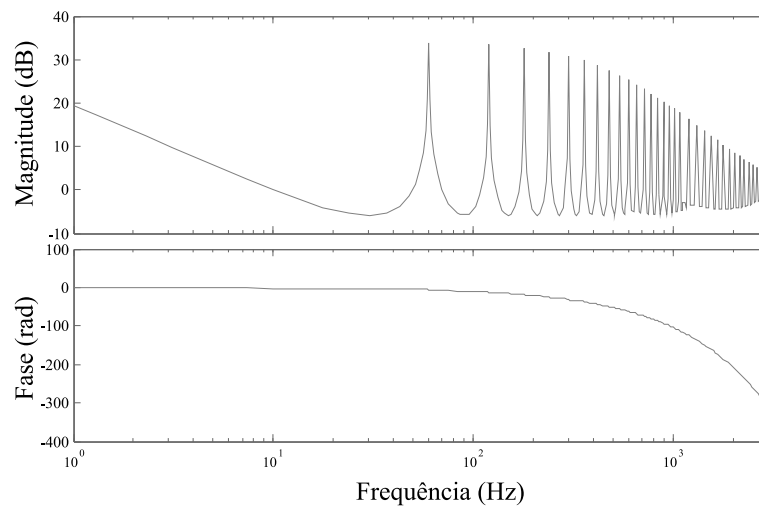


Figura 4.26: Diagrama de Bode do controlador repetitivo modificado.

A Figura 4.25 mostra o diagrama de pólos e zeros do controlador repetitivo modificado. Observa-se que, com a adição dos filtros, todos os pólos do sistema encontram-se

no interior do círculo unitário na representação, o que acaba tornando o sistema assintoticamente estável. A Figura 4.26 ilustra o diagrama de Bode do controlador repetitivo modificado que foi projetado para seguir um sinal de frequência 60Hz. É possível notar que os ganhos para as altas frequências são atenuados e atraso de fase mantém-se próximo do valor nulo dentro da faixa de passagem do filtro, incrementando a robustez do controlador.

Apesar da adição do filtro $Q(z)$ implicar no aumento da margem de estabilidade do sistema, essa nova estrutura acaba frustrando o princípio do modelo interno, fazendo com que o erro em regime estacionário não seja nulo, porém esse erro pode ser reduzido a medida que aumenta-se a frequência de corte do filtro $Q(z)$ (SHE et al., 2010).

Observando a estrutura de controle na Figura 4.18, pode-se escrever a função de transferência que relaciona o sinal de referência com a saída como:

$$\frac{V_g^*(z)}{V_g(z)} = \frac{G(z)(G_{FF}(z) + C(z) + C_{cr}(z))}{1 + G(z)(C(z) + C_{cr}(z))} \quad (4.92)$$

Analisando o denominador de (4.92), pode-se escrevê-lo como:

$$\begin{aligned} 1 + G(z)(C(z) + C_{cr}(z)) &= 1 + G(z)C(z) + G(z)C_{cr}(z) = \\ &= (1 + G(z)C(z)) \left(1 + \frac{G(z)C_{cr}(z)}{1 + G(z)C(z)} \right) \end{aligned} \quad (4.93)$$

Para haver estabilidade, deve-se satisfazer as duas condições seguintes (WU; PANDA; XU, 2010):

1. As raízes do polinômio $(1 + G(z)C(z))$ devem se localizar no interior do círculo unitário no plano z .
2. O módulo do segundo termo de (4.93) deve ser diferente de 0, isto é:

$$\left| 1 + \frac{G(z)C_{cr}(z)}{1 + G(z)C(z)} \right| \neq 0 \quad (4.94)$$

Substituindo (4.89) em (4.94), obtém-se

$$\left| 1 - Q(z)z^{-N} + k_{cr}L(z)z^{-N} \frac{G(z)}{1 + G(z)C(z)} \right| \neq 0 \quad (4.95)$$

Uma forma de se garantir (4.95) é fazendo com que o seguinte critério seja satisfeito:

$$\left| Q(z)z^{-N} - k_{cr}L(z)z^{-N} \frac{G(z)}{1 + G(z)C(z)} \right| < 1 \quad (4.96)$$

Sabe-se que $z = e^{j\Omega}$ ($\Omega = 2\pi f/f_s$, que é conhecida como frequência normalizada com π sendo a frequência de Nyquist e $f = f_s/2$), pode-se afirmar que $|z^{-N}| = 1$.

Logo, o critério (4.96) pode ser simplificado como:

$$\left| Q(z) - k_{cr}L(z) \frac{G(z)}{1 + G(z)C(z)} \right| < 1 \quad (4.97)$$

Pode-se aproximar o operador de valor absoluto presente em (4.97) pelo da norma H-infinito visto que esta calcula o maior fator pelo qual qualquer sinal periódico é amplificado pelo sistema. Logo, chega-se a:

$$\left\| Q(e^{j\omega\tau_s}) - k_{cr}L(e^{j\omega\tau_s}) \frac{G(e^{j\omega\tau_s})}{1 + G(e^{j\omega\tau_s})C(e^{j\omega\tau_s})} \right\|_{\infty} < 1 \quad (4.98)$$

No projeto do controlador repetitivo, pode-se utilizar (4.98) para definir um valor para k_{cr} para que o sistema mantenha-se estável.

4.6 Síntese do capítulo

Neste capítulo foi detalhada a estrutura proposta do gerador de distúrbios proposto, que conta basicamente por dois conversores potência, sendo um deles ligado a fonte senoidal de entrada e o outro é ligada à carga. Foram apresentadas as estratégias de controle utilizadas em ambos os conversores.

Para o controle do conversor ligado à fonte senoidal utilizou-se o compensador PI para o controle das correntes de entrada e foi utilizado um controlador adaptativo baseado no posicionamento de pólos para o controle da tensão do barramento CC.

Para o controle do conversor ligado à carga utilizou-se uma junção de um controlador PD com um controlador repetitivo que utiliza o princípio do modelo interno e é capaz de seguir os sinais de referência periódicos com as características dos distúrbios a serem gerados. A escolha dos parâmetros controlador PD foi realizada por meio da técnica do lugar geométrico das raízes na qual foram posicionados os pólos do sistema compensado num local onde possa se obter um coeficiente de amortecimento igual a 0,7 que corresponde a um percentual de sobressinal de 5%. Os parâmetros do controlador repetitivo foram ajustados utilizando um critério de estabilidade baseado na norma H-infinito.

Foi feita uma pequena revisão sobre o controle repetitivo e foi abordado o projeto do filtro LCL e a sua modelagem dinâmica que é fundamental para a obtenção da planta de controle do conversor ligado à carga.

Capítulo 5

Resultados de Simulação

Neste capítulo são apresentadas as etapas desempenhadas para o projeto dos controladores do conversor ligado à carga e os resultados obtidos com a plataforma de simulação implementada em um *software* de computador dedicado.

5.1 Descrição da plataforma de simulação

Para a realização das simulações, utilizou-se o *software* PSIM 9.0 que é um programa bastante empregado em trabalhos sobre eletrônica de potência, máquinas elétricas e energias renováveis.

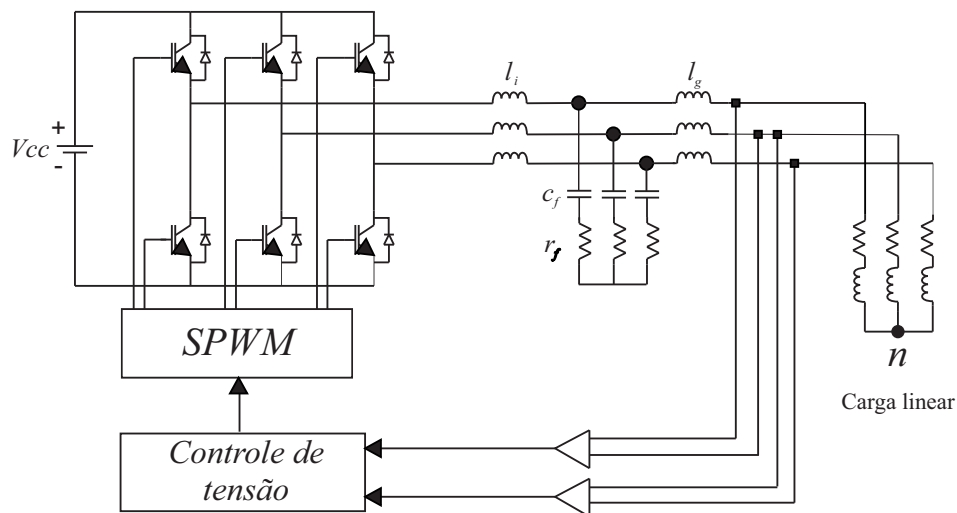


Figura 5.1: Diagrama do gerador de distúrbios a ser simulado.

A Figura 5.1 ilustra o diagrama do gerador de distúrbios utilizado na simulação. A fonte de tensão v_{cc} é proveniente do controle do retificador trifásico apresentado no capítulo anterior. Utiliza-se uma carga linear, que é composta de um resistor ligado em série com um indutor.

Os parâmetros utilizados na simulação derivam do projeto do filtro LCL e do controle do retificador. Esses valores estão listados na tabela a seguir:

Tabela 5.1: Parâmetros da simulação

Parâmetros usados na simulação	
Tensão média no barramento CC	$\bar{v}_{cc} = 400 V$
Capacitor do filtro LCL	$c_f = 15\mu F$
Indutor do lado do conversor	$l_i = 2 mH$
Indutor do lado da carga	$l_g = 1 mH$
Resistor de amortecimento	$r_f = 2,7 \Omega$
Carga linear	$r_l = 20 \Omega, l_l = 60 mH$
Tensão nominal gerada CA	$v_{ca} = 100 V_{rms}$

5.1.1 Projeto do controlador PD

O projeto do controlador PD é realizado utilizando a técnica do lugar geométrico das raízes para sistemas discretos que compreende em ajustar o zero do controlador PD em uma posição de tal forma que o lugar das raízes do sistema contenha os pontos desejados para as posições dos pólos em malha fechada.

Substituindo (??) e os valores do filtro contidos na Tabela 5.1 em (4.70), obtém-se a função de transferência do sistema:

$$G(s) = \frac{67500s + 1,667 \times 10^9}{s^2 + 337.5s + 8,334 \times 10^6} \quad (5.1)$$

Discretizando a planta utilizando o método ZOH (do inglês, *Zero-Order Hold*) com período de amostragem igual a 100 microssegundos, chega-se a:

$$G(z) = \frac{14,73z + 1,546}{z^2 - 1,885z + 0,9668} \quad (5.2)$$

A Figura 5.2 ilustra o lugar das raízes da planta sem a presença do controlador. Observa-se na figura que o sistema possui um margem de estabilidade bastante reduzida, visto que os pólos encontram-se bem próximos da região de instabilidade e a trajetória destes se dá para fora do ciclo de raio unitário mesmo com um ganho reduzido.

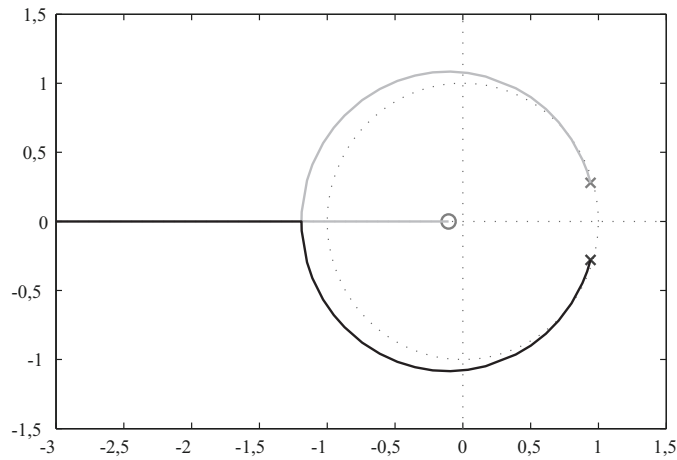


Figura 5.2: Lugar das raízes do sistema não-compensado.

O controlador proporcional derivativo descrito em (4.76) irá introduzir um polo em $z = 0$ e um zero situado em alguma posição do eixo real. É preferível manter o lugar das raízes dentro do ciclo de raio unitário com a finalidade de elevar a margem de estabilidade do sistema. Portanto o zero do controlador PD deverá ser positivo e ter um valor próximo da parte real dos pólos da planta a fim de manter os pólos do sistema no semiplano positivo do plano z .

