

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**Controle GDSC Aplicado a um Restaurador
Dinâmico de Tensão**

Valéria da Silva Santos

Valéria da Silva Santos

Controle GDSC Aplicado a um Restaurador
Dinâmico de Tensão

Recife

2015

Valéria da Silva Santos

Controle GDSC Aplicado a um Restaurador Dinâmico de Tensão

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Processamento de Energia.

Orientador: Francisco de Assis dos Santos Neves
Coorientador: Gustavo Medeiros de Souza Azevedo

Recife
2015

Catálogo na fonte
Bibliotecária Valdicéa Alves, CRB-4 / 1260

S237c Santos, Valéria da Silva.
Controle GDSC Aplicado a um Restaurador Dinâmico de Tensão/ Valéria da
Silva Santos -, 2015.
98folhas, Il. Tabs. Abr., Sigl. e Simb.

Orientador: Prof. Dr. Francisco de Assis dos Santos Neves.
Coorientador: Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2015.
Inclui Referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Qualidade de energia. 3. Controle de corrente e tensão.
4. Restaurador dinâmico de tensão. I. Santos Neves, Francisco de Assis dos
(Orientador). II. Azevedo, Gustavo Medeiros de Souza (Coorientador). III. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.) BCTG/2017 - 16



Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

VALÉRIA DA SILVA SANTOS

TÍTULO

*“CONTROLE GDSC APLICADO A UM
RESTAURADOR DINÂMICO DE TENSÃO”*

A comissão examinadora composta pelos professores: FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, DEE/UFPE, GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO, DEE/UFPE; MARCELO CABRAL CAVALCANTI, DEE/UFPE e HELBER ELIAS PAZ DE SOUZA, IFPE, sob a presidência do primeiro, consideram a candidata **VALÉRIA DA SILVA SANTOS APROVADA.**

Recife, 25 de fevereiro de 2015.

CECILIO JOSÉ LINS PIMENTEL
Coordenador do PPGE

FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES
Orientador e Membro Titular Interno

HELBER ELIAS PAZ DE SOUZA
Membro Titular Externo

GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO
Coorientador e Membro Titular Interno

MARCELO CABRAL CAVALCANTI
Membro Titular Interno

Dedico este trabalho à minha família.

Agradecimentos

Primeiramente a Deus que permitiu que tudo isso acontecesse, ao longo de minha vida e que sempre me deu forças para alcançar meus objetivos.

Aos meus pais, Luiz e Hozana por todo amor, por todo incentivo para que eu alcançasse meus sonhos e pelo apoio incondicional em todos os momentos.

Ao meu esposo Rodrigo que acompanhou de perto todo caminho percorrido até a finalização deste trabalho, sempre apoiando minhas decisões. Pelo incentivo nas horas difíceis, de desânimo e cansaço e por toda compreensão.

Aos amigos que fizeram parte da minha formação e que sempre me incentivaram e apoiaram, partilhando minhas alegrias e tristezas, compreendendo minhas ausências e acompanhando de perto ou de longe o desenvolvimento deste trabalho.

Ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal de Pernambuco (UFPE) e a todos os professores e alunos do Grupo de Eletrônica de Potência de Acionamentos Elétricos (GEPAE) da UFPE. Pelo apoio, companheirismo e conhecimento compartilhado.

Aos membros da banca examinadora, Prof. Marcelo Cavalcanti e Prof. Helber Souza, por aceitarem o convite e pelas sugestões e comentários para a melhoria desta Dissertação. E ao meu orientador, Prof. Francisco Neves, e ao meu coorientador, Prof. Gustavo Azevedo pelos seus ensinamentos, orientações e pela infinita disponibilidade e paciência na realização deste trabalho.

A todos meus sinceros agradecimentos.

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

Resumo

Este trabalho apresenta uma nova estratégia de controle de grandezas trifásicas capaz de seguir sinais de referência desbalanceados e distorcidos utilizada em restauradores dinâmicos de tensão (DVR). Uma vez que os controladores são implementados em referencial estacionário $\alpha\beta$, propõe-se também uma estratégia para a geração das tensões de referência para o DVR que não necessite da realização de transformação de coordenadas para referencial síncrono. O controlador proposto é baseado na generalização de cancelamento por sinal atrasado (*Generalized Delayed Signal Cancellation* – GDSC), de onde é retirada a propriedade de seguimento rápido e preciso de um sinal trifásico de ordem harmônica e sequência específicas e apresenta ganho infinito para o vetor tensão de sequência positiva e frequência fundamental e para determinadas componentes harmônicas de sequência positiva ou negativa especificadas. As principais vantagens são: possibilidade de controlar várias componentes harmônicas com o mesmo controlador e selecionar as componentes que se deseja controlar. Para validar e demonstrar o bom desempenho do gerador de referências e das técnicas de controle propostas, resultados de simulação realizados por meio do *software* MATLAB® e resultados experimentais em um protótipo de um DVR são apresentados.

Palavras-chave: Qualidade de Energia. Controle de corrente e tensão. Restaurador Dinâmico de Tensão.

Abstract

This dissertation presents a new control strategy of three-phase quantities capable of following unbalanced and distorted reference signals, applied in the control of dynamic voltage restorers (DVR). Since the controllers are implemented in the stationary $\alpha\beta$ reference frame, a strategy for the generation of the DVR reference voltages is also proposed, which does not require performing coordinate transformation for a synchronous reference frame. The proposed controller is based on the (*Generalized Delayed Signal Cancellation Transform* – GDSC). The GDSC has the ability of fast and accurate tracking of a specific harmonic positive- or negative-sequence component of a three-phase signal, while the proposed GDSC-based controller has infinite gain for the positive-sequence fundamental-frequency component and also for a set of components with frequencies and sequences specified by the user. The main advantage is the possibility of controlling several vector harmonic components with the same controller. To validate the control technique and demonstrate its good performance, simulation results obtained using the MATLAB® software and experimental results performed on a prototype a DVR are displayed.

Keywords: Power Quality. Voltage and Current Control. Dynamic Voltage Restorer.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Representação de um DVR.	19
Figura 2 – DVR com suprimento de energia via sistema independente.	21
Figura 3 – Configuração do DVR com fornecimento de energia pela própria rede.	22
Figura 4 – Configuração do DVR utilizando um retificador controlado	23
Figura 5 – Configuração do DVR com suprimento de energia ao barramento CC no lado da carga.	24
Figura 6 – Configuração de um DVR com suprimento de energia através de uma fonte adicional.	25
Figura 7 – Componentes básicos de um DVR.	27
Figura 8 – Transformação do referencial abc para $\alpha\beta$	31
Figura 9 – Transformação do referencial abc para dq	32
Figura 10 – Transformação do referencial $\alpha\beta$ para dq	33
Figura 11 – Vetor $\vec{S}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(hs)}$, $h_s\theta_d$ radianos atrasado com relação à componente harmônica $\vec{S}_{\alpha\beta}^{(hs)}$	36
Figura 12 – Componente vetorial fundamental atual (\vec{S}^{+1}) e k_d amostras atrasado $\vec{S}_{\theta_d}^{+1}$	37
Figura 13 – Diagrama das transformações GDSC em cascata e componentes eliminadas.	39
Figura 14 – Diagrama básico da planta com o controlador.	41
Figura 15 – Bloco GDSC.	42
Figura 16 – Diagrama de blocos do controlador GDSC.	43
Figura 17 – Estrutura do filtro FIR.	44
Figura 18 – Diagrama de Bode do controlador GDSC com filtro FIR.	45
Figura 19 – DVR e blocos funcionais de controle.	47
Figura 20 – Diagrama de um LPF.	48
Figura 21 – Equivalência entre os sistemas dq e $\alpha\beta$	49
Figura 22 – Diagrama de blocos GRT-NF.	50
Figura 23 – Diagrama de Bode de Y e Q para $\tau = 10ms$	51
Figura 24 – Comparação entre a resposta do GRT-LPF e GRT-NF para um afundamento trifásico de 50%.	52
Figura 25 – Comparação entre a resposta do GRT-LPF e GRT-NF para um afundamento com 70% de sequência positiva e frequência fundamental e 30% de sequência negativa.	53
Figura 26 – Comparação entre a resposta do GRT-LPF e GRT-NF para 10% de 5 th harmônico.	54
Figura 27 – Diagrama de blocos do controle PR.	56
Figura 28 – Diagrama de blocos do controle GDSC.	57
Figura 29 – Diagrama de blocos do gerador de referências e controles de tensão e corrente.	57

Figura 30 – Topologia utilizada na simulação.	60
Figura 31 – Afundamento bifásico de curta duração com 50% da tensão remanescente. Traços: (1) - Tensões no PCC [V]; (2) - Tensões na carga compensada pelo DVR [V]; (3) - Correntes no DVR [A].	61
Figura 32 – Controle de corrente (eixo α). Traços: (1)- Corrente α de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].	62
Figura 33 – Controle de corrente (eixo β). Traços: (1)- Corrente β de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].	63
Figura 34 – Controle de tensão (eixo α). Traços: (1) - Tensão α de referência [V]; (2) - Tensão medida [V]; (3) - Erro entre a tensão de referência e a medida [V]. .	64
Figura 35 – Controle de tensão (eixo β). Traços: (1) - Tensão β de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V]. . .	64
Figura 36 – Curva ITIC e tensões na carga no momento do afudamento de tensão.	65
Figura 37 – Afundamento trifásico de curta duração com 50% da tensão remanescente utilizando uma carga não linear. Traços: (1)- Tensões no PCC [V]; (2)- Tensões na carga compensada pelo DVR [V]; (3)- Correntes no DVR [A]. .	66
Figura 38 – Controle de corrente (eixo α). Traços: (1)- Corrente α de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].	67
Figura 39 – Controle de corrente (eixo β). Traços: (1)- Corrente β de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].	67
Figura 40 – Controle de tensão (eixo α). Traços: (1)- Tensão α de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V]. . .	68
Figura 41 – Controle de tensão (eixo β). Traços: (1)- Tensão β de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V]. . .	69
Figura 42 – Curva ITIC e tensões na carga no momento do afudamento de tensão.	70
Figura 43 – Afundamento bifásico de curta duração com 50% da tensão remanescente utilizando uma carga não linear. Traços: (1)- Tensões no PCC [V]; (2)- Tensões na carga compensada pelo DVR [V]; (3)- Correntes no DVR [A]. .	71
Figura 44 – Controle de corrente (eixo α). Traços: (1)- Corrente α de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].	72
Figura 45 – Controle de corrente (eixo β). Traços: (1)- Corrente β de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].	72
Figura 46 – Controle de tensão (eixo α). Traços: (1)- Tensão α de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V]. . .	73
Figura 47 – Controle de tensão (eixo β). Traços: (1)- Tensão β de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V]. . .	74
Figura 48 – Curva ITIC e tensões na carga no momento do afudamento de tensão.	75
Figura 49 – Topologia utilizada nos resultados experimentais	78
Figura 50 – Protótipo de DVR utilizado para obtenção dos resultados experimentais. . .	79

Figura 51 – Afundamento bifásico com 50% da tensão remanescente. Traços: (1)- Tensões no PCC [V]; (2)- Tensões na carga compensada pelo DVR [V]; (3)- Correntes no DVR [A].	80
Figura 52 – Controle de corrente (eixo α). Traços: (1)- Corrente α de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].	81
Figura 53 – Controle de corrente (eixo β). Traços: (1)- Corrente β de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].	81
Figura 54 – Controle de tensão (eixo α). Traços: (1)- Tensão α de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V]. . .	82
Figura 55 – Controle de tensão (eixo β). Traços: (1)- Tensão β de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V]. . .	83
Figura 56 – Afundamento bifásico de curta duração com 50% da tensão remanescente utilizando uma carga não linear. Traços: (1)- Tensões no PCC [V]; (2)- Tensões na carga compensada pelo DVR [V]; (3)- Correntes no DVR [A]. .	84
Figura 57 – Controle de corrente (eixo α). Traços: (1)- Corrente α de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].	85
Figura 58 – Controle de corrente (eixo β). Traços: (1)- Corrente β de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].	85
Figura 59 – Controle de tensão (eixo α). Traços: (1)- Tensão α de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V]. . .	86
Figura 60 – Controle de tensão (eixo β). Traços: (1)- Tensão β de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V]. . .	87
Figura 61 – Afundamento trifásico de curta duração com 50% da tensão remanescente utilizando uma carga não linear. Traços: (1)- Tensões no PCC [V]; (2)- Tensões na carga compensada pelo DVR [V]; (3)- Correntes no DVR [A]. .	88
Figura 62 – Controle de corrente (eixo α). Traços: (1)- Corrente α de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].	89
Figura 63 – Controle de corrente (eixo β). Traços: (1)- Corrente β de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].	89
Figura 64 – Controle de tensão (eixo α). Traços: (1)- Tensão α de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V]. . .	90
Figura 65 – Controle de tensão (eixo β). Traços: (1)- Tensão β de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V]. . .	91

Lista de tabelas

Tabela 1	– Parâmetros das transformadas A-E, GDSC	40
Tabela 2	– Parâmetros utilizados no GRT-NF.	51
Tabela 3	– Parâmetros do sistema simulado.	60
Tabela 4	– Valores de DHT da tensão na carga obtidos na simulação antes e durante os afundamentos bifásicos e trifásico, considerando até o harmônico de ordem 50.	75
Tabela 5	– Parâmetros utilizados no experimento.	78
Tabela 6	– Valores de DHT da tensão na carga obtidos no experimento antes e durante os afundamentos bifásicos e trifásico, considerando até o harmônico de ordem 50.	91

Lista de abreviaturas e siglas

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DHT	Distorção Harmônica Total
DVR	Restaurador Dinâmico de Tensão - <i>Dynamic Voltage Restorer</i>
FIR	Filtro Resposta Impulso Finita - <i>Finite Impulse Response</i>
FLL	Ciclo Fechado de Frequência - <i>Frequency-Locked Loop</i>
GDSC	Generalização de Cancelamento por Sinal Atrasado - <i>Generalized Delayed Signal Cancellation</i>
GRT	Gerador de Referência de Tensão
ITIC	<i>Information Technology Industry Council</i>
LPF	Filtro Passa-Baixas - <i>Low pass filter</i>
NF	Filtro Rejeita Faixa - <i>notch filter</i>
PCC	<i>Point of Common Coupling</i>
PI	Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PR	Proporcional-Ressonante
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SMES	<i>Superconducting Magnetic Energy Storage</i>
SVFT	Transformada de Fourier de Vetores Espaciais - <i>Space Vector Fourier Transform</i>

Lista de símbolos

$\alpha\beta$	Referencial estacionário Alfa-Beta.
ω	Frequência angular da tensão da rede.
ω_x	Frequência do sinal de entrada.
ω_n	Frequência de ressonância do controlador.
C_f	Capacitor do filtro.
dq	Referencial síncrono.
f_s	Frequência de amostragem.
F_{ch}	Frequência de chaveamento.
F_{amost}	Frequência de amostragem.
γ	Ganho do ciclo fechado de frequência - FLL.
i_α	Corrente em referencial estacionário Alfa.
i_β	Corrente em referencial estacionário Beta.
i_α^*	Corrente de referência em referencial estacionário Alfa.
i_β^*	Corrente de referência em referencial estacionário Beta.
L_f	Indutância do filtro.
K_p	Ganho proporcional do controlador.
K_i	Ganho integral do controlador.
k_{pv}	Ganho proporcional do controle de tensão.
k_{iv}	Ganho integral do controle de tensão.
k_{pi}	Ganho integral do controle de corrente.
k_{ii}	Ganho GDSC do controle de corrente.
R_f	Resistência do filtro.
$T_{\alpha\beta}^{(s)}$	Função de transferência equivalente em referencial estacionário.
$T_{dq}^{(s)}$	Função de transferência equivalente em referencial síncrono.

τ	Constante de tempo do filtro.
$u_p(t)$	Parcela proporcional do controlador PR.
$u_{res}(t)$	Parcela ressonante do controlador PR.
V_{abc}	Tensão equivalente da rede, no PCC em abc.
v_a	Fase a da tensão da rede.
v_b	Fase b da tensão da rede.
v_c	Fase c da tensão da rede.
v_s	Tensão da rede.
v_L	Tensão na carga.
v_t	Tensão injetada pelo DVR.
v_α	Tensão em referencial estacionário Alfa.
v_α^*	Tensão de referência em referencial estacionário Alfa.
v_β	Tensão em referencial estacionário Beta.
v_β^*	Tensão de referência em referencial estacionário Beta.

Sumário

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	Objetivos da Dissertação de Mestrado	17
1.2	Organização Textual	18
2	O RESTAURADOR DINÂMICO DE TENSÃO	19
2.1	Princípio de Funcionamento do DVR	19
2.2	Tipos de Topologia	20
2.2.1	Fornecimento de Energia sem Fonte Adicional	20
2.2.2	Fornecimento de Energia via Sistema Independente	21
2.2.3	Fornecimento de Energia através da Própria Rede	21
2.2.4	Fornecimento de Energia através de Fonte Adicional	24
2.3	Estratégias de Compensação	25
2.4	Elementos Básicos do DVR	26
2.5	Conclusão	28
3	CONTROLE DE SISTEMAS TRIFÁSICOS BASEADO NO MÉ- TODO POR GENERALIZAÇÃO DE CANCELAMENTO POR SINAL ATRASADO - GDSC	30
3.1	Transformações de Coordenadas - Sistemas de Clarke e de Park	30
3.2	Transformação GDSC	33
3.3	O Controlador Baseado no GDSC	40
3.4	Resposta em Frequência do Controlador	44
3.5	Conclusão	45
4	CONTROLE DO RESTAURADOR DINÂMICO DE TENSÃO	46
4.1	Controle do DVR	46
4.1.1	Gerador de Referência	47
4.1.2	Resultados de Simulação do Gerador de Referência	51
4.1.3	Controles de Corrente e Tensão	54
4.2	Conclusão	58
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÕES	59
5.1	Descrição do Sistema Elétrico Simulado	59
5.2	Descrição dos Casos Simulados	61
5.2.1	Simulação 1 - Afundamento bifásico com carga linear	61
5.2.2	Simulação 2 - Afundamento trifásico com carga não linear	65

5.2.3	Simulação 3 - Afundamento bifásico com carga não linear	70
5.3	Conclusão	75
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	77
6.1	Descrição do Protótipo	77
6.2	Resultados para um afundamento bifásico	79
6.3	Resultados para afundamento trifásico	87
6.4	Conclusão	91
7	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	93
7.1	Sugestões para Trabalhos Futuros	93
	Referências	95

1 Introdução

O tema qualidade de energia desperta preocupação desde as primeiras experiências de comercialização da energia elétrica, porém tal preocupação era voltada apenas para a questão da interrupção no fornecimento. Somente a partir das décadas de 1970 e 80, com o desenvolvimento da eletrônica de potência e uma crescente utilização de equipamentos sensíveis em áreas residenciais e industriais é que começaram diversas discussões a respeito de problemas como distorções harmônicas, afundamentos de tensão, flutuação na tensão e outros distúrbios do sistema de potência (BOLLEN, 2000). Entre outras razões para o aumento da preocupação com a qualidade de energia pode-se citar:

- O desenvolvimento de equipamentos elétricos baseados em microprocessadores e eletrônica de potência, sensíveis a variações na qualidade de energia;
- O aumento de processos integrados em que a falha de qualquer componente pode causar a parada de todo o processo.

O problema da qualidade de energia é definido como: qualquer manifestação em tensão, corrente, ou desvios de frequência que resulta em falha ou mau funcionamento de equipamentos (DUGAN et al., 2003). Existem vários fenômenos eletromagnéticos que causam problemas na qualidade de energia, como a presença de harmônicos, ruídos, subtensões (*voltage sags*), sobretensões (*voltage swell*), flutuação na tensão (*flicker*), afundamentos de tensão e transitórios. Entre esses, destaca-se o afundamento de tensão, pois ele é o distúrbio responsável por maior parte dos prejuízos relacionados à qualidade de energia que afetam as cargas industriais. Apesar de ser menos severo que a interrupção momentânea (corte total da tensão na carga), o afundamento de tensão pode causar danos da mesma ordem como interrupções de equipamentos e até mesmo de todo o processo.

O afundamento de tensão é caracterizado pela redução da amplitude da tensão (valor eficaz) em relação à tensão de referência, em uma ou mais fases do sistema, em uma faixa entre 0,1 pu e 0,9 pu, com duração entre 0,5 ciclo (16,67 ms) e 1 minuto. Os afundamentos podem ser classificados de acordo com a sua duração, em instantâneos (0,5 - 30 ciclos), momentâneos (30 ciclos - 3s) e temporários (3s - 1min).

As principais causas dos afundamentos de tensão são as faltas no sistema elétrico de potência decorrentes entre outras razões, de descargas atmosféricas e defeitos em equipamentos. Vários fatores influenciam na característica de um afundamento, como a localização e impedância da falta, tipo de ligação dos transformadores e tensão de pré-falta.

Dentre as possibilidades para compensar os afundamentos de tensão, tem-se o restaurador dinâmico de tensão, do inglês (*Dynamic Voltage Restorer - DVR*), um equipamento de conexão série que consiste basicamente de um conversor ligado à carga geralmente através de um transformador e que injeta tensões de amplitude e ângulo de fase dinamicamente controlados, compensando rapidamente afundamentos ou elevações momentâneas de tensão e reduzindo as tensões transitórias e harmônicas no sistema elétrico.

A tensão injetada pelo DVR é geralmente obtida por um inversor controlado pelos pulsos gerados a partir da modulação por largura de pulso *Pulse Width Modulation - PWM* através da tensão de referência. Existem diferentes topologias para manter o capacitor do barramento CC do inversor carregado durante a falta. A escolha da topologia é importante pois influencia diretamente na capacidade de compensar os afundamentos de tensão. Outro critério importante a ser definido é a estratégia de controle do equipamento, pois a eficácia da operação do DVR depende diretamente desta escolha, principalmente quando se trata de resposta dinâmica. As estratégias de controle mais utilizadas possibilitam um bom desempenho quando os vetores tensão da rede e correntes da carga são senoidais. Porém quando há necessidade de controlar grandezas cujos valores de referência são distorcidos ou desbalanceados, muitas vezes não possuem desempenho satisfatório.

Este trabalho propõe a utilização de um controle nas malhas de corrente e de tensão do DVR baseado no método da Generalização de Cancelamento por Sinal Atrasado, *Generalized Delayed Signal Cancellation - GDSC*. Através desse método, pode-se detectar tanto o vetor tensão de sequência positiva e frequência fundamental quanto quaisquer vetores harmônicos de sequência positiva ou negativa. A metodologia é fundamentada em transformações matemáticas que fazem uso de armazenamentos de valores passados dos sinais (NEVES et al., 2010c; NEVES et al., 2010a) que possuem ganho unitário para o vetor tensão de sequência positiva e frequência fundamental e ganho zero para alguns componentes escolhidos. O método proposto neste trabalho é baseado nesta metodologia, porém utiliza-se uma transformação modificada que apresenta ganho infinito para o vetor tensão de sequência positiva e frequência fundamental e para determinadas componentes harmônicas de sequência positiva ou negativa especificadas.

1.1 Objetivos da Dissertação de Mestrado

O DVR deve apresentar ótimo desempenho na detecção e compensação de afundamentos e transitórios elétricos. A proposta de um controlador de grandezas trifásicas capaz de seguir sinais de referência desbalanceados e distorcidos é o principal objetivo desta dissertação de mestrado. Os controladores são aplicados a um DVR. Uma vez que os controladores são implementados em referencial estacionário $\alpha\beta$, propõe-se também uma estratégia para a geração das tensões de referência para o DVR que não necessite da realização de transformação de coordenadas para referencial síncrono. Resumidamente, os objetivos da dissertação são listados

a seguir:

1. Realizar uma revisão bibliográfica acerca dos temas: DVR e do método GDSC, abordando os principais conceitos e características de ambos, a fim de oferecer um embasamento para a compreensão de todas as análises e considerações realizadas neste trabalho;
2. Propor e implementar um algoritmo computacional que permita a rápida detecção dos afundamentos de tensão em referencial $\alpha\beta$, para ser usado no controle baseado no método GDSC, de modo a possibilitar a atuação do DVR com eficácia, evitando possíveis danos na carga;
3. Analisar a utilização do algoritmo de detecção e do controle baseado em GDSC para controlar as tensões que devem ser injetadas pelos transformadores série do DVR, mostrando o processo de implementação, características e vantagens dos algoritmos propostos.

1.2 Organização Textual

Este trabalho é organizado nos seguintes capítulos:

- **Capítulo 2** - É realizada uma revisão bibliográfica sobre o dispositivo DVR, abordando as principais topologias utilizadas e as características que o tornam uma alternativa bastante atraente na proteção de cargas sensíveis a variações nos níveis de tensão;
- **Capítulo 3** - É apresentado o controlador baseado em GDSC mostrando suas características, bem como as estratégias de controle de corrente e tensão baseadas no GDSC utilizadas neste trabalho;
- **Capítulo 4** - São apresentados o algoritmo de controle utilizado, o PWM, o gerador de referência, o controle de tensão utilizando o método proporcional mais ressonante e o controle de corrente baseado no GDSC;
- **Capítulo 5** - É apresentada uma análise do desempenho do controle baseado em GDSC através de resultados de simulações computacionais de afundamentos de tensão com sinais distorcidos e desbalanceados, realizados no software MATLAB® e de sua extensão SIMULINK®;
- **Capítulo 6** - São apresentados os resultados obtidos experimentalmente e realizada uma análise comparativa com os resultados de simulação a fim de verificar o desempenho do método proposto;
- **Capítulo 7** - São apresentadas as conclusões gerais deste trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

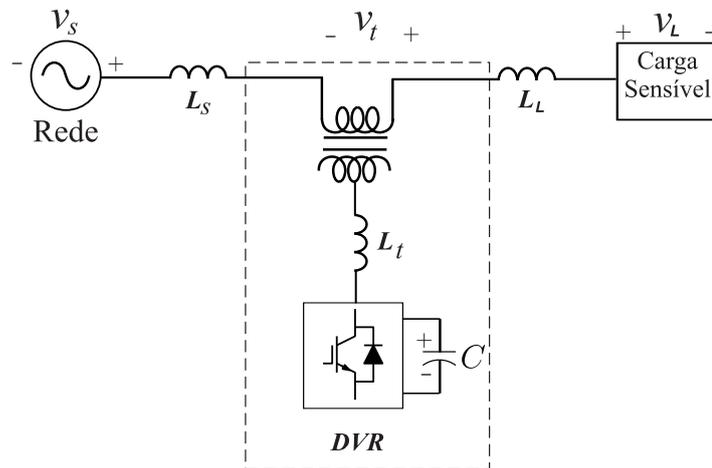
2 O Restaurador Dinâmico de Tensão

O equipamento DVR é um compensador de tensão série destinado a eliminar ou reduzir distúrbios na rede elétrica relacionados a variações de tensão de curta duração como afundamentos de tensão caracterizados pela redução da amplitude da tensão (valor eficaz) em uma faixa entre 0,1 pu e 0,9 pu, com duração entre 0,5 ciclo e 1 minuto e sobretensões caracterizadas pelo acréscimo no valor eficaz da tensão com duração também de 0,5 ciclo a 1 minuto e amplitudes entre 1,1 e 1,8 pu. Pode atuar ainda injetando na rede formas de ondas complexas para a compensação de transitórios de chaveamento (BOLLEN, 2000; SILVA, 1999) e tensões harmônicas que geralmente surgem no momento do distúrbio.

2.1 Princípio de Funcionamento do DVR

O equipamento é composto por um inversor tipo fonte de tensão que interliga a rede com a carga a ser protegida por meio de um transformador série, responsável por injetar tensões de compensação em tempo real de amplitude e ângulo de fase dinamicamente controlados no momento do defeito no sistema elétrico, conforme mostra a Figura 1.

Figura 1: Representação de um DVR.



Fonte: próprio autor.

Quando ocorre um afundamento, a tensão da rede (v_s) sofre um decréscimo e o DVR injeta tensões com valores complementares (v_t) de modo a somar-se com a tensão da rede remanescente. Com isso, as tensões na carga (v_L) permanecem com valores pré-distúrbio e possuem valores correspondentes à soma das tensões da rede com as tensões injetadas pelo DVR,

ou seja, $v_L = v_t + v_s$. No caso de uma sobretensão, a tensão da rede sofre um acréscimo e o DVR injeta tensões de modo a compensar a elevação da tensão.

2.2 Tipos de Topologia

Para compensar o afundamento, o inversor precisa absorver a energia armazenada no capacitor do barramento CC. Esse capacitor pode ser carregado de diversas maneiras, como através de baterias, de um sistema independente ou utilizando a própria rede elétrica. Essas configurações apresentam diferenças no desempenho, na complexidade e custo.

2.2.1 Fornecimento de Energia sem Fonte Adicional

Esta configuração é considerada a mais simples entre as topologias de DVR existentes. Nela, o próprio capacitor do barramento CC é responsável por suprir a energia utilizada para compensar o afundamento, pois não há fonte de energia conectada ao barramento CC. A potência necessária para carregar os capacitores é extraída da rede pelo próprio conversor. O esquema desta topologia é representado na Figura 1.

Esta topologia apresenta um princípio de funcionamento de fácil compreensão e uma menor quantidade de componentes, porém possui a desvantagem de precisar de grandes capacitores, decorrente da necessidade de armazenar altos níveis de energia (BRITO, 2011). O capacitor armazena uma energia proporcional ao quadrado da sua tensão nominal CC, e é dada por:

$$E = \frac{1}{2}CV_{CC}^2 \quad (1)$$

A eficiência da compensação do DVR diminui à medida que ele injeta tensão para compensar o afundamento, pois o valor da tensão CC cai exponencialmente, ou seja, o DVR só irá compensar o afundamento enquanto o nível de tensão CC não fique abaixo do valor mínimo aceitável.