Ajustando o zero do controlador em $z = 0,9$, é obtido o seguinte lugar das raízes:

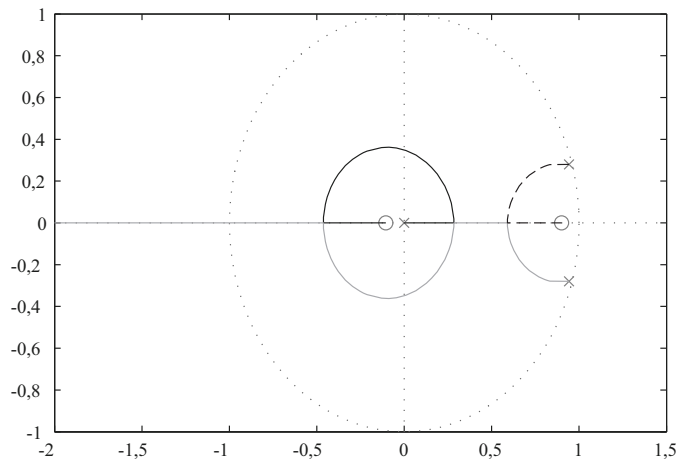


Figura 5.3: Lugar das raízes do sistema com o controlador PD.

Utilizando a ferramenta *Data Cursor* do Matlab, pode-se ajustar o ganho do controlador para 0,029 a fim de obter um coeficiente de amortecimento de aproximadamente 0,7. Por fim, chega-se à função de transferência do controlador PD:

$$C(z) = \frac{0,029z - 0,0261}{z} \quad (5.3)$$

5.1.2 Projeto do Controlador Repetitivo

O projeto do controlador repetitivo inicia-se definindo o valor de N referente ao bloco atrasador. Sabendo que o sinal de referência tem uma frequência de 60 Hz e este é amostrado a um período de 100 microssegundos, calcula-se:

$$N = \frac{\frac{1}{60}}{0,0001} \rightarrow N \approx 167. \quad (5.4)$$

A próxima etapa consta em definir os filtros $Q(z)$ e $L(z)$ responsáveis pelo aumento da margem de estabilidade e pela compensação de fase respectivamente.

Define-se $Q(z)$ como sendo um filtro FIR com a seguinte expressão:

$$Q(z) = 0,2475z + 0,495 + 0,2475z^{-1}, \quad (5.5)$$

que possui um frequência de corte de aproximadamente 1700 Hz.

Para o cálculo de $L(z)$, traça-se curvas do diagrama de fase da planta compensada pelo controlador de ação instantânea em malha fechada multiplicada por diferentes valores de avanço de amostras.

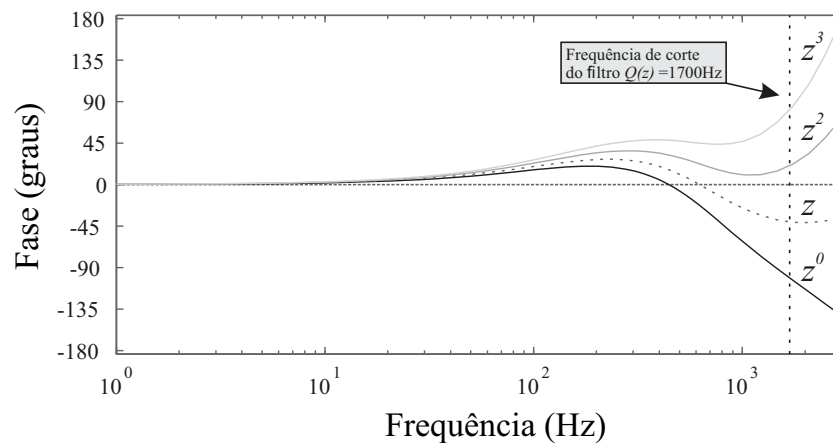


Figura 5.4: Diagrama de fase do sistema compensado em malha fechada.

Na Figura 5.4 mostra as curvas diagrama de fase do sistema compensado com o avanço z^0 , z , z^2 e z^3 . Observa-se que a curva referente ao avanço de duas amostras é a que mais se aproxima do eixo horizontal dentro da banda passante. Portanto, define-se:

$$L(z) = z^2 \quad (5.6)$$

Para o cálculo do ganho do controlador repetitivo utiliza-se o critério de estabilidade (4.98) com os valores do bloco atrasador e dos filtros projetados nas etapas anteriores.

Na tabela a seguir estão os valores dos ganhos e a respectiva norma H-infinito obtida no critério de estabilidade:

Tabela 5.2: Ganho do controlador repetitivo

Ganho k_{cr}	Norma H_∞
0,010	0,6866
0,011	0,7046
0,012	0,7493
0,013	0,8097
0,014	0,9002
0,015	0,9984
0,016	1,1109
0,017	1,2247
0,018	1,3395

Segundo a Tabela 5.2, o maior ganho que o controlador repetitivo pode assumir para manter-se estável encontra-se entre 0,015 e 0,016. Com a finalidade de obter uma ligeira margem de segurança, define-se $k_{cr} = 0,013$.

Substituindo os parâmetros calculados em (4.89), obtém-se a função de transferência do controlador repetitivo:

$$C_{cr}(z) = 0,013 \frac{z^{-165}}{1 - 0,2475 z^{-166} + 0,495 z^{-167} + 0,2475 z^{-168}} \quad (5.7)$$

5.1.3 Simulações da operação sem distúrbios

As simulações a seguir são referentes ao sistema operando normalmente, sem a geração de distúrbios.

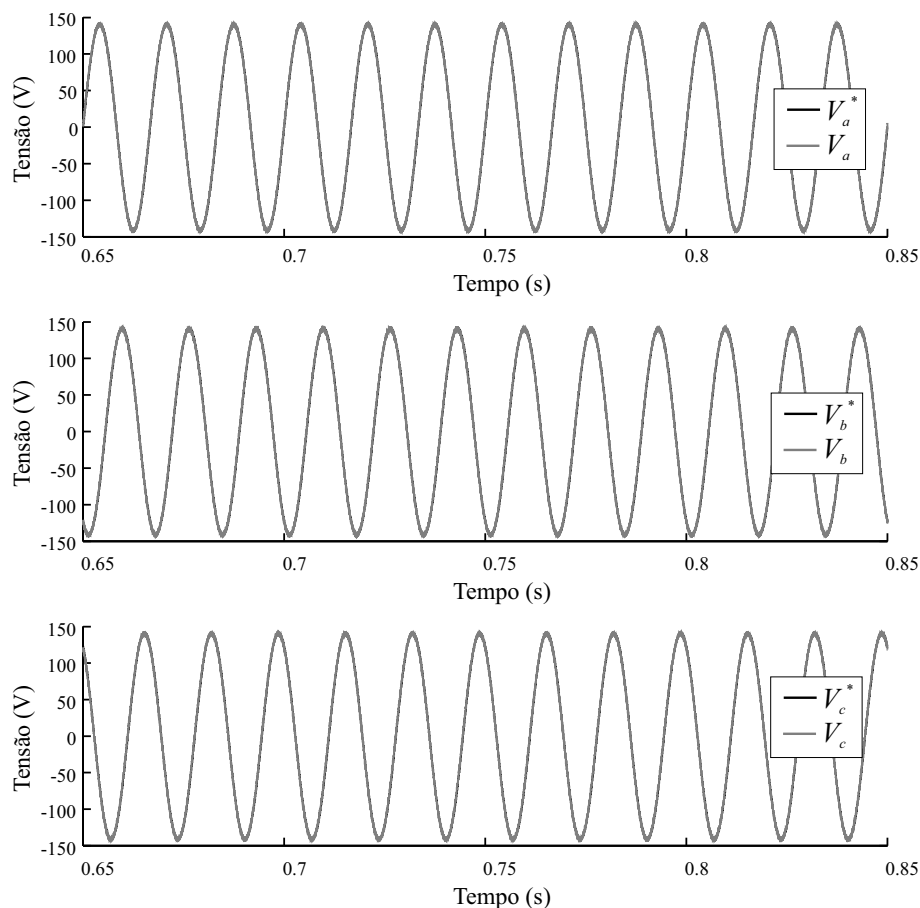


Figura 5.5: Formas de onda das tensão de fase de saída sem a geração de distúrbios: (a) Fase A; (b) Fase B; (c) Fase C

Na Figura 5.5 são mostrados os sinais de tensão medidos na saída do sistema na situação em que não está sendo gerado nenhum distúrbio. Observa-se que a tensão de fase de saída acompanha o sinal senoidal de referência sem apresentar erro de fase e de amplitude aparente. O THD obtido foi de aproximadamente 3,7% cujo cálculo foi baseado até a 25^a (vigésima quinta) componente harmônica, atendendo o regulamento do módulo 8 do PRODIST da ANEEL que estabelece que, para níveis de tensão inferior a 1 kV, a distorção harmônica máxima permitida deve ser de 10%.

5.1.4 Afundamento de tensão

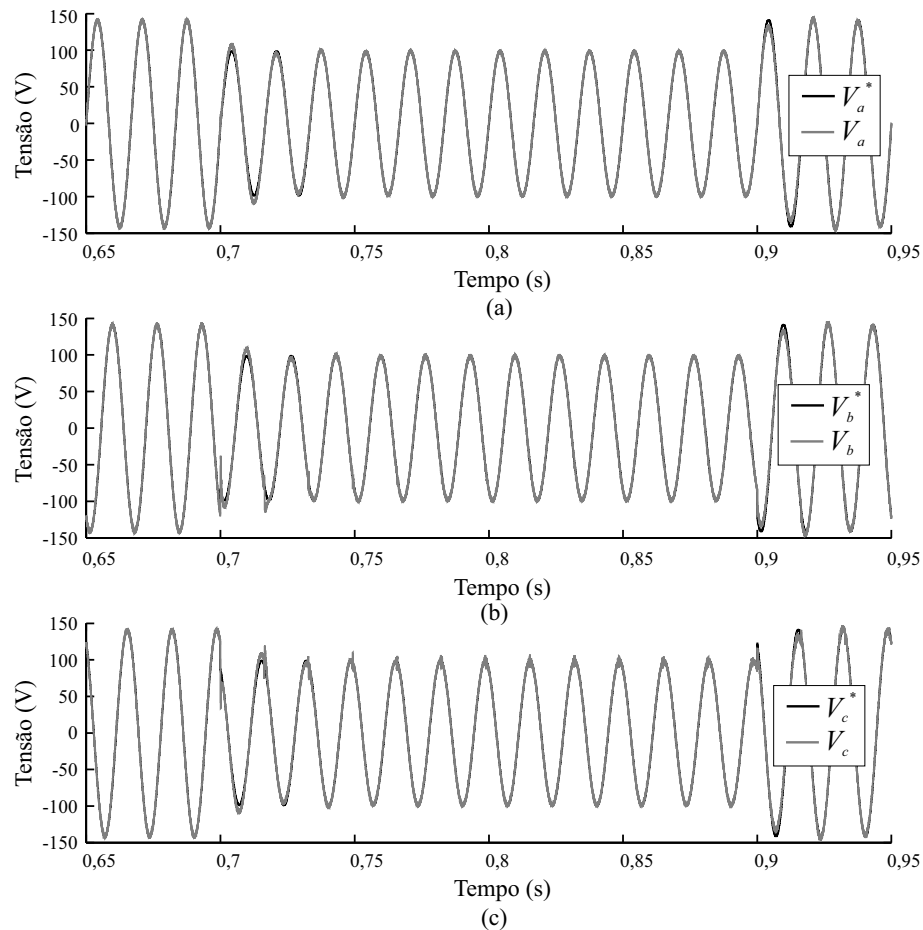


Figura 5.6: Formas de onda das tensão de fase de saída com a geração de um afundamento trifásico de 0,3 pu: (a) Fase A; (b) Fase B; (c) Fase C

Na Figura 5.6 são mostradas as formas de onda das tensões de saída do gerador de distúrbios para um afundamento de tensão trifásico de 0,3 pu. As tensões de fase de saída reduzem-se do valor nominal ao valor final desejado que corresponde a 70 Volts eficazes em aproximadamente um ciclo do sinal. A análise do resultado fica mais clara com a Figura 5.7, na qual é mostrado o valor RMS da tensão de saída.