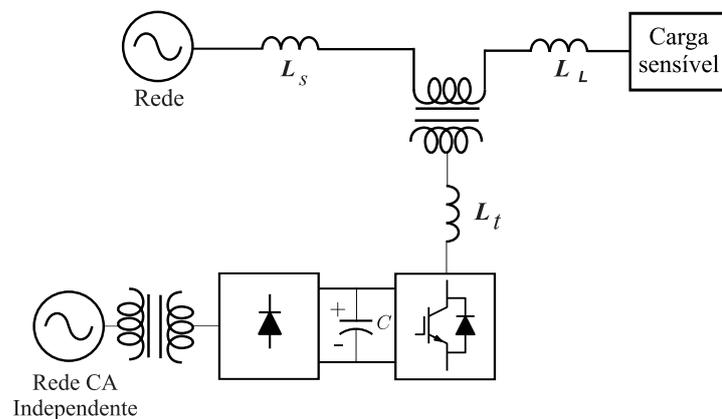
Esta topologia não possui a capacidade de injetar potência ativa na rede durante a contingência por um período de tempo indeterminado, pois para tal é necessária uma fonte adicional de energia que carregue o barramento CC. Isto representa um desempenho inferior na presença de distúrbios com maior amplitude e duração.

Pode-se utilizar essa topologia para compensar afundamentos injetando apenas potência reativa na rede elétrica (SILVA, 1999), porém há uma restrição de recompor a amplitude da tensão sem garantir a manutenção do valor do ângulo de fase pré-falta, o que pode tornar essa topologia inviável na proteção de cargas sensíveis aos defasamentos súbitos do ângulo de fase.

2.2.2 Fornecimento de Energia via Sistema Independente

Nesta topologia, o fornecimento de energia é realizado por uma rede independente do sistema primário, conectada ao barramento CC por meio de um conversor CA-CC, o que permite compensar distúrbios de maior duração e amplitude, necessitando somente que o sistema independente possua capacidade de fornecer a energia solicitada. A Figura 2 mostra o esquema desta topologia.

Figura 2: DVR com suprimento de energia via sistema independente.



Fonte: próprio autor.

A grande limitação desta configuração é a necessidade de uma rede de energia independente. Por outro lado, quando a alimentação do barramento CC é proveniente de um conversor conectado à mesma rede, o próprio distúrbio pode afetar a capacidade de manter o barramento CC carregado.

O sistema de fornecimento do barramento CC deve apresentar, uma tensão praticamente constante durante a contingência e suportar as correntes solicitadas pelo retificador durante a compensação dos distúrbios.

2.2.3 Fornecimento de Energia através da Própria Rede

O suprimento de energia ao barramento CC desta configuração é realizado por um conversor CA-CC trifásico não controlado, que pode ser conectado à rede do lado da fonte ou do lado da carga. Nestas topologias toda a energia utilizada para compensação da contingência é fornecida pelo próprio sistema elétrico. A Figura 3 mostra um DVR com suprimento de energia através de um conversor CA-CC trifásico não controlado conectado do lado da fonte.

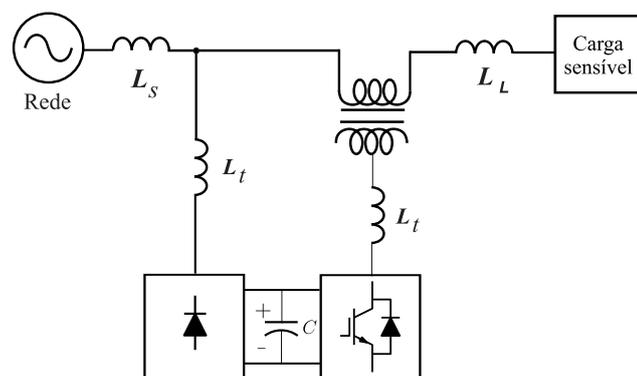
Uma vantagem da conexão do conversor não controlado do lado da carga é a possibilidade de controlar a tensão do barramento CC, no nível desejado, a partir de tensões residuais da rede bastante reduzidas, dispensando a utilização de um valor elevado de capacitância no barramento CC (SILVA, 1999). Isto é possível porque a tensão do lado da carga está sempre compensada, permitindo a manutenção da tensão do barramento CC no valor nominal.

Esta topologia apresenta maior eficácia na compensação de distúrbios mais severos e de maior duração, em relação a configuração que não possui fonte adicional de energia. Além disso, o fato de estar conectado a rede possibilita a esta topologia injetar, no momento da contingência, potência ativa além da reativa.

A desvantagem é que para compensar os afundamentos de tensão este tipo de topologia solicita correntes elevadas, o que pode contribuir para o crescimento desses afundamentos nos terminais das cargas ligadas antes da conexão do DVR, em paralelo às cargas protegidas.

Quando o conversor CA-CC é ligado no lado da fonte, a tensão do barramento CC varia de acordo com a tensão da rede no momento do afundamento. Portanto, essa topologia possui uma tensão CC não controlável e um valor limite de capacidade de compensação, pois no momento do defeito o retificador necessita retirar energia da rede e as amplitudes das tensões poderão estar bastante reduzidas tornando inviável a completa restauração da tensão.

Figura 3: Configuração do DVR com fornecimento de energia pela própria rede.



Fonte: próprio autor.

Para distúrbios mais severos é preciso aumentar a capacidade de armazenamento do barramento CC. Para isso, pode-se conectar um transformador elevador interligando o conversor CA-CC ao sistema elétrico. Porém, tal aplicação representa custos adicionais referentes à aquisição do referido transformador e às perdas elétricas inerentes a este, além de elevar o custo dos dispositivos de potência do DVR (SILVA, 1999).

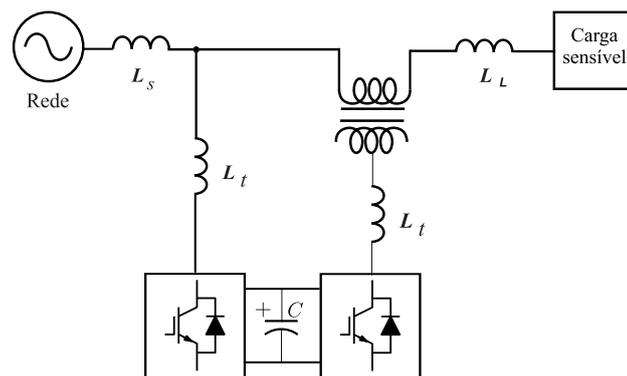
Geralmente para afundamentos com tensão remanescente na rede superior a 50%, a tensão do barramento CC diminui, mas para um valor superior a 50% da tensão nominal do barramento CC. Por isso, mantém-se a capacidade de injetar a tensão, independentemente da duração do defeito. Se, no entanto, a tensão remanescente na rede for inferior a 50%, a tensão do barramento CC tende a atingir um valor insuficiente para permitir a compensação do afundamento. Sendo assim, caso se deseje compensar afundamentos em que a tensão no ponto de acoplamento comum, *point of common coupling - PCC* caia abaixo de 0,5 pu, os capacitores do barramento CC devem ser dimensionados para suprir a energia ativa requerida pela carga durante o defeito de máxima duração prevista.

As correntes não senoidais do retificador ainda são capazes de provocar distorções de tensão que, dependendo da situação, podem ser prejudiciais ao correto funcionamento das diversas cargas ligadas ao sistema. Tais distorções podem ser amenizadas através da adoção de filtros amortecidos ou sintonizados (JESUS, 2006).

A Figura 4 mostra o DVR com suprimento de energia através da própria rede com utilização de um retificador controlado, o que possibilita o controle da tensão do barramento CC a partir de tensões residuais da rede, com um valor baixo de capacitância no barramento CC.

O retificador controlado possibilita a utilização do equipamento não só como DVR, mas também como filtro ativo paralelo permitindo eliminar correntes harmônicas, a compensação de potência reativa e balanceamento de correntes desequilibradas.

Figura 4: Configuração do DVR utilizando um retificador controlado



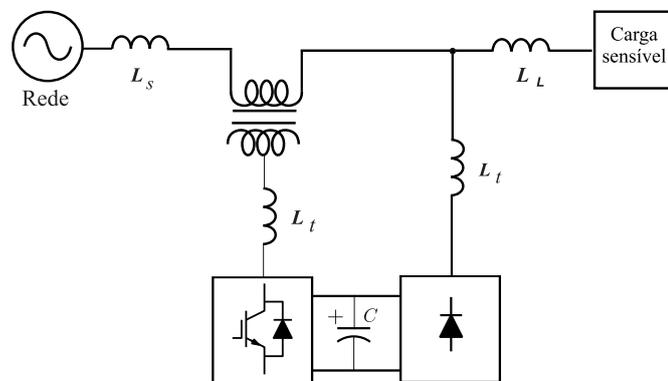
Fonte: próprio autor.

Entretanto, a aplicação desta topologia leva a um dispositivo significativamente mais complexo e mais caro.

Na topologia com conversor CA-CC ligado no lado da carga, como mostra a Figura 5, o

barramento CC é carregado através do retificador conectado entre o transformador série e a carga sensível. A tensão utilizada para carregar o barramento CC é a mesma dos terminais da carga, que apresenta valor constante ou com pequenas variações, pois é prontamente restaurada na ocorrência de distúrbios. Em função disto, a tensão do barramento CC também será praticamente constante ou terá uma pequena redução do seu valor, podendo representar uma topologia com tensão CC controlável durante o distúrbio. Com isso, considerando que a tensão nos terminais da carga protegida praticamente não varia, para qualquer situação dessa topologia, o nível de tensão CC é igual à tensão remanescente da rede (JUNIOR, 2011).

Figura 5: Configuração do DVR com suprimento de energia ao barramento CC no lado da carga.



Fonte: próprio autor.

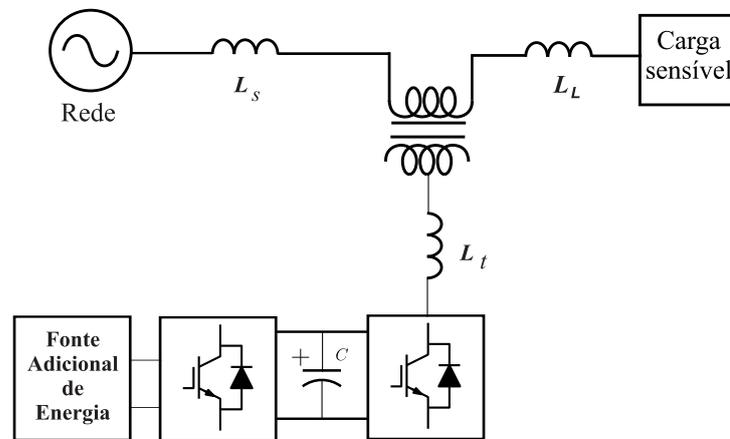
Este tipo de topologia pode representar uma solução eficiente na mitigação de afundamentos e elevações de tensão pelo fato da própria injeção de tensão série poder promover um controle da tensão no barramento CC, também apresenta bastante eficácia na mitigação de afundamentos de tensão severos e de maiores durações (NIELSEN; BLAABJERG, 2005).

2.2.4 Fornecimento de Energia através de Fonte Adicional

A topologia mostrada na Figura 6, baseia-se na utilização de armazenadores de energia. Um dos armazenadores é a fonte de energia adicional onde a maior parte da energia é estocada e que possui tensão variável e o outro é o capacitor do barramento CC, que possui menor capacidade e deve ser mantido a tensão constante.

No momento da contingência, o conversor que faz interface entre o armazenador de energia e o barramento CC, transfere a energia necessária para a compensação mantendo o barramento CC com tensão constante, ou seja, há um controle da tensão CC durante o distúrbio. Após o afundamento o armazenador adicional é recarregado pelo conversor de interface.

Figura 6: Configuração de um DVR com suprimento de energia através de uma fonte adicional.



Fonte: próprio autor.

Diversos dispositivos podem ser utilizados como armazenador de energia como capacitores, baterias, supercapacitores, volantes de inércia (*flywheel*) e os sistemas supercondutores, do inglês *Superconducting Magnetic Energy Storage - SMES* (NIELSEN; BLAABJERG, 2005).

Esta topologia apresenta a vantagem de ser eficiente na mitigação de distúrbios severos e de não solicitar correntes elevadas no momento da compensação, além de não causar efeitos indesejáveis na carga, como harmônicos durante a sua operação contínua. Uma desvantagem é que essa topologia não apresenta bom desempenho na compensação de distúrbios com maior duração, comparado a outras topologias, (NIELSEN; BLAABJERG, 2005).

A topologia de fornecimento de energia através de fonte adicional foi a utilizada neste trabalho devido a simplicidade de implementação para resultados experimentais.

2.3 Estratégias de Compensação

A capacidade do DVR de injetar potência ativa e reativa na rede no momento do distúrbio para auxiliar na compensação do defeito depende da estratégia de compensação adotada e é um critério importante, que pode ser determinante na escolha do controle e da topologia do DVR.

Dependendo da magnitude e da duração do distúrbio, dos valores de potência aparente e do fator de potência típico da carga será avaliada a necessidade de fluxo de potências ativa e reativa do DVR a ser instalado no sistema elétrico.

Uma estratégia utilizada é a que injeta apenas potência reativa, também conhecida como

filosofia de mínima injeção de potência ativa. Neste caso, considera-se a restauração da amplitude da tensão da carga com a mínima injeção de potência ativa no sistema. Porém, a utilização de tal filosofia, apesar de promover a plena restauração da amplitude da tensão na ocorrência de qualquer distúrbio, não garante a manutenção do ângulo de fase da tensão pré-distúrbio (JESUS, 2006).

Uma segunda estratégia é a de injeção de potência ativa e reativa. Enquanto a tensão injetada for mantida em quadratura com a corrente da carga, o DVR injeta somente potência reativa no sistema. No entanto, em alguns casos a completa restauração do ângulo de fase e da amplitude da tensão só será possível se houver um fluxo de potência ativa no sistema (JESUS, 2006; SILVA, 1999). Neste caso, a topologia do DVR deve possuir um suprimento de energia ao barramento CC e com isso a magnitude e o ângulo de fase da tensão injetada podem assumir quaisquer valores possibilitando a compensação do defeito.

Esse tipo de estratégia de compensação pode ser utilizado quando se utiliza uma topologia com sistema adicional de armazenamento de energia, mas existe a necessidade de se minimizar a injeção de potência ativa para o aumento da vida útil do armazenador (HAQUE, 2001).

Uma terceira estratégia de compensação do DVR é a que tenta minimizar a injeção de potência aparente. Além de reduzir a potência total do DVR, reduzem-se as correntes solicitadas pelos conversores CA-CC para mitigar os distúrbios, no caso em que o fornecimento de energia é realizado pela própria rede, e do armazenador de energia, no caso do fornecimento de energia por fonte adicional (SILVA, 1999).

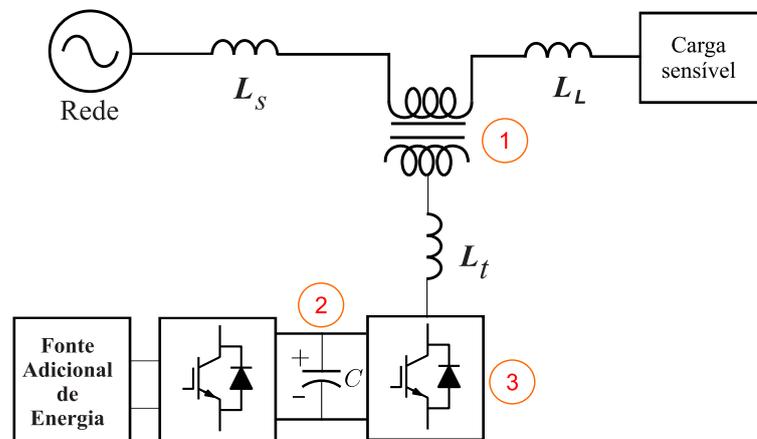
A troca de potência aparente promovida pelo DVR é sempre diretamente proporcional à tensão de compensação e a corrente de carga e essa corrente não pode ser controlada pelo DVR, a única forma de se proceder à minimização da potência aparente se dá através da redução da amplitude da tensão injetada (JESUS, 2006).

2.4 Elementos Básicos do DVR

Os componentes básicos utilizados na maioria das topologias de DVR são: o inversor de frequência, o transformador série e o banco de capacitores do barramento CC. A Figura 7 mostra os componentes da topologia mais simples, sem fonte adicional de fornecimento de energia ao barramento CC.

- **Transformador Série** - O transformador série interliga o DVR com a rede. Toda a corrente fornecida à carga passa pelo transformador, mesmo que o DVR não esteja injetando tensão. Devido a isto, o transformador deve ter uma baixa impedância e deve ser capaz de suportar essa corrente. A tensão que o transformador deve suportar está baseada na avaliação da máxima amplitude de tensão necessária a ser injetada no sistema para compensar afundamentos de tensão (JUNIOR, 2006).

Figura 7: Componentes básicos de um DVR.



Fonte: próprio autor.

Para que haja uma minimização das perdas, o transformador do DVR deve apresentar baixos valores de resistências dos enrolamentos primários e secundários. A restrição sobre os valores das indutâncias de dispersão depende da queda de tensão e dos erros gerados no transformador (SILVA, 1999).

Para a escolha da relação de transformação, devem ser consideradas as tensões máximas e mínimas do barramento CC, bem como a tensão máxima a ser injetada na rede. Porém a relação de 1:1 indica ser a mais apropriada.

Para evitar que o transformador série entre em saturação em razão de transitórios ocorridos na compensação de distúrbios mais severos, é necessário que este possua sempre uma potência nominal superior à do inversor (JESUS, 2006; SILVA, 1999).

- **Barramento CC** - O capacitor do barramento CC é responsável por armazenar energia nas configurações onde o suprimento de energia é realizado com e sem fonte adicional. Também pode atuar como um elo CC nas topologias que utilizam um sistema elétrico independente ou um retificador conectado no lado da carga, ligando o conversor CA-CC ao inversor e auxiliando na regulação da tensão.

A escolha da tensão de operação e da capacitância para dimensionar o barramento CC influencia na capacidade de compensar distúrbios do DVR. A escolha pode ser feita de forma diferenciada para topologias com e sem controle do nível de tensão. Nas topologias que não têm controle da tensão CC, a queda de tensão durante a compensação é inevitável.

Entretanto, é possível dimensionar o barramento CC, para que o valor de sua tensão não atinja um valor inferior a um nível mínimo necessário para a correta operação do inversor.

- **Inversor de Frequência** - Os conversores estáticos controlados são conjuntos de chaves com capacidade de condução e corte controlados. Quando esses conversores têm a função de sintetizarem uma tensão alternada a partir de uma tensão contínua, são chamados de inversores. No DVR, as tensões de compensação a serem injetadas na rede são sintetizadas por um inversor (JUNIOR, 2006).

Alguns critérios importantes devem ser analisados para dimensionar o inversor, como a corrente nominal do dispositivo, que é definida com base na corrente de pico de saída e a capacidade térmica dos dispositivos de potência que constituem o inversor.

A tensão de bloqueio deve ser escolhida de modo que seu valor seja maior que a tensão do barramento CC, pois os limites de tensão dos dispositivos estão relacionados com fenômenos de ruptura que podem causar danos aos mesmos. Neste sentido, define-se a tensão de bloqueio como um valor aproximadamente igual ao dobro da tensão do barramento CC (SILVA, 1999).

Dependendo da estratégia adotada pelo inversor para sintetizar as tensões a serem injetadas, podem-se verificar níveis consideráveis de distorção harmônica nas tensões, o que torna necessária a utilização de um filtro para atenuar as componentes harmônicas de ordens elevadas. O filtro é associado em paralelo com o transformador série do DVR, no lado do inversor ou da rede.

A correta utilização dos filtros garante que a tensão restaurada tenha seu valor eficaz e a sua forma de onda praticamente coincidente com a tensão desejada, o que representa uma maior eficácia do DVR.

2.5 Conclusão

Neste capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica sobre o equipamento DVR utilizado na mitigação de distúrbios de curta duração na tensão, que causam paradas indesejadas ou mau funcionamento de cargas sensíveis.

Neste sentido, é realizada uma descrição do princípio de funcionamento do equipamento e dos elementos básicos que compõem o DVR, citando características e alguns critérios utilizados na escolha destes elementos.

Também é feita uma descrição das diferentes topologias de DVR utilizadas, que diferem basicamente na forma como o barramento CC pode ser carregado. Destacam-se as principais características, vantagens e desvantagens de cada topologia.

Outro ponto comentado refere-se às principais estratégias de compensação, no que diz respeito à capacidade do DVR de injetar potência ativa e reativa no sistema, no momento do distúrbio, para auxiliar na compensação do defeito. A escolha da filosofia de compensação é um critério importante que pode ser determinante na escolha do controle e da topologia do DVR.

3 Controle de Sistemas Trifásicos Baseado no Método por Generalização de Cancelamento por Sinal Atrasado - GDSC

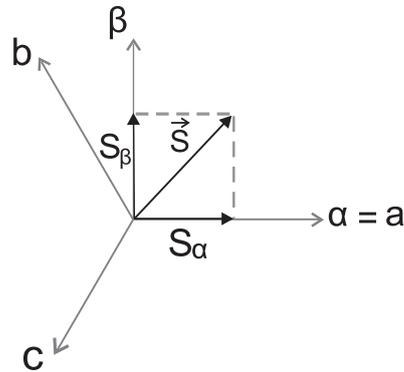
Neste capítulo, é realizada uma revisão da transformada por Generalização de Cancelamento por Sinal Atrasado (*Generalized Delayed Signal Cancellation - GDSC*) que apresenta como principal característica a capacidade de detectar tanto o vetor espacial de sequência positiva e frequência fundamental quanto quaisquer componentes harmônicas de sequência positiva ou negativa específicas (SOUZA, 2012; NEVES et al., 2010a). Nas seções a seguir é realizada uma revisão sobre os sistemas de coordenadas de Park e Clarke e do método GDSC, além da descrição do controle baseado nesse método.

3.1 Transformações de Coordenadas - Sistemas de Clarke e de Park

A representação de um conjunto de grandezas de fase de um sinal trifásico pode ser realizada através de um vetor espacial. Desta forma, pode-se, de uma maneira mais compacta, representar as equações de sistemas elétricos através da notação matricial. Porém, em muitas aplicações de sinais trifásicos é conveniente realizar uma mudança de coordenadas do sistema estacionário abc para um sistema que simplifique os modelos matemáticos, como o referencial $\alpha\beta 0$ ou o referencial $dq0$.

Um sinal trifásico de tensão ou corrente em função do tempo $[S_a, S_b, S_c]^T$ pode ser representado em duas coordenadas de um sistema ortogonal pelo vetor $[S_\alpha, S_\beta]^T$ mais um escalar S_0 mediante a transformação de *Clarke* (SOUZA, 2012; KRAUSE, 1986), conforme mostra a Figura 8.

Figura 8: Transformação do referencial abc para $\alpha\beta$.



Fonte: próprio autor.

A matriz transformação de Clarke é dada por:

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

A terceira componente, indicada pelo subíndice 0, é a componente homopolar, sendo nula em algumas condições de operação do sistema. Aplicando a transformação a um conjunto de sinais trifásicos obtém-se:

$$\begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \\ S_0 \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta 0}] \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Se o operador $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, que representa uma rotação no plano $\alpha\beta$ da Figura 8 equivalente a 120° (PAAP, 2000), é introduzido na equação 3, então o vetor $\vec{S}_{\alpha\beta} = [S_\alpha, S_\beta]^T$ pode ser obtido a partir de:

$$\vec{S}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \left(s_a + s_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right). \quad (4)$$

Um outro sistema de coordenadas foi proposto por *Park*. Ele usa a transformação que permite a representação de sinais trifásicos em função do tempo $[S_a, S_b, S_c]^T$ em um sistema de coordenadas $dq0$ síncrono representado pelo vetor $[S_d, S_q]^T$, mais um escalar S_0 .

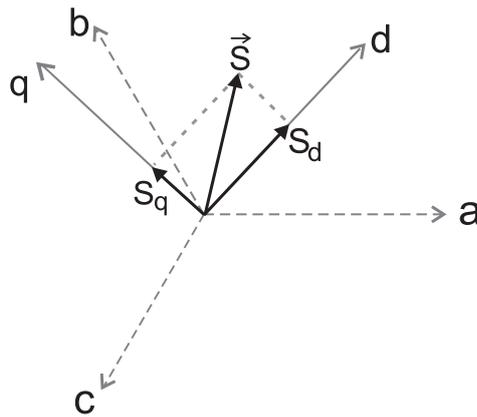
A matriz de transformação de Park é dada por:

$$[T_{dq0}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

onde θ é a posição angular do eixo d , em relação ao eixo da fase a , conforme a Figura 9. A aplicação da transformação $[T_{dq0}]$ ao conjunto de sinais trifásicos resulta nos vetores em:

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} = [T_{dq0}] \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

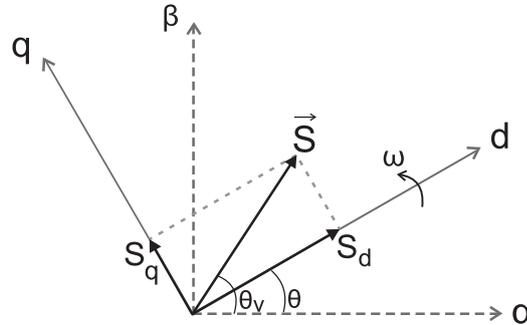
Figura 9: Transformação do referencial abc para dq .



Fonte: próprio autor.

É possível ainda, realizar a transformação de sinais que estão em referencial $\alpha\beta$ para o referencial dq . A Figura 10 mostra que os eixos d e q são rotacionados de forma síncrona em relação ao referencial $\alpha\beta$.

Figura 10: Transformação do referencial $\alpha\beta$ para dq .



Fonte: próprio autor.

A matriz de transformação das coordenadas $\alpha\beta$ para as coordenadas dq é dada por:

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix}. \quad (7)$$

3.2 Transformação GDSC

A transformada GDSC é um conjunto de operações lineares capaz de detectar o vetor de sequência positiva e frequência fundamental da rede e também componentes harmônicos de sequência positiva e negativa (SOUZA, 2012; NEVES et al., 2010a). A sua implementação é realizada de maneira discreta, ou seja, através de amostragem. Após o armazenamento das amostras das componentes α e β do vetor espacial de um sinal trifásico é realizada uma transformação matemática utilizando as componentes da amostra atual e de uma amostra atrasada em referencial $\alpha\beta$.

As transformações matemáticas podem ser projetadas de modo a possuir ganho unitário para o vetor de sequência positiva e frequência fundamental e ganho igual a zero para alguns componentes harmônicos escolhidos. É possível também a utilização das transformações em cascata, o que possibilita eliminar o vetor de sequência negativa na frequência fundamental, bem como componentes harmônicas de sequência positiva e negativa escolhidos e assim, obter com precisão o vetor de sequência positiva e frequência fundamental (NEVES et al., 2010a).

A transformada GDSC pode ser obtida considerando um conjunto de sinais trifásicos, periódicos, genéricos, desbalanceados e distorcidos, compostos de um termo homopolar e das componentes vetoriais de sequência positiva e negativa conforme descrito a seguir:

$$S_a = \sum_{h=0}^{\infty} \left[S_a^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_a^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \right] \quad (8)$$

$$S_b = \sum_{h=0}^{\infty} \left[S_b^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_b^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \right] \quad (9)$$

$$S_c = \sum_{h=0}^{\infty} \left[S_c^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_c^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \right] \quad (10)$$

A h-ésima componente harmônica destes sinais pode ser escrita por:

$$S_a^{(h)} = S_a^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_a^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \quad (11)$$

$$S_b^{(h)} = S_b^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_b^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \quad (12)$$

$$S_c^{(h)} = S_c^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_c^{(h)}) + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \quad (13)$$

Utilizando a relação de Euler onde $\cos \theta = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2}$, pode-se reescrever as equações da seguinte maneira:

$$S_a^{(h)} = S_a^{(h)} \frac{e^{j(h\omega t + \varphi_a^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_a^{(h)})}}{2} + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \quad (14)$$

$$S_b^{(h)} = S_b^{(h)} \frac{e^{j(h\omega t + \varphi_b^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_b^{(h)})}}{2} + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \quad (15)$$

$$S_c^{(h)} = S_c^{(h)} \frac{e^{j(h\omega t + \varphi_c^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_c^{(h)})}}{2} + S_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}) \quad (16)$$

Para simplificar o modelo matemático e realizar o método GDSC pode-se representar esses sinais trifásicos por um vetor complexo em referencial estacionário $\alpha\beta$, utilizando a transformada de *Clarke*, eliminando os efeitos das componentes homopolares. Assim, aplicando a equação (4) a (3.13), (3.14) e (16) resulta em:

$$\tilde{S}_{\alpha\beta}^{(h)} = e^{jh\omega t} \left[\frac{1}{3} \left(\tilde{S}_a^{(h)} + \tilde{S}_b^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \tilde{S}_c^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \right] + e^{-jh\omega t} \left[\frac{1}{3} \left(\tilde{S}_a^{(h)} + \tilde{S}_b^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + \tilde{S}_c^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} \right) \right]^*, \quad (17)$$

Onde \tilde{S} é um fasor que representa as grandezas complexas e contém a informação sobre os valores iniciais de magnitude e ângulo de fase das componentes senoidas:

$$\tilde{S}_i^{(h)} = S_i^{(h)} \cdot e^{j\varphi_i^{(h)}}, i = a, b, c. \quad (18)$$

Os termos entre colchetes em (17) são os fasores de sequência positiva $\vec{S}_{\alpha\beta+}^{(h)}$ e de sequência negativa $\vec{S}_{\alpha\beta-}^{(h)}$ de Fortescue, então:

$$\vec{S}_{\alpha\beta}^{(h)} = \vec{S}_{\alpha\beta+}^{(h)} + \vec{S}_{\alpha\beta-}^{(h)} = \tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh\omega t} + \tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)*} e^{-jh\omega t}. \quad (19)$$

Consequentemente,

$$\vec{S}_{\alpha\beta} = \sum_{h=0}^{\infty} \vec{S}_{\alpha\beta}^{(h)} = \sum_{h=0}^{\infty} \left[\tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh\omega t} \right] + \sum_{h=1}^{\infty} \left[\tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)*} e^{-jh\omega t} \right]. \quad (20)$$