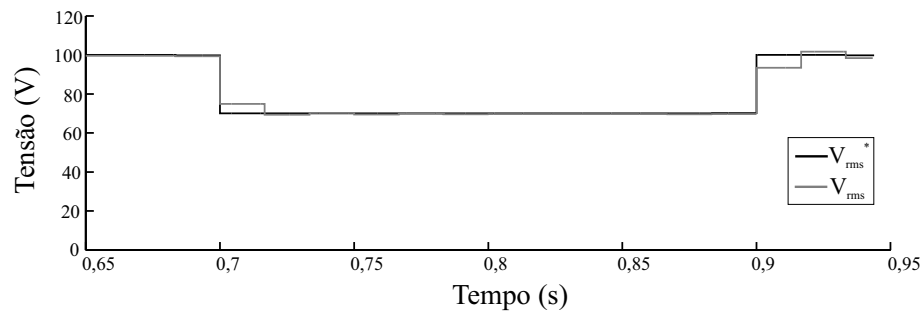


Figura 5.7: Tensão RMS durante a geração de um afundamento de tensão de 0,3 pu.

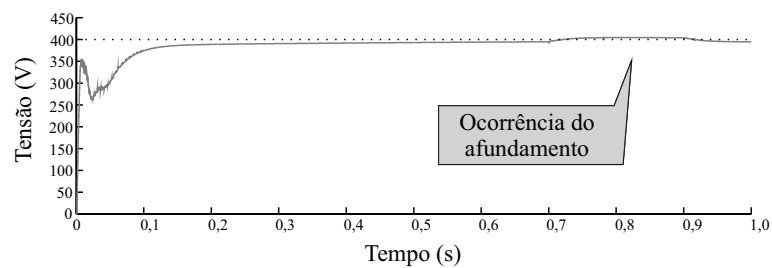


Figura 5.8: Tensão do barramento CC com a presença do afundamento de tensão.

Na Figura 5.8 é mostrado o comportamento da tensão no barramento CC. Observa-se um ligeiro aumento da tensão no barramento durante a ocorrência do afundamento de tensão. Isso se dá porque, quando ocorre o distúrbio, uma parcela menor da corrente no barramento CC passa a fluir pelo inversor enquanto que a quantidade de corrente drenada pelo capacitor será maior. Em consequência disso, a tensão no barramento CC é inflada.

5.1.5 Elevação de tensão

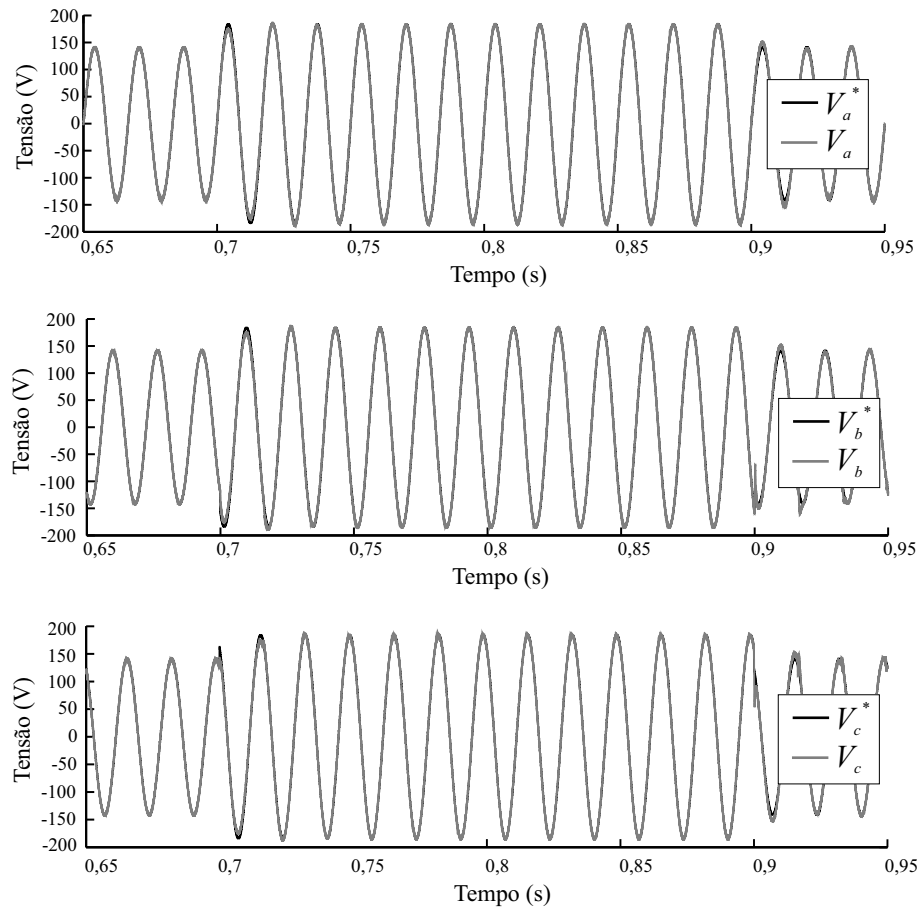


Figura 5.9: Formas de onda das tensão de fase de saída com a geração de uma elevação trifásica de 0,2 pu: (a) Fase A; (b) Fase B; (c) Fase C

A Figura 5.9 mostra as tensões de fase de saída do gerador de distúrbio para uma elevação de tensão trifásica de 0,2 pu. A Figura 5.10 mostra o gráfico do valor RMS da tensão de saída. Neste caso, as tensões de fase de saída elevam-se do valor nominal ao valor desejado para a elevação que corresponde a 120 volts eficazes em aproximadamente um ciclo do sinal.

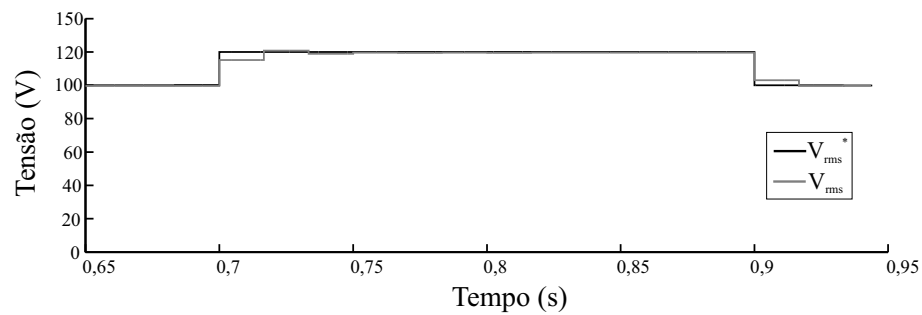


Figura 5.10: Tensão RMS durante a geração de uma elevação de tensão de 0,2 pu.

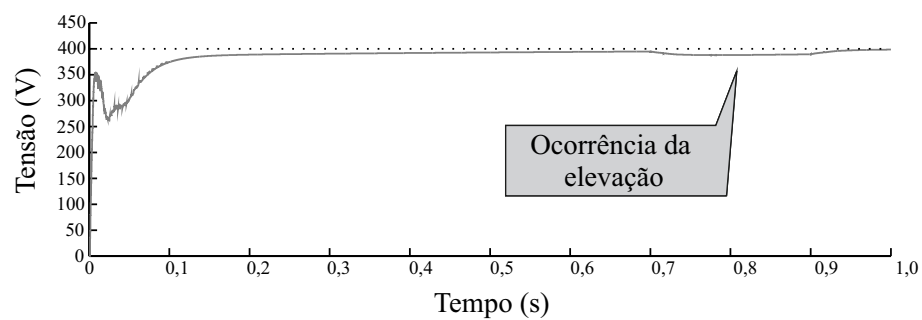


Figura 5.11: Tensão do barramento CC com a presença da elevação de tensão.

Na Figura 5.11 é mostrado o comportamento da tensão no barramento CC. Nesse caso pode-se observar uma pequena redução da tensão no barramento durante a ocorrência da elevação de tensão. O processo é análogo ao observado no caso do afundamento de tensão. Quando ocorre a elevação de tensão, a corrente demandada pelo inversor será maior, logo a corrente que atravessa o capacitor será menor, portanto a tensão no barramento CC sofre essa redução.

5.1.6 Harmônicos

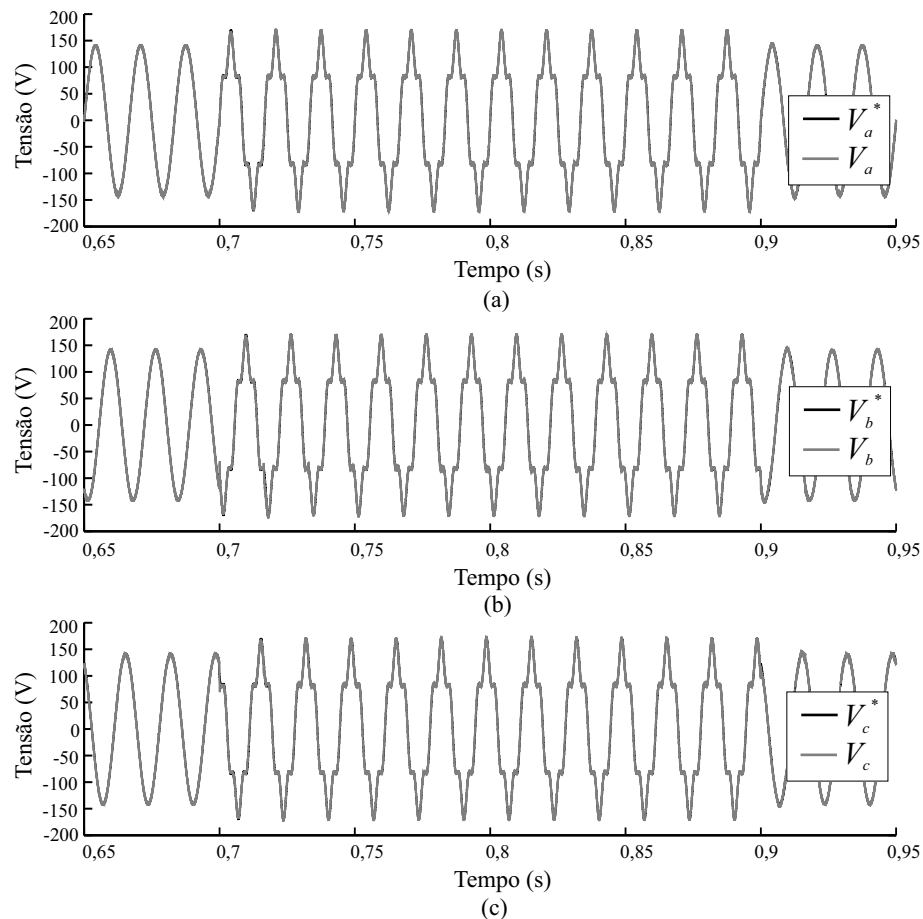


Figura 5.12: Formas de onda das tensão de fase de saída com a geração de uma componente harmônica de quinta ordem em cada fase do sistema: (a) Fase A; (b) Fase B; (c) Fase C

A Figura 5.12 ilustra o comportamento da tensão de fase que é entregue à carga na inclusão de uma componente harmônica de quinta ordem. Observa-se que o sinal de saída do gerador apresenta a componente de quinta harmônica com um bom desempenho mesmo durante o primeiro ciclo do sinal.

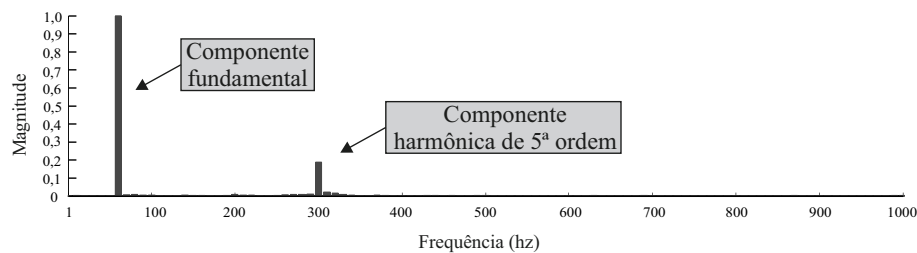


Figura 5.13: Espectro do sinal de saída com a inclusão de harmônicos de quinta ordem.