O vetor de componente harmônica de sequência positiva ou negativa pode ser representado por:

$$\vec{S}_{\alpha\beta}^{(h_s)} = S_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{sign(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{jh_s\omega t}, \quad (21)$$

em que,

$$h_s = \begin{cases} h, & \text{para componentes harmônicas de sequência positiva} \\ -h, & \text{para componentes harmônicas de sequência negativa} \end{cases}$$

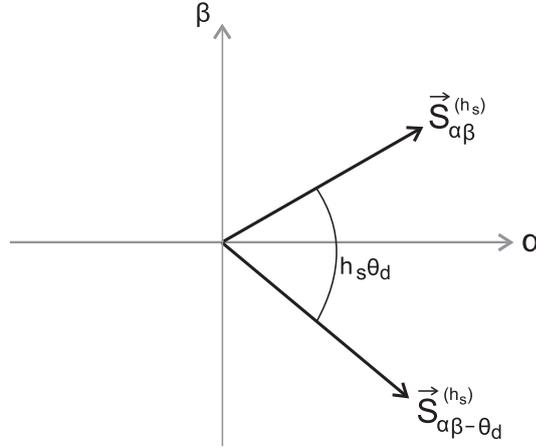
A partir de um vetor de componente harmônica de sequência positiva ou negativa atrasado no tempo t_d em relação ao valor atual do mesmo vetor. O deslocamento angular do vetor espacial correspondente à componente de sequência positiva e frequência fundamental neste intervalo de tempo é $\theta_d = 2\pi f t_d$ (NEVES et al., 2010a). Neste intervalo, o vetor da componente harmônica se desloca $h_s\theta_d$, conforme a Figura 11, representado por:

$$\vec{S}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(h_s)} = S_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{sign(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{jh_s(\omega t - \theta_d)} = \vec{S}_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{-jh_s\theta_d}. \quad (22)$$

Nota-se que se $h_s > 0$, então os vetores $\vec{S}_{\alpha\beta}^{(h_s)}$ e $\vec{S}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(h_s)}$ giram no sentido anti-horário e o vetor $\vec{S}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(h_s)}$ é $h_s\theta_d$ radianos atrasado de $\vec{S}_{\alpha\beta}^{(h_s)}$. Reciprocamente, se $h_s < 0$, então os vetores $\vec{S}_{\alpha\beta}^{(h_s)}$ e $\vec{S}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(h_s)}$ giram no sentido horário e o vetor $\vec{S}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(h_s)}$ está $h_s\theta_d$ radianos em avanço. Em ambos os casos, o sentido anti-horário foi considerado como o sentido positivo (NEVES et al., 2010a).

O método GDSC propõe uma transformação matemática em que os vetores original e atrasado são combinados:

Figura 11: Vetor $\vec{S}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(h_s)}$, $h_s\theta_d$ radianos atrasado com relação à componente harmônica $\vec{S}_{\alpha\beta}^{(h_s)}$



Fonte: próprio autor.

$$\vec{f}_{GDSC} = \vec{a} \left[\vec{S}_{\alpha\beta} + e^{j\theta_r} \vec{S}_{\alpha\beta-\theta_d} \right]. \quad (23)$$

O ganho complexo \vec{a} e o ângulo θ_r têm valores constantes. Substituindo (22) em (23) obtém-se o ganho $\vec{G}^{(h_s)}$ da transformação:

$$\vec{f}_{GDSC}^{(h_s)} = \vec{a} \left[\vec{S}_{\alpha\beta}^{(h_s)} + e^{j\theta_r} e^{-j h_s \theta_d} \vec{S}_{\alpha\beta}^{(h_s)} \right] \quad (24)$$

$$\vec{f}_{GDSC}^{(h_s)} = \underbrace{\vec{a} \left[1 + e^{j\theta_r} e^{-j h_s \theta_d} \right]}_{\vec{G}^{(h_s)}} \vec{S}_{\alpha\beta}^{(h_s)} = \vec{G}^{(h_s)} \vec{S}_{\alpha\beta}^{(h_s)}. \quad (25)$$

Através desta transformação é possível eliminar uma sequência de componentes harmônicas específicas do sinal original. Contudo, é desejável que o ganho da transformação para o vetor de sequência positiva na frequência fundamental (ou qualquer outra componente harmônica de sequência positiva ou negativa a ser detectada) seja unitário (SOUZA, 2012).

Considere que o sinal $\vec{S}_{\alpha\beta}^{(h)}$ é amostrado N vezes por período da fundamental, sendo as amostras armazenadas, e que os sinais de entrada medidos contêm harmônicos até $(N/2)f_1$, em que f_1 é a frequência fundamental. Então, (20) e (23) podem ser reescritas respectivamente como:

$$\vec{S}_{\alpha\beta}(t = kT_s) = \sum_{h=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[\tilde{S}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh \frac{2\pi}{N} k} \right] + \sum_{h=1}^{\frac{N}{2}-1} \left[\tilde{S}_{\alpha\beta-}^{(h)*} e^{-jh \frac{2\pi}{N} k} \right] \quad (26)$$

e

$$\vec{f}_{GDSC}(kT_s) = \vec{a} \left\{ \vec{S}_{\alpha\beta}(kT_s) + e^{j\theta_r} \vec{S}_{\alpha\beta}[(k - k_d)T_s] \right\}, \quad (27)$$

em que,

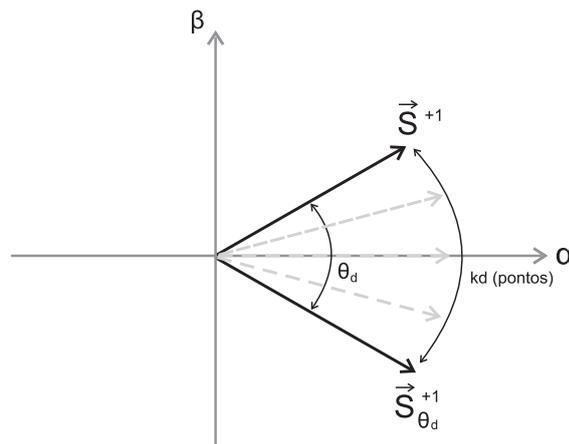
T_s = é o período de amostragem,

$t = kT_s$ representa o instante atual e

$t = (k - k_d)T_s$ representa o instante atrasado de k_d intervalos de amostragem.

k_d é a quantidade de intervalos de amostragem referente a um atraso no tempo tal que o deslocamento angular do vetor da componente seja igual a θ_d em relação à frequência fundamental, conforme mostrado na Figura 12.

Figura 12: Componente vetorial fundamental atual (\vec{S}^{+1}) e k_d amostras atrasado $\vec{S}_{\theta_d}^{+1}$.



Fonte: próprio autor.

Substituindo (26) em (27), tem-se:

$$\vec{f}_{GDSC}(kT_s) = \sum_{h=0}^{\frac{N}{2}-1} \vec{S}_{\alpha\beta+}^{(h)} \vec{a} \left[1 + e^{j(\theta_r - h \frac{2\pi}{N} k_d)} \right] + \sum_{h=1}^{\frac{N}{2}-1} \vec{S}_{\alpha\beta-}^{(h)*} \vec{a} \left[1 + e^{j(\theta_r + h \frac{2\pi}{N} k_d)} \right]. \quad (28)$$

O vetor $\vec{f}_{GDSC}(kT_s)$ é composto pelas componentes de sequência dos sinais originais multiplicadas por um ganho $\vec{G}^{(h_s)}$ que possui valor nulo para componentes vetoriais em que:

$$\theta_r - h \frac{2\pi}{N} k_d = -\pi(1 + 2n), \quad (29)$$

para todo $n \in \mathbb{Z}$, ou seja,

$$h_s = \left(\frac{N\theta_r}{2\pi k_d} + \frac{N}{2k_d} \right) + \frac{N}{k_d}n = \left(\frac{\theta_r}{\theta_d} + \frac{\pi}{\theta_d} \right) + \frac{2\pi}{\theta_d}n. \quad (30)$$

Os parâmetros θ_r e k_d podem ser escolhidos para eliminar uma família de vetores de componentes harmônicas

$$h_s = h_d + (q + pn). \quad (31)$$

Os parâmetros q e p podem ser arbitrariamente escolhidos. Para isso:

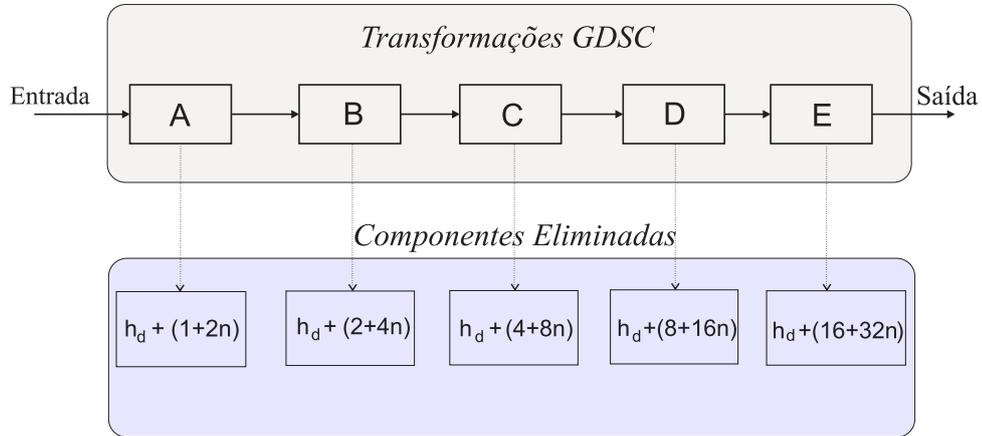
$$\begin{cases} \theta_d = \frac{2\pi}{p} \Rightarrow k_d = \frac{N}{p} \\ h_d + q = \frac{\theta_r}{\theta_d} + \frac{\pi}{\theta_d} \Rightarrow \theta_r = \theta_d(h_d + q) - \pi \end{cases}$$

O ganho complexo \vec{a} é escolhido de modo que o ganho da transformação para a componente desejada $h_s = h_d$ seja unitário:

$$\vec{a} = \frac{1}{1 + e^{j\pi\left(\frac{2q}{p}-1\right)}}. \quad (32)$$

Transformações do tipo (27) podem ser postas em cascata conforme a Figura 13, o que possibilita cancelar diversas famílias de componentes vetoriais harmônicas de sequência positiva e negativa.

Figura 13: Diagrama das transformações GDSC em cascata e componentes eliminadas.



Fonte: próprio autor.

Depois de passar pela transformação A , as componentes harmônicas não eliminadas são $[h_d + 2n]$ e após a transformação B ficam as componentes vetoriais $[h_d + 4n]$. A transformação C a qual elimina as componentes harmônicas $[h_d + (4 + 8n)]$ pode ser colocada em cascata com as transformações A e B , na saída haverá apenas as componentes de ordem $[h_d + 8n]$ e colocando as transformações D e E em cascata com as transformações A , B e C os vetores de componentes harmônicas presentes na saída da transformação E são $[h_d + 32n]$ (SOUZA, 2012).

Para implementar as transformações em cascata é necessário calcular os parâmetros k_d , θ_r e \vec{a} das transformações A , B , C , D e E . k_{dA} amostras das componentes α e β do vetor de entrada devem ser armazenadas, visto que $\vec{S}_{\alpha\beta}[(k - k_d)T_s]$ é usada em A . O vetor transformado é obtido pela soma dos vetores atual e atrasado multiplicados por \vec{a}_A e $\vec{a}_A e^{j\theta_{rA}}$, respectivamente. Isto é feito de forma matricial executando a seguinte operação (SOUZA, 2012)(NEVES et al., 2010a):

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} S_{\alpha TA}(kT_s) \\ S_{\beta TA}(kT_s) \end{bmatrix} &= [A_A] \begin{bmatrix} S_{\alpha}(kT_s) \\ S_{\beta}(kT_s) \end{bmatrix} + [B_A] \begin{bmatrix} S_{\alpha}[(k - k_{dA})T_s] \\ S_{\beta}[(k - k_{dA})T_s] \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} a_{1A} & -a_{2A} \\ a_{2A} & a_{1A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{\alpha}(kT_s) \\ S_{\beta}(kT_s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{1A} & -b_{2A} \\ b_{2A} & b_{1A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{\alpha}[(k - k_{dA})T_s] \\ S_{\beta}[(k - k_{dA})T_s] \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

onde, $a_{1A} = \text{real}(\vec{a}_A)$, $a_{2A} = \text{imag}(\vec{a}_A)$, $b_{1A} = \text{real}(\vec{a}_A e^{j\theta_{rA}})$ e $b_{2A} = \text{imag}(\vec{a}_A e^{j\theta_{rA}})$.

Os sinais atuais e atrasados de saída da transformação A , $\vec{S}_{\alpha\beta TA}(kT_s)$ e $\vec{S}_{\alpha\beta TA}(k -$

$k_{dB})T_s$, são as entradas da transformação B . A entrada para as demais transformações, de forma semelhante, são as saídas das transformações que as precedem. Os parâmetros utilizados em cada transformação estão na Tabela 1.

Tabela 1: Parâmetros das transformadas A-E, GDSC

Transformação	k_d	θ_r	\vec{a}
A	$\frac{N}{2}$	180°	$\frac{1}{2}$
B	$\frac{N}{4}$	90°	$\frac{1}{2}$
C	$\frac{N}{8}$	45°	$\frac{1}{2}$
D	$\frac{N}{16}$	22,5°	$\frac{1}{2}$
E	$\frac{N}{32}$	11,25°	$\frac{1}{2}$

Fonte: próprio autor.

3.3 O Controlador Baseado no GDSC

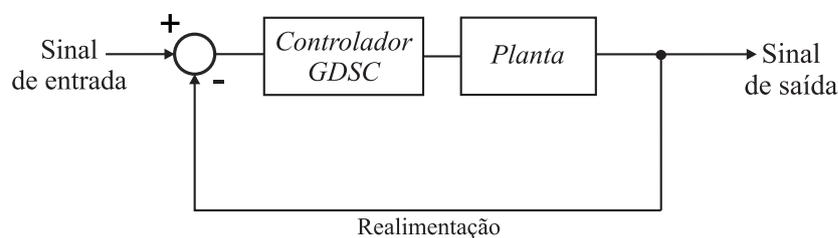
Algumas aplicações requerem o uso de controladores capazes de seguir sinais de referência trifásicos distorcidos e desbalanceados. Este é o caso dos filtros ativos de potência e também do objeto de estudo nesta dissertação, os restauradores dinâmicos de tensão. Diversas estratégias de controle já foram propostas com esse objetivo, como o uso de transformações dos sinais de referência e medidos para múltiplos referenciais girantes em velocidades correspondentes às frequências e sequências que se desejam impor. Outras propostas, baseadas em técnicas de controle repetitivo (MATTAVELLI; MARAFAO, 2004; MATTAVELLI; MARAFAO, 2002), em controladores do tipo proporcional + ressonante, ou na transformada de Fourier de vetores espaciais do inglês *Space Vector Fourier Transform - SVFT*) (NEVES et al., 2010b; ARCANJO, 2013a), foram publicadas. Essas propostas têm em comum a característica de não necessitar de transformação de coordenadas para referencial girante e garantir o rastreamento de sinais de referência trifásicos desbalanceados e distorcidos por componentes de frequência de ordens conhecidas, fazendo uso de controladores que possuem ganho infinito nessas frequências. No entanto, todas requerem o uso de vários controladores operando em paralelo, um para cada frequência que se deseje controlar.