A Figura 5.13 mostra o espectro de frequência com amplitude normalizada do sinal de tensão saída. Observa-se a presença de uma raia situada em 60hz, correspondendo à componente fundamental do sinal, e uma raia em 300hz que corresponde à componente harmônica de quinta ordem com aproximadamente 20% da amplitude da componente fundamental.

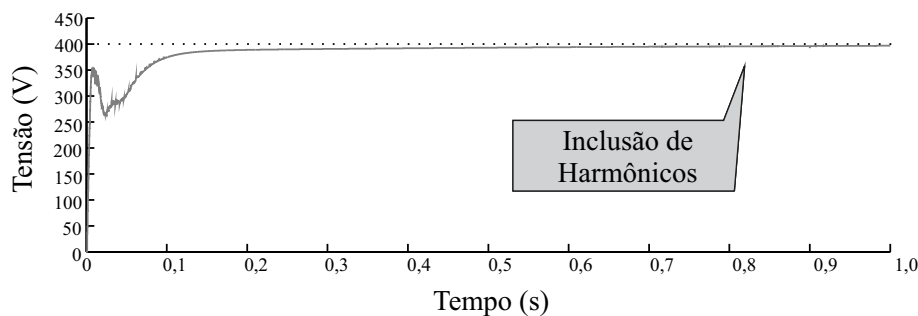


Figura 5.14: Tensão do barramento CC com a inclusão de harmônicos de quinta ordem.

Na Figura 5.14 é mostrado o comportamento da tensão no barramento CC durante a adição de uma componente harmônica de quinta ordem. Observa-se que não houve alteração significativa na tensão do barramento CC. Isso se dá porque, diferente dos dois casos anteriores, a corrente demandada pelo inversor permanece a mesma, logo a corrente drenada pelo capacitor permanece igual.

5.2 Conclusões sobre o Capítulo

Neste capítulo foi apresentada a plataforma de simulação do sistema. Foi apresentado o diagrama do circuito a ser simulado no computador, foram detalhadas as etapas da obtenção dos controladores utilizados no sistema e, por fim, foi simulado o funcionamento do gerador de distúrbios proposto.

Foram obtidas as simulações com o gerador operando nos seguintes casos: sem a geração distúrbios, com a geração de um afundamento de tensão trifásico, com a geração de uma elevação de tensão trifásica e com a introdução de uma componente harmônica

de quinta ordem em cada uma das fases do sistema. Observou-se que o controlador repetitivo é capaz de compensar o desvio de amplitude entre os sinais de saída e referência periódicos que surge logo após a ocorrência do distúrbio. Tal condição também pode ser observada no controle integral quando é variado o valor da amplitude do degrau de referência. Porém, como ficou claro nas simulações, o controlador repetitivo demorou um ciclo do sinal para eliminar o erro de rastreamento, o que acaba tornando-o ineficiente para a geração de distúrbios de rápida ocorrência.

Os resultados das simulações nos quatro casos mostraram-se satisfatórios no sentido em que a tensão de fase de saída do sistema não apresentou erro de fase nem de amplitude em regime estacionário, provando que o controlador repetitivo é capaz de eliminar o erro de rastreamento para um sinal de referência periódico.

Capítulo 6

Resultados Experimentais

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos com a plataforma experimental implementada no Laboratório de Eletrônica de Potência e Energias Renováveis da Universidade Federal do Rio Grande do Norte (LEPER/UFRN) do gerador de distúrbios utilizando a estratégia de controle proposta. Contudo, devido a plataforma experimental conter apenas um conversor de potência trifásico, foi dada prioridade à implementação da estrutura de controle de saída. A tensão no barramento CC foi gerada por meio do retificador não-controlado.

6.0.1 Descrição da Plataforma Experimental

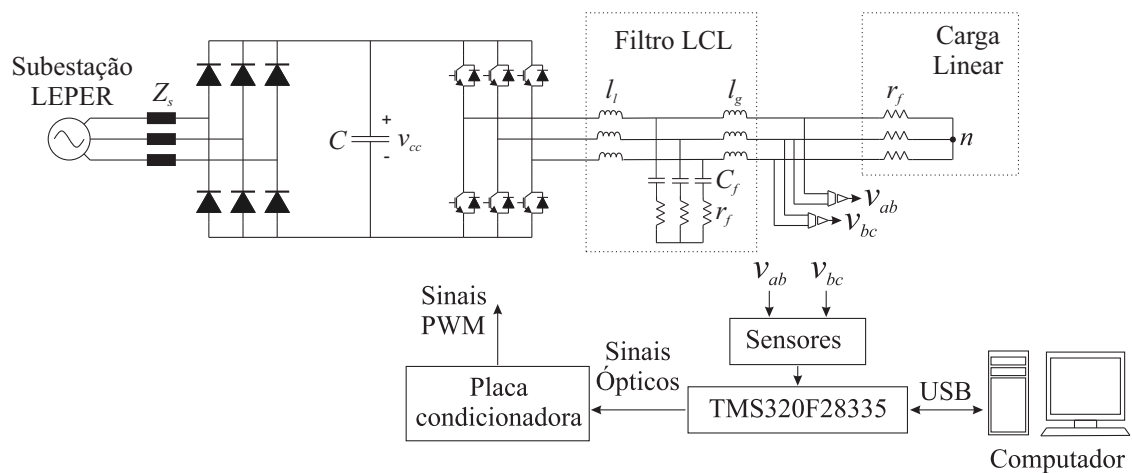


Figura 6.1: Diagrama de blocos da plataforma experimental.

A Figura 6.1 ilustra o diagrama da plataforma experimental implementada em laboratório. A subestação abrigada do LEPER/UFRN fornece uma tensão trifásica senoidal que é retificada por uma ponte trifásica completa de diodos dando origem a uma fonte de tensão CC que serve para o funcionamento do inversor. Essa técnica de retificação

não é ideal para esta aplicação pois o sinal resultante apresenta um *ripple* indesejado na tensão do barramento já que o banco de capacitores não possui uma capacitância infinita. Essa perturbação no barramento CC pode ser corrigida utilizando alguma estratégia de controle adequada, porém devido ao laboratório não dispor de sensores extras para realizar tal compensação, esse problema irá prejudicar a forma de onda dos sinais de saída do gerador.

O dispositivo DSP utilizado foi o kit TMS320F28335 eZdsP da Texas Instruments com o ambiente de trabalho *Code Composer Studio v 3.3*. no qual foi implementada a estratégia de controle utilizando a linguagem C. Esse DSP possui uma placa para coleta de dados com conversores A/D de 12 bits e opera com um período de amostragem de 100 microssegundos, podendo colher até 1000 pontos por ensaio.

As medições das tensões de linha são realizadas por sensores de efeito *Hall* que utilizam o transdutor de tensão LV20-P. Os sinais PWM gerados pelo DSP são enviados via fibra ótica para uma placa condicionadora, que tem a função de adequar o sinais para a execução da manobra das chaves do inversor de tensão. Esse conversor conta com um banco de capacitores de 2200 μF e seis chaves do tipo IGBT SKM50GB123D da Semikron que são acionadas por três drives SKHI-23 também da Semikron.

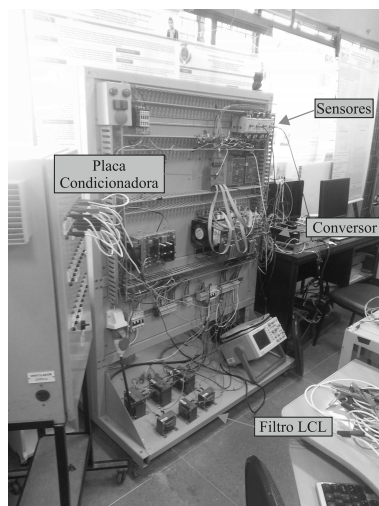


Figura 6.2: Plataforma experimental implementada.

A Figura 6.2 ilustra a plataforma experimental que foi utilizada para a obtenção dos resultados experimentais. Na figura observa-se a bancada contendo o componentes utilizados na etapa experimental.

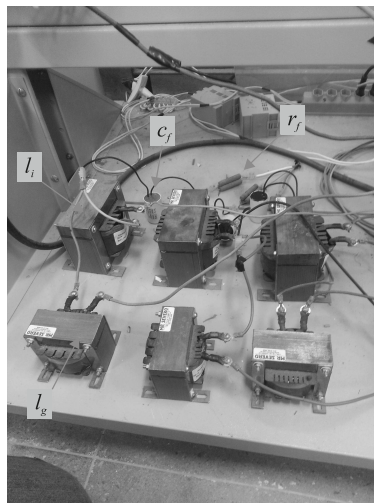


Figura 6.3: Filtro LCL.

A Figura 6.3 mostra o filtro LCL empregado no projeto. As bobinas l_i e l_g correspondem aos indutores do lado do inversor e do lado da carga respectivamente, c_f são os capacitores do filtro e r_f são os resistores de amortecimento.



Figura 6.4: Carga resistiva utilizada.

A Figura 6.4 mostra a carga resistiva utilizada no ensaio experimental.

Para a obtenção dos resultados, utilizou-se os componentes disponíveis em laboratório, logo, alguns parâmetros utilizados na plataforma experimental são diferentes dos parâmetros usados na etapa de simulação. Um exemplo, são as bobinas do filtro LCL que possuem um valor de indutância inferior ao especificado previamente, afetando a seletividade do filtro. Para contornar as dificuldades encontradas, foi preciso refazer algumas etapas do projeto dos controladores. Os parâmetros utilizados na plataforma experimental estão listados na tabela a seguir:

Tabela 6.1: Parâmetros da experiência

Parâmetros da etapa experimental	
Tensão na subestação	$v_{sa} = 127 V_{rms}, 60 \text{ Hz}$
Tensão média no barramento CC	$\bar{v}_{cc} = 310V$
Capacitor do filtro LCL	$c_f = 15\mu F$
Indutor do lado do conversor	$l_i = 1 \text{ mH}$
Indutor do lado da carga	$l_g = 0,4 \text{ mH}$
Resistor de amortecimento	$r_f = 1,8 \Omega$
Carga linear	$r_l = 143 \Omega$
Tensão nominal gerada CA	$v_{ca} = 70 V_{rms}$

Os controladores de ação instantânea e repetitiva foram implementados de acordo com a sequência de projeto apresentada no Capítulo 4 desta dissertação. Utilizando os valores presentes na Tabela 6.1, foram obtidos os seguintes controladores:

$$C(z) = \frac{0,00691z - 0,006219}{z}, \quad (6.1)$$

$$C_{cr}(z) = \frac{0,008z^2}{z^{167} - 0,2475z^2 - 0,495z - 0,2475z^{-1}}. \quad (6.2)$$

Os resultados experimentais são adquiridos após 0,4 segundo de funcionamento do sistema e possuem uma duração de 0,1 segundo. Para cada tipo de distúrbio, são mostrados os gráficos contendo o comportamento da tensão de saída para cada fase do sistema acompanhado da sua respectiva referência. Para os distúrbios de afundamento e elevação também são mostrados os gráficos contendo o valor médio quadrático dos sinais e para o distúrbio dos harmônicos é mostrado o espectro de frequência do sinal resultante.

6.0.2 Ensaio sem a Geração de Distúrbios

No ensaio, o sistema é ajustado para operar na condição sem a geração de distúrbios.