A principal contribuição desta dissertação é a proposta de um único controlador capaz de garantir a imposição de sinais de referência trifásicos desbalanceados e distorcidos, com erro nulo em regime permanente para um conjunto de componentes de frequências e sequências de interesse. Esse controle possui vantagens como sua característica discreta, não incorrendo em problemas devido à discretização, seletividade com relação às componentes que se deseja controlar, o baixo esforço computacional requerido por sua implementação e a possibilidade de se controlar várias componentes harmônicas com o mesmo controlador. Como descrito nas

seções anteriores deste capítulo, um bloco da transformada GDSC tem ganho nulo para um conjunto de componentes harmônicas vetoriais do sinal de entrada. Assim, o uso da transformada GDSC inversa aplicada ao erro de uma grandeza vetorial que se deseja controlar, tem ganho infinito em regime permanente e, como será visto adiante, assegura erro nulo no controle dessas componentes específicas.

A Figura 14 mostra o diagrama básico da planta com o controlador. Pode-se verificar que há uma realimentação que fornece os valores medidos dos sinais a serem controlados para a realização do cálculo do erro.

Figura 14: Diagrama básico da planta com o controlador.



Fonte: próprio autor.

O controlador GDSC possui características semelhantes às do controlador baseado na SVFT. A SVFT é uma operação matemática para identificar vetores de sequência positiva ou negativa (girando em sentido horário ou anti-horário no plano complexo) advindos de sinais trifásicos transformados em sinais complexos através da transformada de Clarke. A SVFT de um sinal trifásico possibilita a determinação da magnitude e do ângulo de fase de uma harmônica de sequência específica do vetor de entrada, o que seria equivalente à realização de uma DFT em cada fase seguida de uma transformada de Fortescue para obtenção de uma componente harmônica de sequência positiva ou negativa.(ARCANJO, 2013b).

O Controlador SVFT estabelece que um sistema de controle linear e invariante no tempo, realimentado, é capaz de rastrear um sinal de referência de entrada, sem erro em regime permanente e rejeitar perturbações, caso o sistema satisfaça as seguintes condições (BOTTERON, 2005; FRANCIS; SEBAKHY; WONHAM, 1974):

1. O sistema em malha fechada é assintoticamente estável;
2. A função de transferência em malha aberta deve incluir um modelo matemático que gere o sinal de referência de entrada requerido.

Como mostrado anteriormente, o GDSC fundamenta-se em transformações matemáticas que fazem uso de armazenamento de valores passados dos sinais (NEVES et al., 2010c; NEVES

et al., 2010a) e que possuem ganho unitário para o vetor tensão de sequência positiva e frequência fundamental e ganho zero para alguns componentes escolhidos.

O controlador baseado neste método utiliza-se de uma transformação modificada e apresenta ganho infinito para o vetor tensão de sequência positiva e frequência fundamental e para determinadas componentes harmônicas de sequência positiva ou negativa especificadas pelo usuário. A implementação do controle baseado em GDSC é descrita a seguir.

Considera-se que a entrada de um bloco GDSC é representada por \vec{x} e a saída por \vec{y} conforme a Figura 15.

Figura 15: Bloco GDSC.



Fonte: próprio autor.

Utilizando-se os dados de entrada e saída do controle na Equação (23) da transformação matemática do GDSC mostrada na seção anterior tem-se:

$$\vec{y}_k = \vec{a} [\vec{x}_k + e^{j\theta_r} \vec{x}_{k-\theta_d}] . \quad (33)$$

Rearrmando a Equação (33) em função da entrada do sistema tem-se:

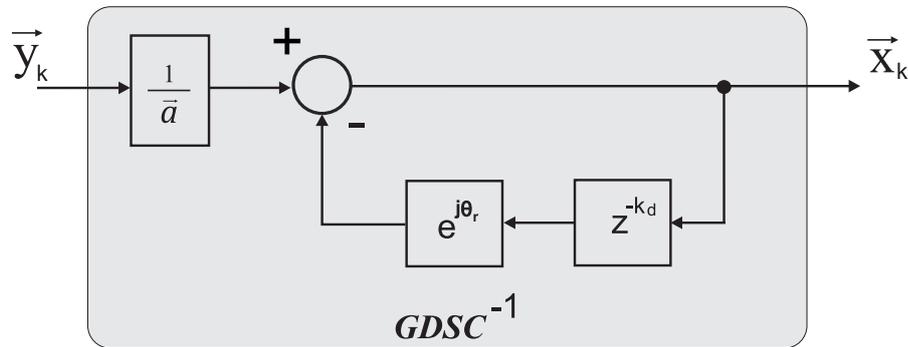
$$\vec{x}_k = \frac{\vec{y}_k}{\vec{a}} - e^{j\theta_r} \vec{x}_{k-\theta_d}, \quad (34)$$

ou, em forma matricial, pode-se escrever a equação da transformação GDSC inversa como segue:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha(kT_s) \\ x_\beta(kT_s) \end{bmatrix} = \frac{1}{\vec{a}} \begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\text{sen } \theta_r \\ \text{sen } \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha[(k - k_d)T_s] \\ x_\beta[(k - k_d)T_s] \end{bmatrix}. \quad (35)$$

A Figura 16 mostra o diagrama de blocos do controlador GDSC.

Figura 16: Diagrama de blocos do controlador GDSC.



Fonte: próprio autor.

Como exemplo, seja um vetor tensão atual \vec{v}_k e um vetor $\vec{v}_{k-kd}^{(h_s)}$ com um ângulo de atraso $\theta_d = 2\pi \frac{k_d}{N} h_s$, atrasado k_d amostras do sinal de tensão atual, onde $\vec{v}_{k-kd}^{(h_s)} = \vec{v}_k^{(h_s)} e^{-j \frac{2\pi}{N} h_s k_d}$. Utilizando a Equação (23) e substituindo esses vetores tem-se:

$$\vec{f}_{GDSC}^{(h_s)} = \vec{a} \left[\vec{v}_k^{(h_s)} + e^{j\theta_r} \vec{v}_{k-kd}^{(h_s)} \right] = \vec{a} \left[\vec{v}_k^{(h_s)} + e^{j(\theta_r - \frac{2\pi}{N} h_s k_d)} \vec{v}_k^{(h_s)} \right], \quad (36)$$

o ganho $\vec{G}_{GDSC}^{h_s}$ será igual a $\vec{a} \left[1 + e^{j(\theta_r - \frac{2\pi}{N} h_s k_d)} \right]$.

Então, a fim de obter-se um controlador capaz de rastrear um sinal de referência contendo componentes harmônicas ímpares de sequência positiva e negativa no conjunto $h_s = h_d + (2+4n)$, basta usar a transformação inversa do bloco GDSC com os parâmetros:

$$\vec{a} = \frac{1}{2}; \theta_r = \frac{\pi}{2} \text{ e } k_d = \frac{N}{4}, \text{ para sequência positiva;}$$

Para rastrear um sinal de referência com as componentes harmônicas acima e também aquelas do conjunto $h_s = h_d + (0 + 4n)$, adiciona-se, em paralelo, um controlador cujos parâmetros são:

$$\vec{a} = \frac{1}{2}; \theta_r = \frac{-\pi}{2} \text{ e } k_d = \frac{N}{4};$$

$$\Rightarrow \forall n \in \mathbb{N}$$

Vale salientar que os controladores possuem ganho infinito para harmônicas elevadas, incluindo ruídos de alta frequência. Assim, tenderão a tentar compensar esses ruídos, podendo causar instabilidade. Na próxima seção, mostra-se como este problema pode ser contornado.

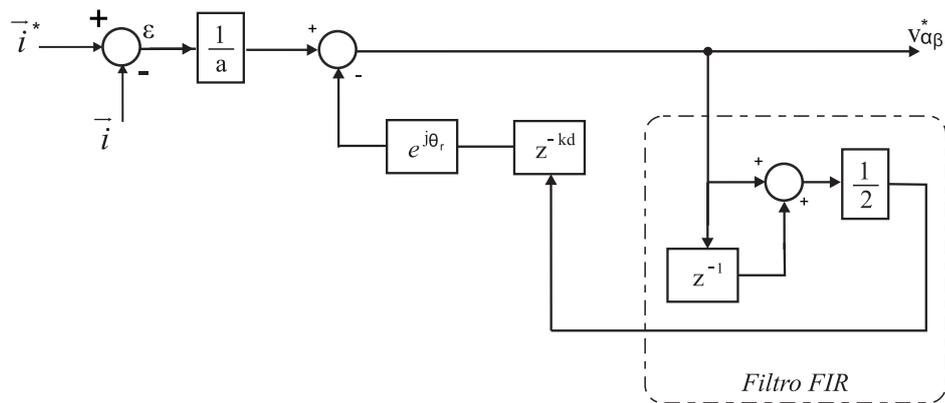
3.4 Resposta em Frequência do Controlador

Para realizar a análise do controlador, foi utilizado o sistema apresentado na Figura 16. A resposta em frequência do sistema foi obtida utilizando o MATLAB®. Utilizou-se dois controladores em paralelo para rastrear o sinal de referência e as componentes harmônicas ímpares de sequência positiva e negativa dos conjuntos $h_s = h_d + (2 + 4n)$ e $h_s = h_d + (0 + 4n)$.

Como o controlador apresenta ganho infinito para componentes de alta frequência, surge a necessidade de utilizar um filtro passa-baixas no ramo de realimentação. Optou-se pelo uso de um filtro FIR (*Finite Impulse Response*), embora outros filtros pudessem também ser empregados.

O filtro FIR é caracterizado por uma resposta ao impulso que se torna nula após um tempo finito e apresenta propriedades como ser inerentemente estável e não usar realimentação e por isso os erros de arredondamento não se acumulam. A Figura 17 mostra a estrutura do filtro FIR utilizado.

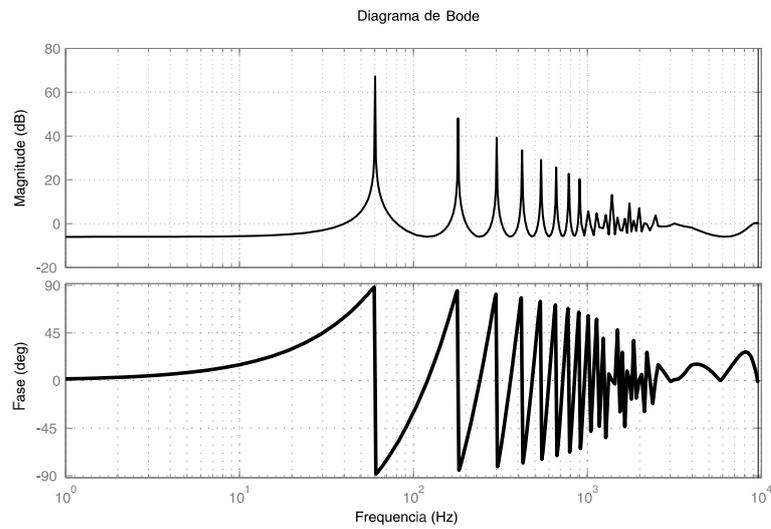
Figura 17: Estrutura do filtro FIR.



Fonte: próprio autor.

A Figura 18 mostra a resposta do controlador após a utilização do filtro. Pode-se verificar que à medida que a frequência cresce, o ganho do controlador diminui, evitando a instabilidade do sistema. Observa-se também que para as componentes onde o ganho do GDSC é unitário, o controlador proposto apresenta ganho infinito e ângulo de fase nulo, como esperado.

Figura 18: Diagrama de Bode do controlador GDSC com filtro FIR.



Fonte: próprio autor.

3.5 Conclusão

Neste capítulo é realizada uma breve revisão sobre os sistemas de coordenadas de *Clarke* e *Park* utilizados para desenvolvimento da transformada GDSC e sua aplicação no DVR.

Também, é realizada uma revisão sobre o método GDSC, apresentando as transformações matemáticas e as principais características deste método, que apresenta ganho unitário para o vetor de sequência positiva e frequência fundamental e ganho igual a zero para alguns componentes harmônicos escolhidos.

Também, é proposto o controlador GDSC que pode ser utilizado para controlar tanto vetores de tensão quanto de corrente de um sistema e apresenta ganho infinito para o vetor tensão de sequência positiva e frequência fundamental e para determinadas componentes harmônicas de sequência positiva ou negativa especificadas através das transformações GDSC inversas escolhidas. O controle GDSC apresenta vantagens como: característica discreta, não incorrendo em problemas devido à discretização; seletividade no que diz respeito às componentes que se deseja controlar; o baixo esforço computacional requerido por sua implementação e ainda a possibilidade de se controlar várias componentes harmônicas com o mesmo controlador.

A estratégia desse controle consiste em forçar os erros da tensão ou de corrente da entrada a se anularem pelo uso de controladores com ganhos infinitos em múltiplas frequências presentes no sinal de erro. Assim, garante-se que a saída controlada acompanhe os valores de referência trifásicos distorcidos e desbalanceados. No próximo capítulo é apresentado o controle de tensão e de corrente baseados em GDSC utilizados no restaurador dinâmico de tensão.

4 Controle do Restaurador Dinâmico de Tensão

A eficácia do DVR depende, fundamentalmente, do tempo envolvido no processo de detecção do distúrbio, da velocidade de compensação e da qualidade das tensões de compensação injetadas (SILVA, 1999). A estratégia de controle do equipamento é uma parte essencial que influencia nesses três fatores. Neste capítulo apresenta-se o controle do DVR, realizando uma breve descrição dos controles de tensão e corrente comumente utilizados e os propostos neste trabalho, bem como uma descrição do bloco funcional auxiliar do DVR: Gerador de Referências.

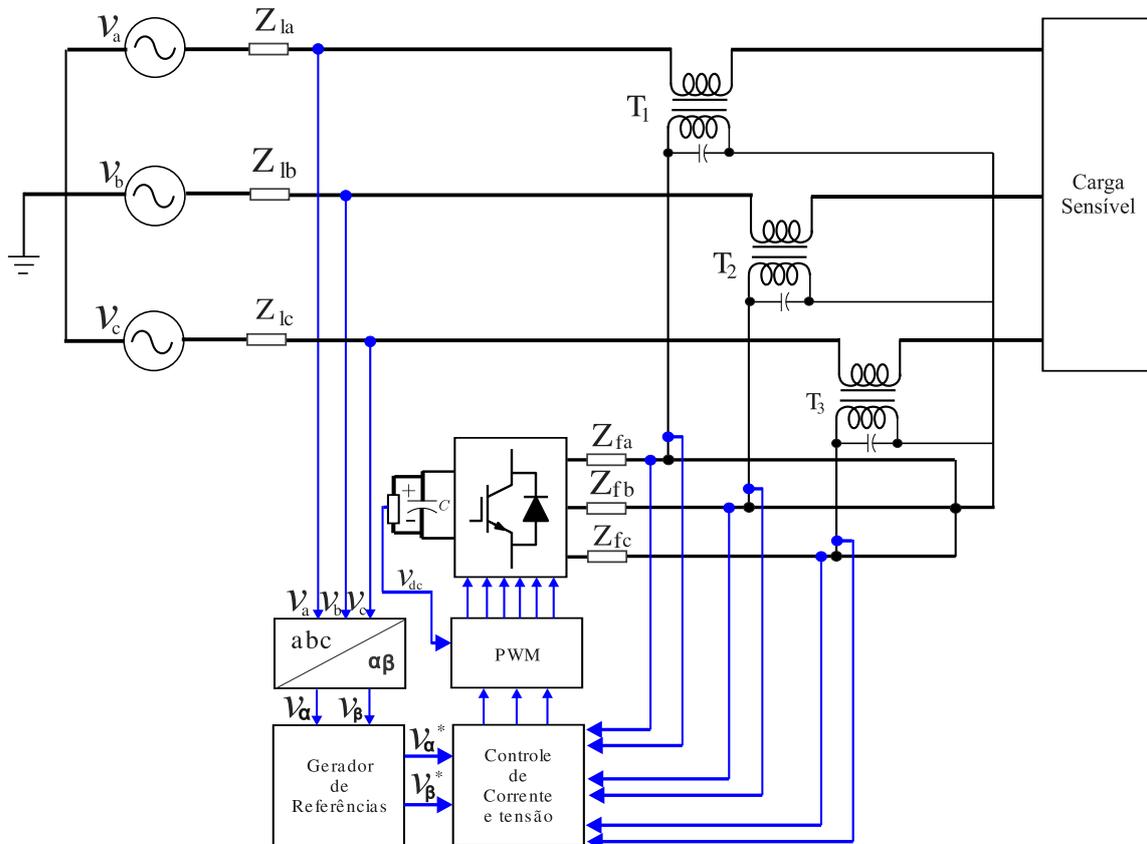
4.1 Controle do DVR

A escolha da estratégia de controle do DVR é importante, pois, ela define a eficácia da operação do DVR, principalmente quando se trata de resposta dinâmica. O sistema de controle tem como princípio básico de funcionamento, medir a grandeza controlada e compará-la com o valor de referência, o que produz um sinal de erro. Através de uma estratégia de compensação específica, esse erro é reduzido até a sua completa extinção ou minimização (JESUS, 2006). Além das malhas de controle de tensão e de corrente, o DVR é composto também por blocos funcionais, descritos a seguir:

- Blocos de mudança de coordenadas - Transformam sinais do referencial abc para $\alpha\beta$ ou para dq ou vice-versa;
- Bloco do gerador de referência - Determina as tensões de compensação a serem injetadas no sistema através do transformador série;
- PWM - Responsável por aplicar as tensões de referência da saída do controle no circuito elétrico em que o DVR estará conectado.

A Figura 19 mostra um DVR e as suas interligações com os blocos funcionais de controle. Esses blocos serão detalhados nas próximas subseções.

Figura 19: DVR e blocos funcionais de controle.



Fonte: próprio autor.

4.1.1 Gerador de Referência

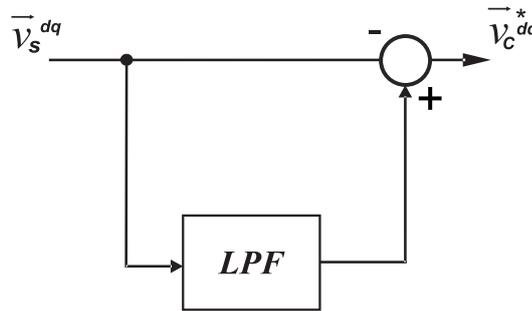
O gerador de referência fornece ao controlador de tensão, representado na Figura 19 pelo bloco controles, a referência de tensão a ser injetada no sistema pelos transformadores série do DVR. O controlador rastreia essa tensão de referência, com o objetivo de garantir a injeção correta de tensão (SILVA, 1999; JUNIOR, 2011).

Muitas estratégias de controle de conversores conectados à rede são implementadas em referencial $\alpha\beta$ utilizando controladores proporcional-ressonante (PR) em vez de proporcional-integral (PI) em referencial dq . Ambos os controladores levam a respostas semelhantes e muitas vezes são considerados iguais (AZEVEDO et al., 2015).

O controlador PR apresenta melhor desempenho quando é necessário controlar componentes de sequência negativa, uma vez que é capaz de lidar com ambas as sequências positiva e negativa. Além disso, a implementação na estrutura $\alpha\beta$ é mais simples e computacionalmente mais rápida porque o *phase locked loop* - PLL não é mais necessário bem como qualquer transformação dq (AZEVEDO et al., 2015).

Uma das técnicas eficazes para a geração de referência usa filtros passa-baixa (*Low pass filter* - LPF) em referencial síncrono (SILVA, 1999) conforme mostra a Figura 20. Essa técnica foi a base para o gerador de referência de tensão (GRT) proposto. O objetivo é conceber um GRT que pode ser implementado em referencial $\alpha\beta$. O GRT baseado em LPF (GRT-LPF) pode ser usado como um ponto de partida, onde a ideia é encontrar um sistema equivalente em referencial $\alpha\beta$.

Figura 20: Diagrama de um LPF.



Fonte: próprio autor.

O sistema equivalente pode ser derivado considerando cada componente, devido as componentes d e q serem desacopladas, assim como as componentes $\alpha\beta$. A função de transferência dos dois LPF é dada por:

$$T_{LPF}(s) = \frac{1}{\tau s + 1}, \quad (37)$$

Onde τ é a constante de tempo do filtro. Assim, a relação entre v_c^{dq*} e v_s^{dq*} é:

$$T_{dq}(s) \equiv \frac{V_{Cd}^*(s)}{V_{Sd}(s)} = \frac{V_{Cq}^*(s)}{V_{Sq}(s)} = T_{LPF} - 1 \quad (38)$$

Substituindo (37) em (38) resulta em:

$$T_{dq}(s) = -\frac{\tau s}{\tau s + 1} \quad (39)$$

A entrada do sistema representado por (39) é a tensão da rede em referencial dq , que tem a seguinte relação com as componentes $\alpha\beta$:

$$v_s^{dq} = v_s^{\alpha\beta} e^{-j\omega t}, \quad (40)$$

Onde ω é a frequência angular da tensão da rede e $e^{-j\omega t}$ representa a transformação de Park. A saída do sistema no referencial $\alpha\beta$ é dada através da transformada inversa de Park.

$$v_C^{\alpha\beta*} = v_C^{dq*} e^{j\omega t} \quad (41)$$

O GRT-LPF, que é representado por (39) a (41), pode ser reescrito como um único par de funções de transferência como sugerido na Figura 21. A função de transferência equivalente $T_{\alpha\beta}^{(s)}$ em referencial estacionário é derivada da função de transferência $T_{dq}^{(s)}$ em referencial síncrono através de uma transformação de deslocamento de frequência em relação a frequência ω (AZEVEDO et al., 2015), como segue:

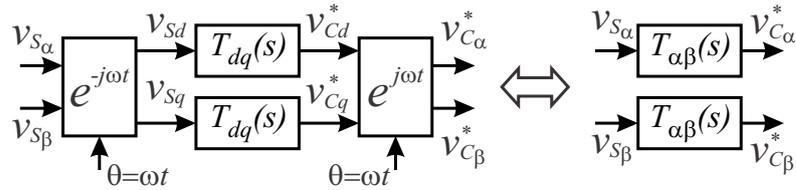
$$T_{\alpha\beta}(s) = T_{dq}\left(\frac{s^2 + \omega^2}{2s}\right). \quad (42)$$

Aplicando essa transformação em (39), resulta

$$T_{\alpha\beta}(s) = \frac{s^2 + \omega^2}{s^2 + \frac{2}{\tau}s + \omega^2} \quad (43)$$

Essa simples função de transferência aplicada as componentes $\alpha\beta$ substitui todos os cálculos representados por (39) a (41). Uma análise mais aprofundada de (43) revela que esta função de transferência representa um simples filtro rejeita faixa (*notch filter* - NF) que vai ser usado como um GRT-NF (AZEVEDO et al., 2015).

Figura 21: Equivalência entre os sistemas dq e $\alpha\beta$.



Fonte: Azevedo et al. (2015)

A equivalência entre os dois sistemas da Figura 21 é apenas verdadeiro quando ω coincide exatamente com a frequência da tensão da rede. Por outro lado, é comum que a frequência da tensão de rede desvie-se um pouco em torno de seu valor nominal. Assim, é essencial que um mecanismo de adaptação de frequência seja adicionado ao GRT-NF (AZEVEDO et al., 2015).

A Figura 22 mostra um diagrama de blocos possível para o GRT-NF. As legendas de entrada e saída foram substituídas por variáveis genéricas $x(t)$ e $y(t)$, respectivamente, uma vez

que o GRT-NF é usado para ambas as componentes α e β . As saídas $y(t)$ e $q(t)$ tem as seguintes características em relação a $x(t)$ no domínio da frequência:

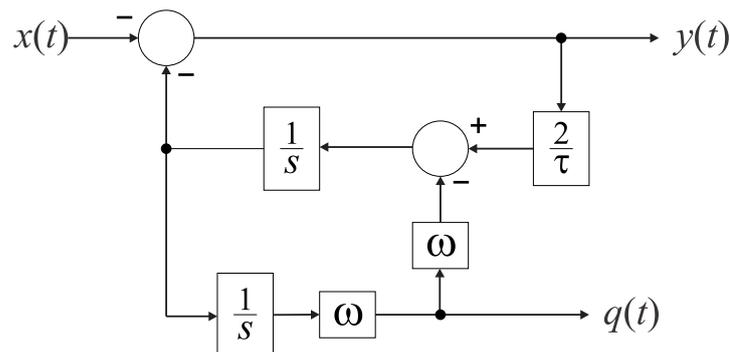
$$Y(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = -\frac{s^2 + \omega^2}{s^2 + \frac{2}{\tau}s + \omega^2}; \quad (44)$$

$$Q(s) = \frac{Q(s)}{X(s)} = -\frac{\frac{2}{\tau}\omega}{s^2 + \frac{2}{\tau}s + \omega^2} \quad (45)$$

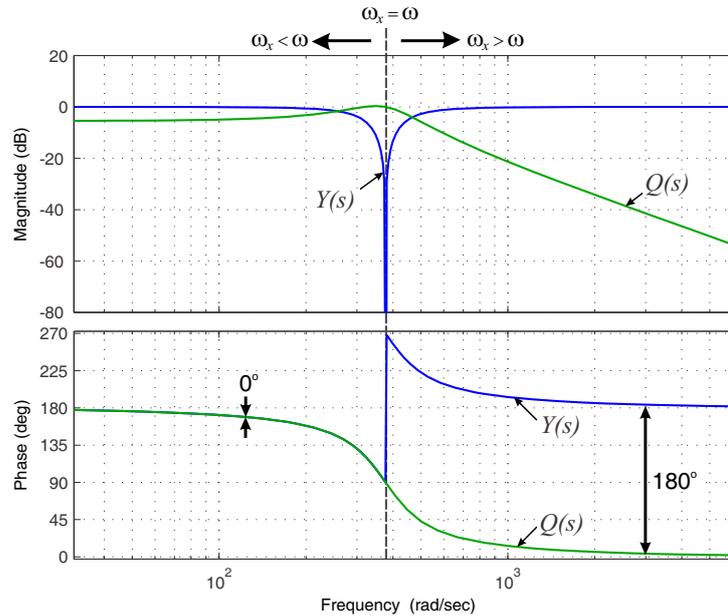
Os diagramas de Bode dessas duas funções são mostradas na Figura 23. Quando a frequência do sinal de entrada, ω_x , é menor que ω ambas as saídas estão em fase, por outro lado se ω_x é maior que ω eles estão fora de fase. Finalmente, quando ω_x é igual a ω , a saída Y é aproximadamente igual a zero.

Esta característica permite o uso de um mecanismo de frequência adaptável, que é chamado de ciclo fechado de frequência (*Frequency Locked Loop* - FLL). A idéia é multiplicar as duas saídas, $y(t)$ e $q(t)$. Se $\omega < \omega_x$ o valor médio deste produto será positivo; Se $\omega > \omega_x$, o valor médio do produto será negativo e, para $\omega = \omega_x$, será quase zero. Assim, este valor médio, que pode ser calculado por um integrador, é usado para sintonizar a frequência ω do GRT-NF. A sintonização de frequência é melhorada quando os dois GRT-NF são utilizados em conjunto com um único FLL (AZEVEDO et al., 2015).

Figura 22: Diagrama de blocos GRT-NF.



Fonte: Azevedo et al. (2015)

Figura 23: Diagrama de Bode de Y e Q para $\tau = 10ms$.

Fonte: Azevedo et al. (2015)

4.1.2 Resultados de Simulação do Gerador de Referência

A proposta do GRT-NF para DVR é comparado com o GRT-LPF através de simulação efetuada no MATLAB® e SIMULINK®. Os parâmetros utilizados no GRT-NF estão listados na Tabela 2. Mostra-se, nos resultados de simulação, as tensões da rede v_S e as tensões de carga calculadas assumindo que $v_c = v_c^*$.

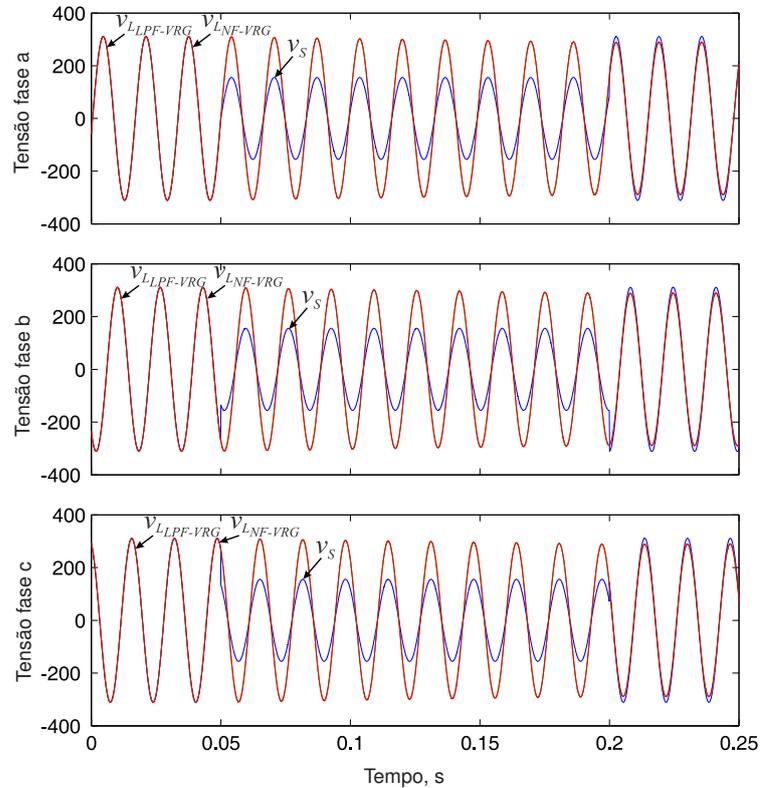
Tabela 2: Parâmetros utilizados no GRT-NF.