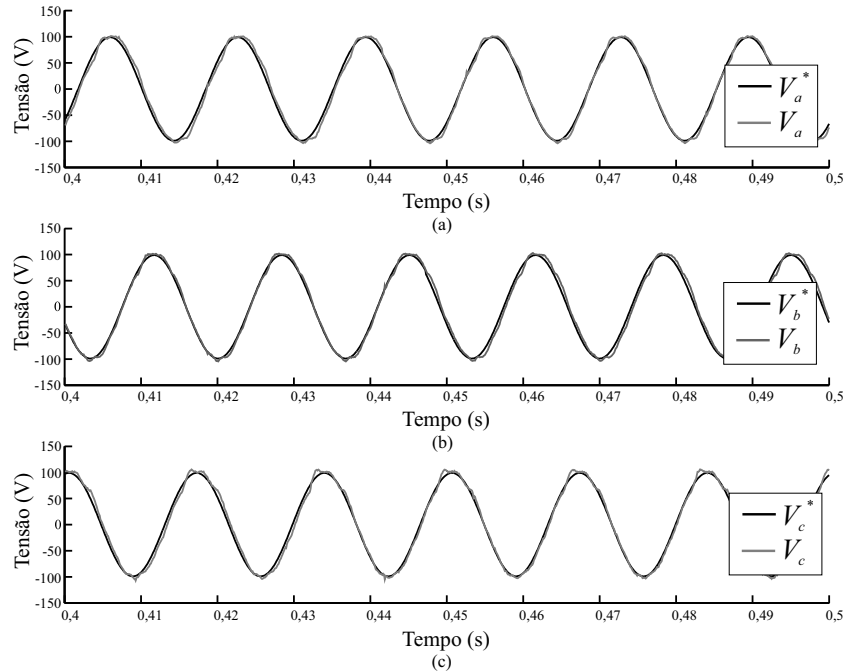


Figura 6.5: Formas de onda das tensões saída para o sistema operando sem a geração de distúrbios: (a) Fase A; (b) Fase B; (c) Fase C.

Pode-se observar que os sinais de saída de todas as fases acompanham propriamente as suas respectivas referências apresentando um erro de fase e amplitude bastante reduzidos e uma distorção harmônica total igual a aproximadamente 4,59%. O cálculo da distorção harmônica é baseado até a 25^a (vigésima quinta) componente harmônica e atende o regulamento do módulo 8 do PRODIST da ANEEL que estabelece que, para níveis de tensão inferior a 1 kV, a distorção harmônica de tensão permitida não pode ser superior a 10%.

6.0.3 Ensaio com Afundamento de Tensão

Neste ensaio, o gerador é programado para realizar um afundamento de tensão trifásico de 0,7 pu entre o instante de 0,435 segundo a 0,475 segundo.

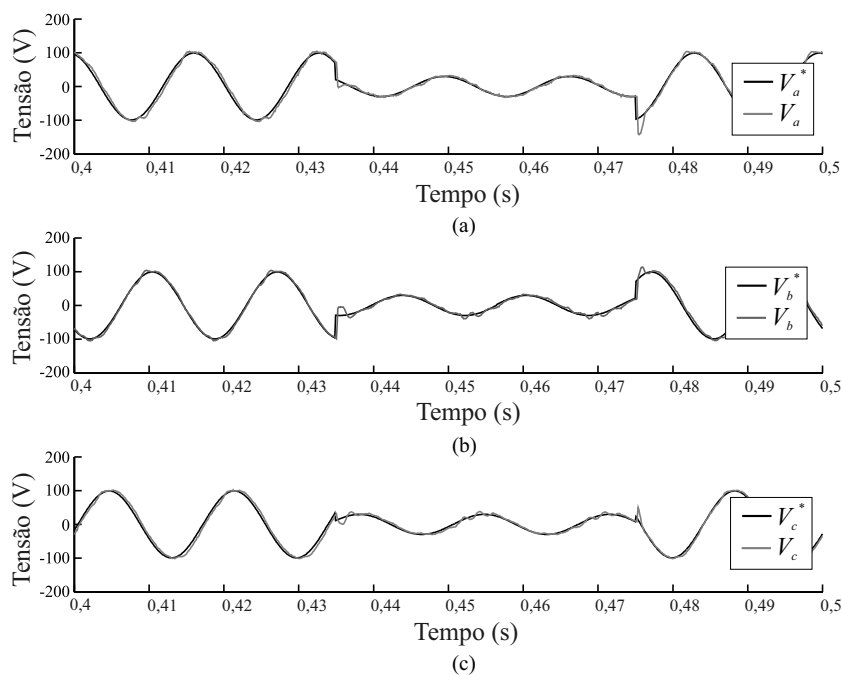


Figura 6.6: Formas de onda das tensões de saída com a geração de um afundamento de tensão trifásico de 0,7 pu: (a) Fase A; (b) Fase B; (c) Fase C.

A Figura 6.6 mostra o comportamento das tensões de saída para o afundamento de tensão. Observa-se que o valor da tensão do sinal de saída sofre uma redução como o esperado. A Figura 6.7 evidencia o afundamento de tensão, mostrando os valores eficazes por tempo dos sinais de referência e do sinal de saída do gerador de distúrbios.

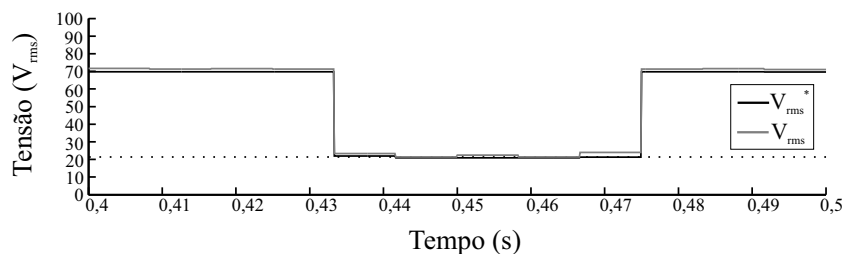


Figura 6.7: Valor RMS do sinal de referência e da saída do gerador durante o afundamento de tensão de 0,7 pu.

Na Figura 6.7, pode-se observar que os valores RMS da tensão de saída do gerador reduz de 71,28 pu para 21,37 pu aproximadamente, correspondendo a um afundamento com valor próximo a 0,7002 pu como era esperado.

6.0.4 Ensaio com Elevação de Tensão

Neste ensaio, o gerador é programado para realizar uma elevação de tensão trifásica de 0,2 pu entre os instantes de 0,435 segundo a 0,475 segundo.

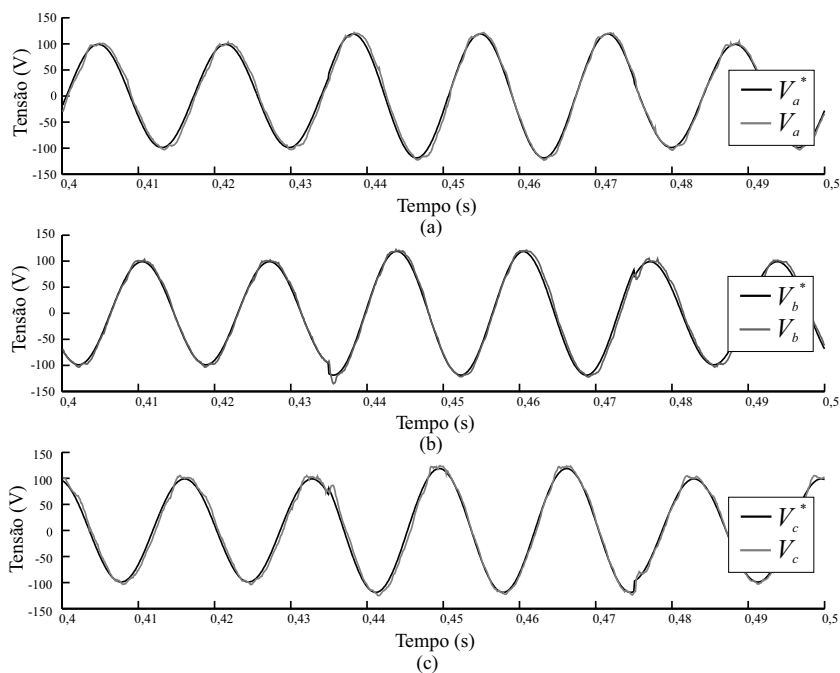


Figura 6.8: Formas de onda das tensões geração de uma elevação de tensão trifásico de 0,2 pu: (a) Fase A; (b) Fase B; (c) Fase C.

Observa-se que os sinais sofrem uma elevação como o esperado. Esse comportamento pode ser melhor observado na Figura 6.9 que mostra os valores médio quadrático por tempo dos sinais de referência e do sinal de saída do gerador de distúrbios.

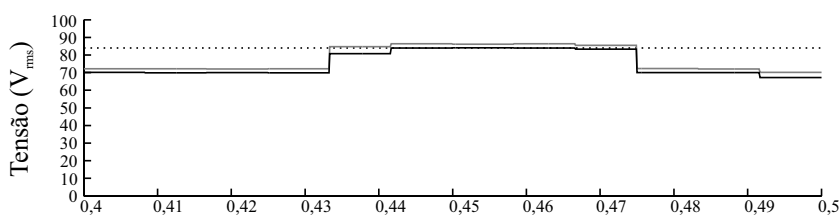


Figura 6.9: Valor RMS do sinal de referência e da saída do gerador durante a elevação de tensão.

Na Figura 6.9, observa-se que o valor RMS da tensão de saída do gerador eleva-se de aproximadamente 72,18 volts eficazes para 86,37 volts eficazes, compreendendo numa elevação de tensão de 0,1966 pu que está bem próximo do esperado. No gráfico do valor RMS, pode-se observar um ligeiro erro do sinal de saída em relação à referência.

Acredita-se que este problema esteja relacionado com a variação de tensão presente no barramento CC.

6.0.5 Ensaio com Geração de Harmônicos

Harmônicos de Quinta Ordem

Neste ensaio, o gerador é programado para introduzir uma componente harmônica de quinta ordem em cada uma das fases do sistema entre os instantes de 0,435 segundo e 0,475 segundo.

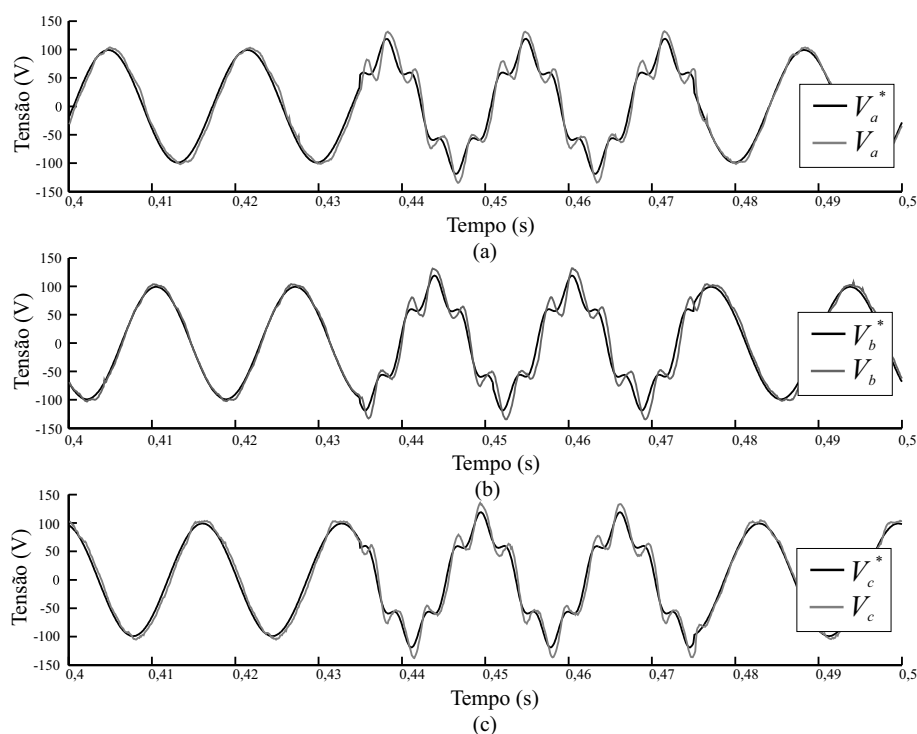


Figura 6.10: Formas de onda das tensões geração com a introdução de uma componente harmônica de quinta ordem nas três fases do sistema: (a) Fase A; (b) Fase B; (c) Fase C.

Observa-se na Figura 6.10 que o sinal de saída do gerador tem a sua forma alterada. Diferente do que ocorreu na etapa de simulação, pôde-se verificar que a resposta do sistema implementado em laboratório encontra dificuldade em seguir a referência durante a geração da componente harmônica de quinta ordem. Apesar desse problema, a resposta contém a componente harmônica desejada, como pode ser investigado com a Figura 6.11 que contém com o espectro de frequência do sinal durante a distorção.

Como esperado, pode-se observar no gráfico que as raias correspondentes a componente fundamental de 60 Hz e a componente de quinta ordem de 300 Hz em evidência.

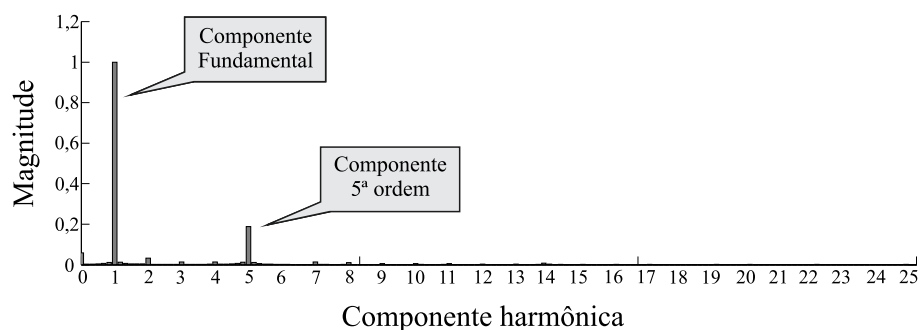


Figura 6.11: Espectro do sinal durante a inclusão do harmônico de quinta ordem.

Harmônicos de Sétima Ordem

Neste ensaio, o gerador é programado para introduzir uma componente harmônica de sétima ordem em cada uma das fases do sistema entre os instantes de 0,435 segundo e 0,475 segundo.

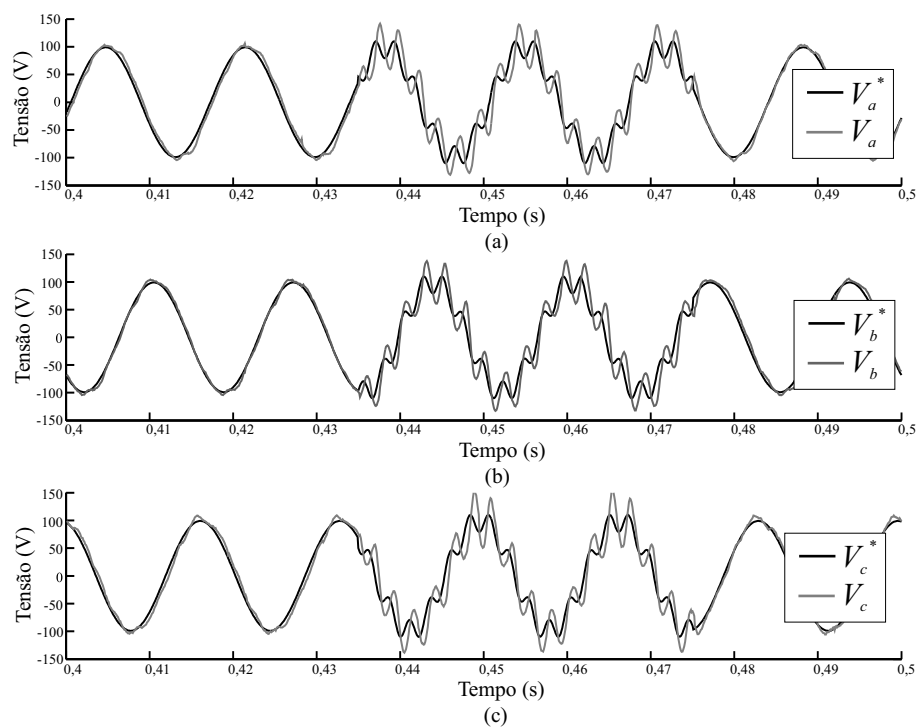


Figura 6.12: Formas de onda das tensões de geração com a introdução de um componente harmônico de sétima ordem nas três fases do sistema: (a) Fase A; (b) Fase B; (c) Fase C.

Nota-se na Figura 6.12 que o controlador apresenta dificuldade em acompanhar o sinal de referência durante o distúrbio. Apesar disso, o sinal de saída do gerador tem a sua forma alterada, contendo um componente harmônico de sétima ordem, como pode ser investigado na Figura 6.13 que contém com o espectro de frequência do sinal durante a

geração do componente harmônico de sétima ordem.

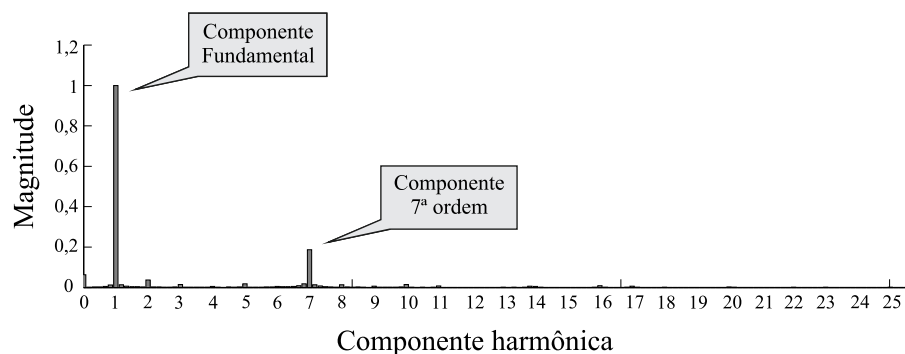


Figura 6.13: Espectro do sinal durante a inclusão do harmônico de sétima ordem.

Como esperado, pode-se observar no gráfico que as raias correspondentes a componente fundamental de 60 Hz e a componente de sétima ordem de 420 Hz em evidência.

6.1 Conclusões Sobre o Capítulo

Neste capítulo foi apresentada a plataforma experimental empregada. Também foi apresentado o diagrama do circuito a ser desenvolvido, foram mostrados os componentes e equipamentos utilizados na implementação da plataforma, por fim, foram apresentados os resultados obtidos em laboratório sobre o desempenho do gerador de distúrbios proposto.

Pela razão da bancada conter apenas um conversor trifásico, deu-se prioridade à implementação experimental da estrutura de controle do inversor. A tensão no barramento de corrente contínua é fornecida pela conversão da tensão alternada da subestação do laboratório utilizando um retificador não-controlado da bancada, porém o valor da tensão resultante é variável devido ao *ripple* resultante da retificação. O barramento CC está ligado ao inversor trifásico que gera os sinais de saída para a carga linear que está conectada ao inversor por meio do filtro LCL com amortecimento passivo. O controle da tensão de saída do gerador foi realizado utilizando-se as ações conjuntas do controlador PD e do controlador repetitivo modificado. Para a etapa experimental, os controladores tiveram que ser reprojatados a fim de atender à planta de controle configurada pelos componentes do laboratório.

Foram obtidos os resultados experimentais com o gerador de distúrbios operando com a geração de um afundamento de tensão trifásico, com a geração de um elevação de tensão trifásica e com a introdução de uma componente harmônica em cada uma das fases

do sistema. Assim como nas simulações, os resultados experimentais mostraram-se aceitáveis, visto que as tensões de fase de saída do sistema seguem os seus respectivos sinais de referência. Nos ensaios com afundamento e elevação, observa-se nos gráficos correspondentes que há um pequeno erro no valor RMS do sinal de saída e da referência que pode ter sido causado pela tensão variável no barramento CC resultante da técnica de retificação empregada. Nos ensaios com harmônicos, pode-se observar que o controlador encontra dificuldade para seguir o sinal de referência, porém observa-se que o sinal de saída contém o componente harmônico desejado.

Capítulo 7

Conclusões

7.1 Conclusões Gerais

Nesta dissertação foi apresentado um estudo sobre os distúrbios elétricos que afetam sistemas elétricos modernos. Também falou-se sobre a importância desse estudo para a manutenção da qualidade da energia elétrica. Foram apresentados os principais geradores de distúrbios presentes no mercado e em diversos trabalhos, ressaltando o princípio de funcionamento, as vantagens e as desvantagens de cada um.

Foi proposto um gerador de distúrbios elétricos utilizando conversores de potência, obtendo uma topologia que resume-se a um arranjo CA-CC-CA. Com essa configuração é possível reduzir o custo de implementação e as dimensões do sistema, visto que não são necessários grandes transformadores para a conversão de tensão, e é possível empregar uma estratégia de controle no chaveamento dos conversores, possibilitando a geração de sinais com amplitude e duração dentro de uma faixa de valores contínuos. Essa funcionalidade não pode ser vista nos geradores de distúrbios, apresentados no capítulo 3 deste trabalho, que fazem o uso de autotransformadores, nos quais a variedade de valores para a amplitude do sinal gerado depende dos enrolamentos disponíveis do autotransformador.

A tensão do barramento CC é imposta pelo conversor de tensão ligado à fonte senoidal. Para regular a tensão CC utiliza-se uma estratégia de controle em malha dupla na qual o controlador de tensão gera o sinal de referência para o controle da corrente no barramento CA que utiliza o sistema de referências ortogonal girante. O produto do sistema proposto, que são os sinais com distúrbios, são gerados pelo conversor de tensão ligado à carga. O controle desse conversor é realizado pela junção de um controlador PD digital e um controlador repetitivo, que utiliza o princípio do modelo interno para obter erro de rastreamento nulo de sinais de referência periódicos ou para rejeitar distúrbios periódicos.

Para validar o funcionamento do gerador de distúrbios proposto, realizou-se simulações e ensaios experimentais nos quais procurou-se avaliar a capacidade da ação de

controle repetitivo em rastrear a referência periódica. Na etapa de simulação, a tensão do barramento CC era regulada por um conversor controlado, garantindo o nível de tensão desejado com valor fixo. Os resultados de simulações mostraram-se eficientes em todos os casos, a estratégia de controle adotada consegue eliminar o erro de fase e amplitude para sinais de referência periódicos. Na etapa experimental, a tensão do barramento CC era fornecida pela subestação abrigada do laboratório cuja tensão alternada era convertida para tensão contínua por meio de um retificador de onda completa por ponte de diodos para o funcionamento do sistema. Esse método de retificação não é o mais adequado para a aplicação deste trabalho, pois o sinal resultante dessa conversão apresenta um *ripple* indesejado. Os resultados experimentais mostraram-se aceitáveis, embora o problema da tensão variável no barramento CC prejudicou o formato da onda do sinal de saída.

O gerador de distúrbios implementado em laboratório trabalha com uma potência máxima de aproximadamente 1,7 KVA. Este é um dispositivo construído em dimensões reduzidas para fins de estudo. Em aplicações para altas potências, como o ensaio de geradores eólicos com aproximadamente 2 MVA, deve-se utilizar topologias de conversores multinível ou conversores em paralelo pois são topologias que são capazes de suportar os altos valores de tensão e corrente em seus condutores e de assegurar um baixo conteúdo harmônico (YIN et al., 2012).

7.2 Atividades Futuras

Como continuidade deste trabalho, as seguintes atividades podem ser sugeridas como trabalhos futuros:

- Implementar o modelo proposto em bancada.
- Utilização de topologias de conversores multinível.
- Aprimorar a interface gráfica para a geração de múltiplos distúrbios.
- Estudo de alternativas para o aumentar a variedade de distúrbios a serem gerados.
- Aprimoramento de técnicas de compensação da componente de sequência zero para a geração de distúrbios assimétricos.

Referências Bibliográficas

AELOÍZA, E. C. et al. A real time method to estimate electrolytic capacitor condition in pwm adjustable speed drives and uninterruptible power supplies. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC'05. IEEE 36th*. [S.l.], 2005. p. 2867–2872.

ALMEIDA, J. Álvaro Jardim de. *P&D no setor elétrico brasileiro : um estudo de caso na Companhia Hidro Elétrica do São Francisco*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco(UFPE), Recife-PE, janeiro 2008.

ANEEL, A. N. de E. E. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST - Módulo 8 - Qualidade de Energia Elétrica*. [S.l.: s.n.], 2008.

ANSI. *American National Standard for Electric Power Systems and Equipment — Voltage Ratings (60 Hertz)*. 2006.

BRUMSICKLE, W. E. et al. Dynamic sag correctors: cost-effective industrial power line conditioning. *Industry Applications, IEEE Transactions on, IEEE*, v. 37, n. 1, p. 212–217, 2001.

CAICEDO, J. et al. The state of the art and new developments in voltage sag immunity. *Ingeniería e investigación*, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Colombia., v. 31, n. 2, p. 81–87, 2011.

CANDIDO, C. K. S. S. *Classificação de Distúrbios na Rede Elétrica Usando Redes Neurais e Wavelets*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte(UFRN), jul. 2008.

CHEN, Y. Q. et al. Iterative learning control and repetitive control in hard disk drive industry—a tutorial. In: IEEE. *Decision and Control, 2006 45th IEEE Conference on*. [S.l.], 2006. p. 2338–2351.

CHOI, J.-W.; KIM, Y.-K.; KIM, H.-G. Digital pll control for single-phase photovoltaic system. *IEE Proceedings-Electric Power Applications, IET*, v. 153, n. 1, p. 40–46, 2006.

CHUNG, S. Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems. In: IET. *Electric Power Applications, IEE Proceedings-*. [S.l.], 2000. v. 147, n. 3, p. 213–219.

- CHUNG, Y. et al. Voltage sag and swell generator with thyristor controlled reactor. In: IEEE. *Power System Technology, 2002. Proceedings. PowerCon 2002. International Conference on*. [S.l.], 2002. v. 3, p. 1933–1937.
- CHUNG, Y. et al. Voltage sag, swell and flicker generator with series injected inverter. In: IEEE. *Power Engineering Society General Meeting, 2005. IEEE*. [S.l.], 2005. p. 1308–1313.
- COLLINS, E.; MORGAN, R. A three-phase sag generator for testing industrial equipment. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 11, n. 1, p. 526–532, 1996.
- COLNAGO et al. The new brazilian power quality standard and a low cost device meter. *Energy & Power Engineering*, v. 4, n. 3, 2012.
- DIXIT, J.; YADAV, A. *Electrical power quality*. [S.l.]: Laxmi Publications, Ltd., 2010.
- ELONGO. *Unbalanced Voltages and Electric Motors: Causes and Consequences*. 1999. Disponível em: <<http://www.elongo.com/pdfs/voltages.PDF>>.
- FLORES, J. V. et al. Síntese de controladores repetitivos chaveados: uma aplicação a fontes ininterruptas de energia (ups). *Revista Controle & Automação da Sociedade Brasileira de Automática*, SciELO Brasil, v. 22, n. 2, p. 184–200, 2011.
- FUCHS, E.; MASOUM, M. A. S. *Power Quality in Electrical Machines and Power Systems*. [S.l.]: Elsevier, 2008.
- GNOATTO, C. L. *Estratégias de controle repetitivo para aplicação em sistemas de alimentação ininterrupta de energia*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná(UTFPR), Pato Branco - PR, 2011.
- GOSBELL, V. J. *Voltage Unbalance*. [S.l.], 2002.
- HAN, H.-S. et al. An scr thyristor based three-phase voltage disturbance generator. *Journal of International Conference on Electrical Machines*, v. 1, p. 372–378, 2012.
- IEC. *61000-4-30. Testing and measurement techniques - Power quality measurement methods*. 2003.
- IEEE. *IEEE Std. 599-1985 - Definitions of Power Systems Data Transmission and Related Channel Terminology*. [S.l.]: New York: IEEE Press, 1985.
- IEEE. *IEEE Std. 446-1995 - Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications*. [S.l.]: New York: IEEE Press, 1995.
- IEEE. *IEEE Std. 1100-1999. IEEE Recommended Practice for Powering and Grounding Electronic Equipment*. [S.l.]: New York: IEEE Press, 1999.
- IEEE. *IEEE 100 The Authoritative Dictionary of IEEE Standards Terms*. [S.l.]: New York: IEEE Press, 2000.

- IEEE. *IEEE Std. 519-2000 - Recommend Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*. [S.l.]: New York: IEEE Press, 2000.
- IEEE. *IEEE Std. 1159-2009. IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality Industrial and Commercial Applications*. [S.l.]: New York: IEEE Press, 2009.
- JIUHE, W. et al. Study on power decoupling control of three phase voltage source pwm rectifiers. In: IEEE. *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International*. [S.l.], 2006. v. 1, p. 1–5.
- LEYVA-RAMOS, J. et al. Analog circuits to implement repetitive controllers for tracking and disturbance rejection of periodic signals. *Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 52, n. 8, p. 466–470, 2005.
- MA, Y.; KARADY, G. G. A single-phase voltage sag generator for testing electrical equipments. In: IEEE. *Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2008. T&D 2008. IEEE/PES*. [S.l.], 2008. p. 1–5.
- MALESANI, L. et al. Ac/dc/ac pwm converter with minimum energy storage in the dc link. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC'93. Conference Proceedings 1993., Eighth Annual*. [S.l.], 1993. p. 306–311.
- MANN, A. et al. The design of a low-power low-noise phase lock loop. In: IEEE. *Quality Electronic Design (ISQED), 2010 11th International Symposium on*. [S.l.], 2010. p. 528–531.
- MARGOLIS, S. The response of a phase-locked loop to a sinusoid plus noise. *Information Theory, IRE Transactions on*, IEEE, v. 3, n. 2, p. 136–142, 1957.
- MAZUMDER, S. Dsp based implementation of a pwm ac/dc/ac converter using space vector modulation with primary emphasis on the analysis of the practical problems involved. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC'97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual*. [S.l.], 1997. v. 1, p. 306–312.
- MCGRANAGHAN, M. F.; DUGAN, R.; BETY, H. W. *Electrical Power Systems Quality*. [S.l.]: McGraw-Hill Professional, 2004.
- MICHELS, L. *Metodologia de Projeto de Fontes Ininterruptas de Energia Monofásicas Empregando Controladores de Ação Repetitiva Auxiliar no Estágio de Saída*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria(UFSM), dez. 2006.
- MILOSEVIC, M. Decoupling control of d and q current components in three-phase voltage source inverter. In: *Power Systems Conference and Exposition (PSCE), Atlanta, USA, October 2006*. [S.l.: s.n.], 2003.
- NAIDOO, R.; PILLAY, P. A new method of voltage sag and swell detection. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 22, n. 2, p. 1056–1063, 2007.

- NHO, E. et al. Reduced voltage drop characteristics of the series transformer in a voltage disturbance generator. In: IEEE. *Power Electronics, 2007. ICPE'07. 7th International Conference on*. [S.l.], 2007. p. 338–342.
- NHO, E.-C. et al. Cost-effective power quality disturbance generator for the performance test of custom power devices. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE*. [S.l.], 2004. v. 2, p. 1606–1610.
- OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. [S.l.]: PEARSON Prentice-Hall, 2009.
- PEÑA, R. et al. A cage induction generator using back to back pwm converters for variable speed grid connected wind energy system. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, 2001. IECON'01. The 27th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2001. v. 2, p. 1376–1381.
- POMILIO, J. A.; DECKMANN, S. M. *Distúrbios que Afetam a Qualidade de Energia*. [S.l.]: Universidade Estadual de Campinas(UNICAMP), 2010.
- REZNIK, A. et al. Lcl filter design and performance analysis for grid interconnected systems. In: *The 7th International Conference on Power Electronics*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1133–1138.
- ROCHA, T. de O. A. *Estratégia de Controle Robusto para Interconexão de Sistemas PV Trifásicos à Rede Elétrica*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte (UFRN), jan. 2014.
- ROSS, I. K. P.; MIEE; INC., O. Voltage sags: An explanation - causes, effects and correction - part i. *Electricity Today*, v. 19, p. 37–39, 2007.
- SANKARAN, C. *Power quality*. [S.l.]: CRC press, 2001.
- SANTOSO, S. *Power Quality Requirements for Reliability: Towards 'Perfect' Power Quality*. [S.l.]: University of Texas, 2007.
- SHE, J.-H. et al. Simultaneous optimisation of the low-pass filter and state-feedback controller in a robust repetitive-control system. *IET control theory & applications*, IET, v. 4, n. 8, p. 1366–1376, 2010.
- SILVA, M. et al. Emi filter design of a three-phase buck-type pwm rectifier for aircraft applications. *Seminário Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación*, p. 85–89, 2011.
- STEINBUCH, M. Repetitive control for systems with uncertain period-time. *Automatica*, Elsevier, v. 38, n. 12, p. 2103–2109, 2002.
- TALLAM, R. M.; LUKASZEWSKI, R. A. Voltage sag and unbalance generator for power quality testing of adjustable speed drives. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*. [S.l.], 2013. p. 4565–4571.

- TEKE, A. et al. A practical disturbance generator to test performances of various power quality mitigation devices. *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, v. 21, n. 1, 2012.
- TESTA, A. et al. Interharmonics: theory and modeling. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 22, n. 4, p. 2335–2348, 2007.
- TSAI, M.-C.; YAO, W.-S. Design of a plug-in type repetitive controller for periodic inputs. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 10, n. 4, p. 547–555, 2002.
- WANG, P.; VACHTSEVANOS, G. Fault prognostics using dynamic wavelet neural networks. *AI EDAM*, Cambridge Univ Press, v. 15, n. 4, p. 349–365, 2001.
- WORLD, P. Q. *POWER QUALITY BASICS: VOLTAGE SWELL*. 2011. Disponível em: <<http://www.powerqualityworld.com/2011/04/voltage-swell-power-quality-basics.html>>.
- WU, X.; PANDA, S.; XU, J. Design of a plug-in repetitive control scheme for eliminating supply-side current harmonics of three-phase pwm boost rectifiers under generalized supply voltage conditions. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 25, n. 7, p. 1800–1810, 2010.
- YIN, Z. et al. Multi objectives operation of cascade inverter-based voltage quality disturbance generator. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 3699–3706.
- ZHAO, Q. et al. Improved cascade-type repetitive control of grid-tied inverter with lcl filter. In: IEEE. *Control Automation Robotics & Vision (ICARCV), 2014 13th International Conference on*. [S.l.], 2014. p. 1439–1443.

Apêndice A

Resultados Complementares

Neste apêndice, são reunidos alguns resultados que complementam a análise dos resultados experimentais desta dissertação. Os resultados a serem apresentados foram obtidos em ensaios sem a presença do controle repetitivo na geração da tensão de saída.

A.1 Ensaio em malha aberta

Este ensaio foi obtido utilizando diretamente o sinal de referência para a geração do sinal PWM que comanda a abertura dos interruptores do inversor trifásico.

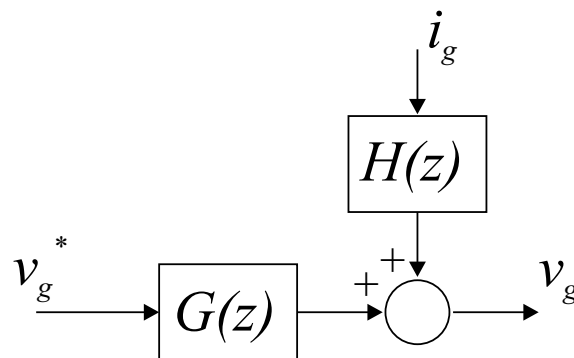


Figura A.1: Diagrama do ensaio em malha aberta

A Figura A.1 ilustra o diagrama de blocos do ensaio em malha aberta no qual a referência é utilizada diretamente com sinal de controle, portanto, não há realimentação.

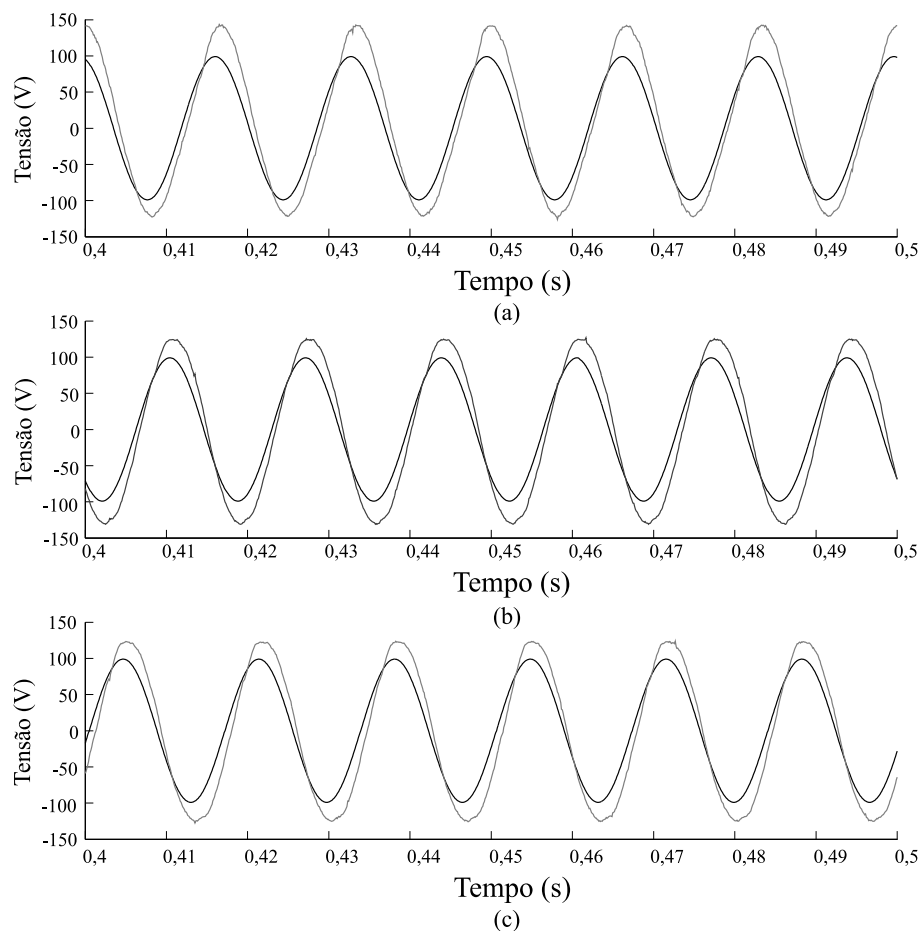


Figura A.2: Afundamento de tensão em malha aberta.

A Figura A.2 mostra o desempenho do sistema em malha aberta. Observa-se claramente o atraso de fase e o desvio de amplitude do sinal de saída em relação ao sinal de referência.

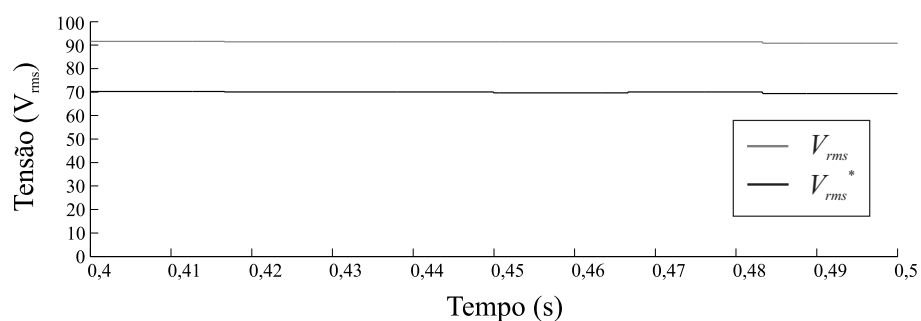


Figura A.3: Tensão RMS de referência e da saída em malha aberta.

A Figura A.3 mostra o gráfico do valor RMS da tensão de referência e do sinal de saída do gerador de distúrbios no ensaio em malha aberta no qual pode-se verificar claramente o

desvio de amplitude do sinal em regime permanente que corresponde a aproximadamente a 21 V eficazes.

A.2 Ensaio em malha fechada com controlador PD

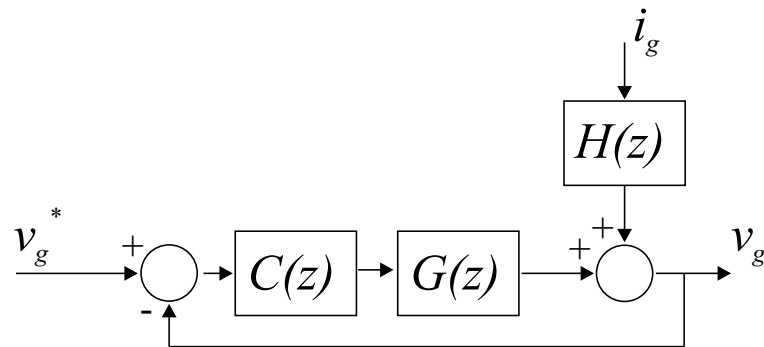


Figura A.4: Diagrama do ensaio com o controlador digital

A Figura A.4 ilustra o diagrama de blocos do ensaio em malha fechada utilizando apenas o controlador PD.

A Figura A.5 mostra o desempenho do sistema em malha fechada com o controlador PD. Observa-se o atraso de fase mantém-se evidente, mas a amplitude do sinal de saída aproxima-se à do sinal de referência. A Figura A.6 torna mais clara esta última afirmativa expondo o valor eficaz dos sinais em questão, na qual observou-se que um desvio de amplitude de aproximadamente 2,35 V eficazes.

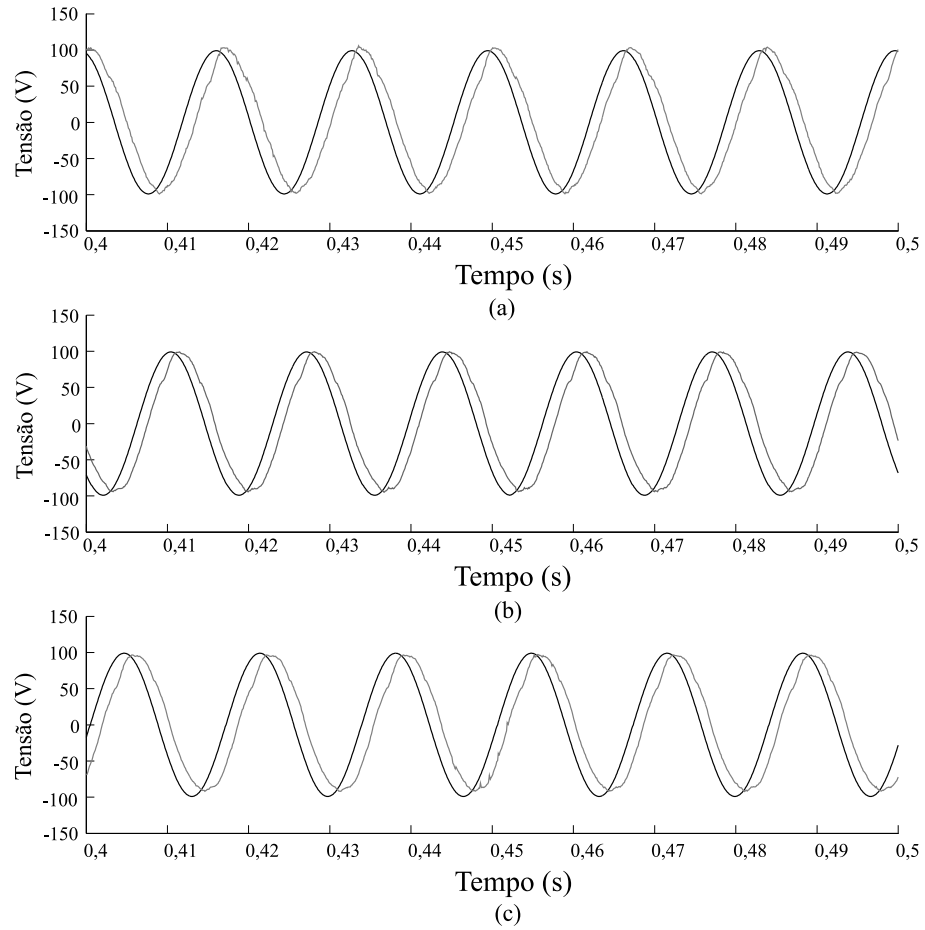


Figura A.5: Afundamento de tensão com o controlador em malha fechada

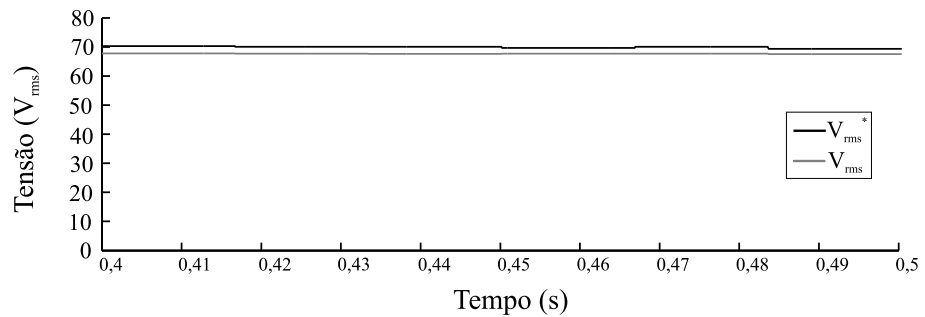


Figura A.6: Tensão eficaz de referência e da saída do controle em malha fechada com controlador PD.

Apêndice B

Interface Gráfica

Para auxiliar o usuário na operação do gerador de distúrbios, sem a necessidade de um conhecimento pleno sobre linguagens de programação ou de comandos, foi desenvolvida uma interface gráfica utilizando a ferramenta *GUIDE* do Matlab R2011a. A interface gráfica está ilustrada na Figura B.1 e conta com um painel no qual pode-se selecionar o valor RMS das tensões e um outro painel no qual é escolhido a amplitude e a ordem do componente harmônico a ser incluída em cada uma das tensões de fase de saída durante o período de distúrbio. Ainda há a possibilidade do usuário pré-visualizar o sinal de referência a ser enviado para a estrutura de controle do dispositivo no domínio do tempo e também no domínio da frequência, utilizando o algoritmo *FFT* (do inglês, *Fast Fourier Transform*).

O botão "Conectar"habilita a comunicação entre o computador e um determinado dispositivo processador digital que, por sua vez, aciona os interruptores do inversor de tensão e lê os sinais dos sensores de tensão e corrente. O botão "Gerar código"faz com que as informações especificadas pelo usuário na interface sejam reunidas e, a partir delas, seja elaborado o código que será utilizado para programar o processador digital. O botão "Iniciar"executa a função de ativar o funcionamento do processador digital após a etapa de programação. O botão "Parar"interrompe a função do processador.

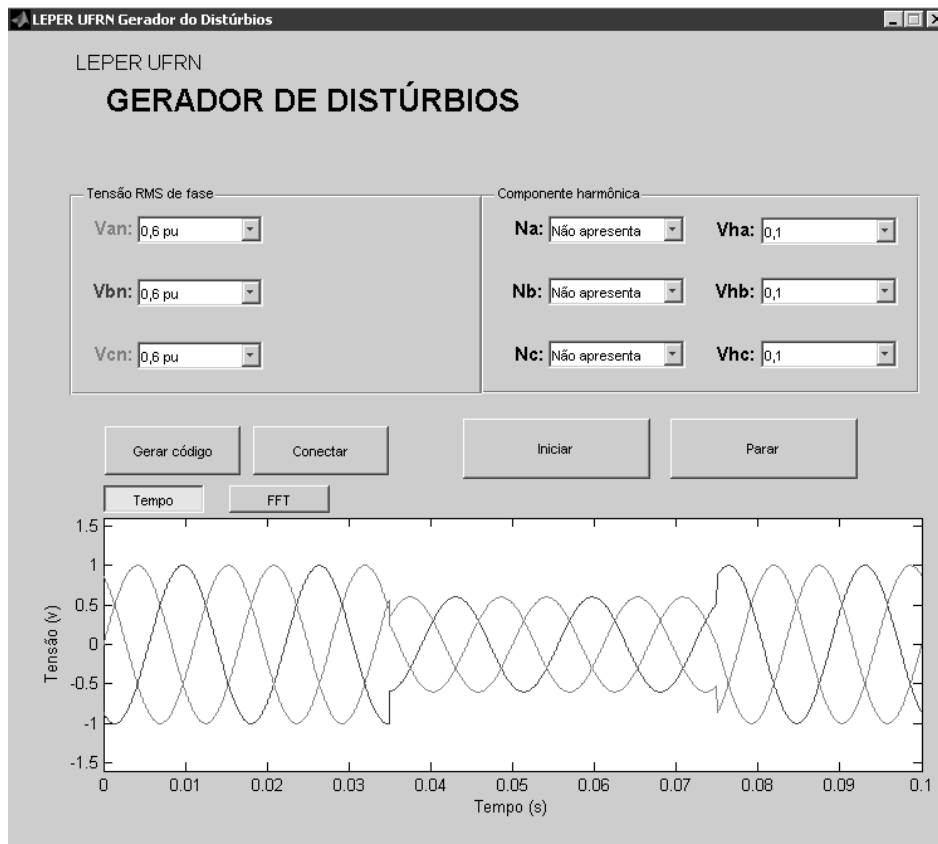


Figura B.1: Interface gráfica do gerador de distúrbios proposto