Parâmetro	Valor
Tensão nominal da rede	220V
Frequência Angular (ω)	$2\pi 60rad/s$
Constante de tempo GRT-NF (τ)	1.0s
Ganho da FLL (γ)	200
Frequência de amostragem (f_s)	10kHz

Fonte: próprio autor.

No primeiro resultado, considera-se uma queda de tensão nas três fases com 50% de afundamento que ocorre em $t = 50ms$ e leva 150ms para ser removida. Este resultado é mostrado na Figura 24. Deve-se notar que ambos os métodos tem a mesma resposta. Além disso, eles foram capazes de manter a amplitude da tensão de carga quase constante ao longo da perturbação.

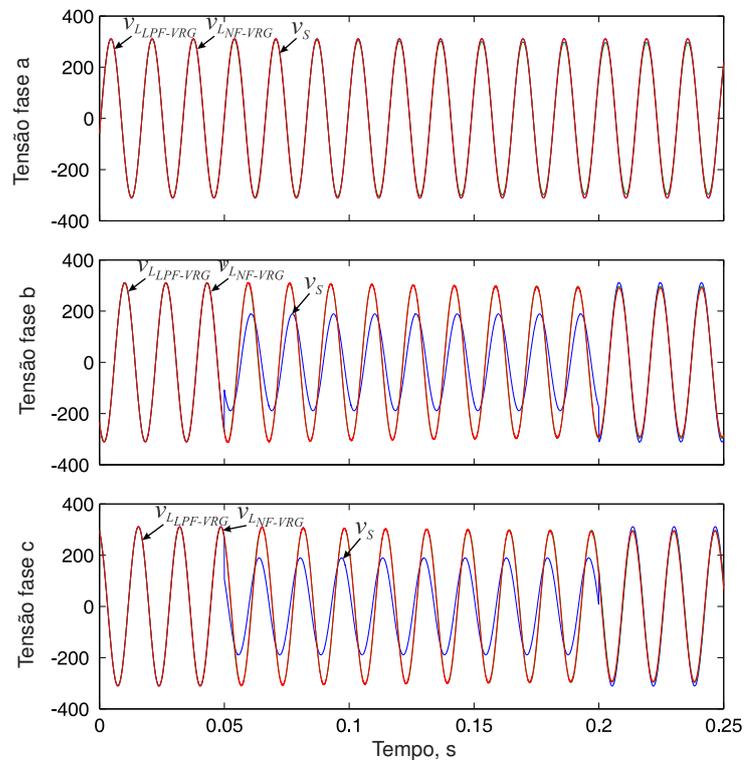
Figura 24: Comparação entre a resposta do GRT-LPF e GRT-NF para um afundamento trifásico de 50%.



Fonte: adaptado de Azevedo et al. (2015)

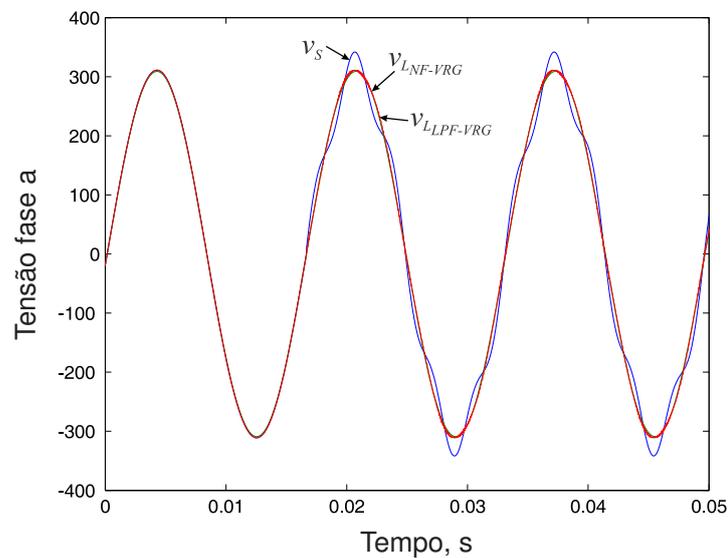
Uma falta desequilibrada, que resulta em tensões de sequência positiva e negativa, é considerada no segundo resultado. Durante a falta, a tensão de sequência positiva é de 70% da tensão nominal, enquanto a de sequência negativa é de 30%. Os resultados são mostrados na Figura 25. Mais uma vez, o desempenho do GRT-NF e GRT-LPF são semelhantes.

Figura 25: Comparação entre a resposta do GRT-LPF e GRT-NF para um afundamento com 70% de sequência positiva e frequência fundamental e 30% de sequência negativa.



Fonte: adaptado de Azevedo et al. (2015)

Ambos os métodos têm uma boa capacidade de rejeição de tensões harmônicas. Um resultado considerando a tensão da rede com 10% de 5ª harmônica depois de $t = 16,6$ ms é mostrado na Figura 26. Neste caso, a distorção da tensão de carga é de cerca de 2%. Deve notar-se que harmônicas com altas ordens vão ser melhor filtradas pelos filtros do GRT-LPF e a GRT-NF.

Figura 26: Comparação entre a resposta do GRT-LPF e GRT-NF para 10% de 5th harmônico.

Fonte: adaptado de Azevedo et al. (2015)

4.1.3 Controles de Corrente e Tensão

A tensão, que é o objetivo final do controlador, pode ser controlada atuando sobre a corrente injetada pelo conversor. Diversas estratégias de controle podem ser utilizadas nas malhas de corrente e tensão do DVR.

Entre os controladores mais utilizados tem-se o controlador proporcional-integral (PI) que é uma solução simples e bem conhecida, utilizado em sistemas de malha fechada, com boa resposta dinâmica e erro nulo de regime permanente se a grandeza de referência for constante.

Contudo, quando utilizado no sistema de coordenadas fixas, abc ou $\alpha\beta$, são convencionalmente considerados insatisfatórios devido aos inevitáveis erros de amplitude e fase. Em contraste, no sistema de coordenadas síncrono dq , os reguladores atuam com sinal CC e podem conseguir erro zero em regime permanente e são, portanto, usualmente considerados superiores atuando no sistema de coordenadas fixas (DENG; ORUGANTI; SRINIVASAN, 1999).

No controlador por histerese, a tensão de saída é comparada com a tensão de referência senoidal através de um comparador com histerese, cuja saída gera os pulsos de chaveamento do conversor CC/CA. A limitação do uso do controlador por histerese, decorre principalmente da variação da frequência de chaveamento, o que dificulta o projeto do filtro de saída.

Já a estratégia de controle *deadbeat* consiste em forçar os erros de corrente ou de tensão a anularem-se após um número pré-determinado de instantes de amostragem, garantindo assim o

rastreamento do parâmetro de referência do controlador. As principais vantagens de controladores *deadbeat* consistem em sua resposta dinâmica rápida, fácil implementação e projeto intuitivo. A principal desvantagem é a alta sensibilidade a variação de parâmetros da planta (GALASSI, 2006).

A estratégia de controle denominada controle repetitivo (HARA et al., 1988), é uma solução que pode reduzir a valores baixos os erros de rastreamento na tensão de saída causados por cargas não lineares. O controle repetitivo é considerado como controle de aprendizado simples (*simple learning control*) devido a entrada de controle atual ser calculada usando a informação do sinal de erro dos períodos precedentes (HARA et al., 1988).

O controlador do tipo repetitivo, por si só, resulta geralmente em um nível baixo de distorção na tensão de saída em regime estacionário, mas tende a causar resposta dinâmica lenta para distúrbios não periódicos. Para melhorar a resposta dinâmica geralmente o controlador repetitivo é combinado com outro tipo de controlador com resposta rápida (ZMOOD; HOLMES, 2008).

A estrutura mais simples de um controlador ressonante é o Proporcional-Ressonante (PR), cuja função de transferência é:

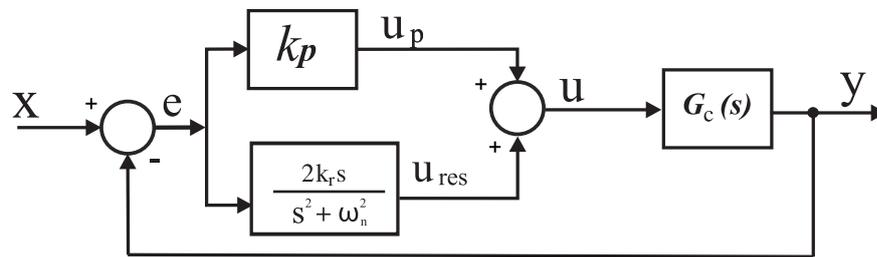
$$G_c(s) = K_p + \frac{2k_r s}{s^2 + \omega_n^2} \quad (46)$$

A ideia básica do controlador PR é a transformação de um controlador PI em um controlador com compensação para sinais alternados (DENG; ORUGANTI; SRINIVASAN, 1999). Esse controlador combina um laço de controle proporcional e um laço de controle ressonante.

O princípio de operação do controlador PR é fornecer um ganho infinito na frequência de ressonância desejada e ganho nulo para as outras frequências, garantindo erro de estado estacionário nulo para sinais de referência que possuam a frequência de ressonância.

A Figura 27 mostra um controlador PR composto de uma parcela proporcional $u_p(t)$ e uma parcela ressonante $u_{res}(t)$, e relacionadas respectivamente ao primeiro e segundo termos de (46). A frequência de ressonância do controlador é definida pelo parâmetro ω_n , expresso em rad/s.

Figura 27: Diagrama de blocos do controle PR.



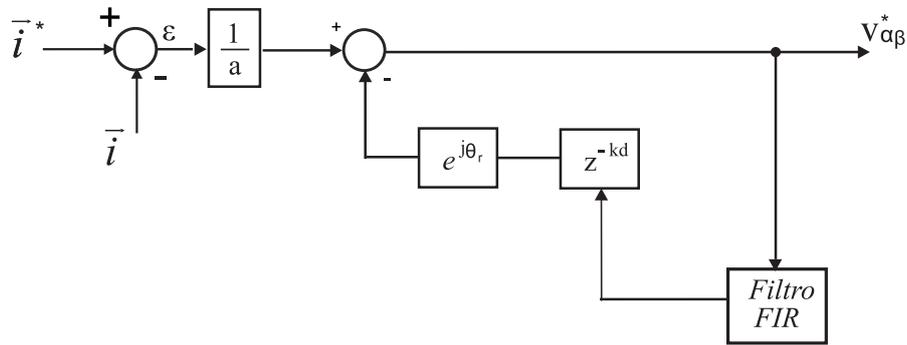
Fonte: adaptado de Azevedo et al. (2015)

O controlador PR apresenta o mesmo desempenho em regime transitório ou permanente que o controlador PI no modo síncrono. A construção desse tipo de controlador, por operar no sistema de coordenadas fixas, também tem a vantagem de requerer menos processamento digital do que um regulador operando no sistema síncrono, por não necessitar de transformação de coordenadas, além de ser menos susceptível a ruído (RODRIGUES, 2010).

Ao usar controlador tipo PI ou PR, caso o sinal trifásico de referência contenha, além das componentes fundamentais de sequência positiva e negativa, componentes harmônicas, diversos controladores em paralelo precisam ser usados.

Como descrito na Seção 3.3, o controlador GDSC é capaz de controlar grandezas trifásicas e de seguir sinais de referência desbalanceados e distorcidos, pode ser utilizado para controlar tanto vetores de tensão quanto de corrente de um sistema. Apresenta ganho infinito para o vetor corrente de sequência positiva e frequência fundamental e para determinadas componentes harmônicas de sequência positiva ou negativa especificadas pelo usuário através das transformações GDSC inversas. Diferentemente das estratégias PI ou PR, um único controlador pode ser usado para rastrear um sinal trifásico contendo inúmeras componentes harmônicas, além da fundamental. Assim, garante-se que a saída controlada acompanhe os valores de referência trifásicos distorcidos e desbalanceados. A Figura 28 mostra o diagrama do controle de corrente GDSC com a utilização do filtro FIR.

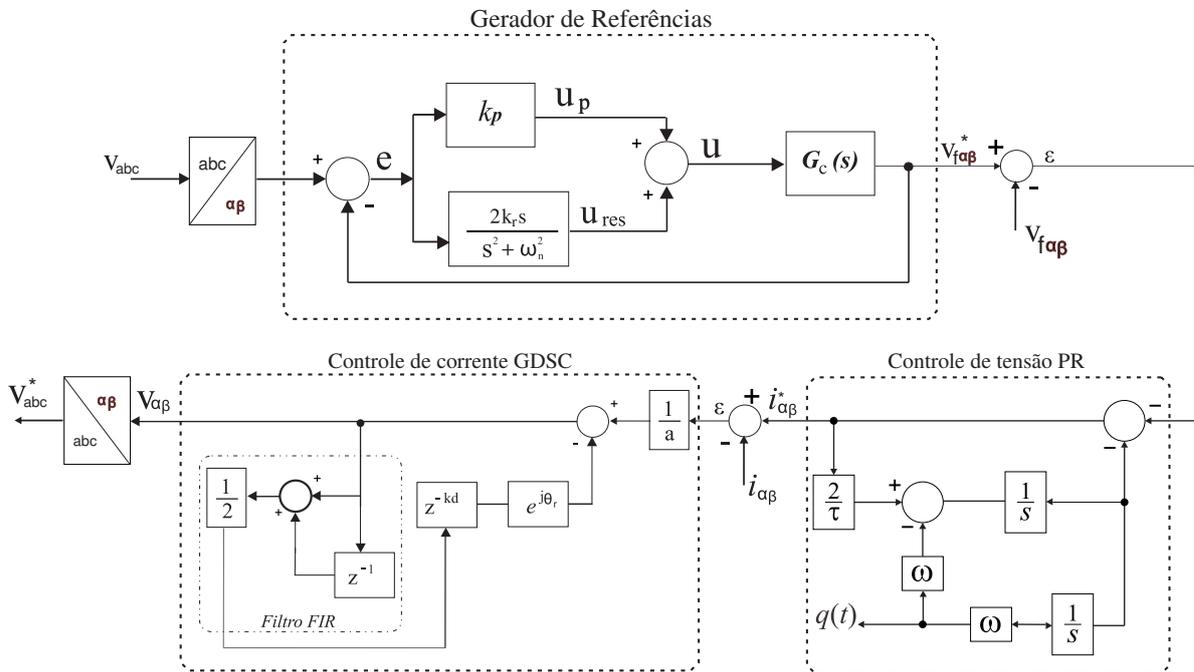
Figura 28: Diagrama de blocos do controle GDSC.



Fonte: próprio autor.

A Figura 29 mostra o diagrama de blocos do gerador de referência e dos controles de tensão PR e de corrente GDSC utilizados neste trabalho.

Figura 29: Diagrama de blocos do gerador de referências e controles de tensão e corrente.



Fonte: próprio autor.

4.2 Conclusão

Neste capítulo foi realizada uma breve descrição do bloco funcional auxiliar do DVR: o gerador de referência que determina as tensões de compensação a serem injetadas no sistema através do transformador série.

Também, foi realizada uma breve descrição dos controles de tensão e corrente comumente utilizados em DVR e os controladores PR e GDSC, utilizados neste trabalho.

Os próximos capítulos descrevem os resultados de simulação obtidos utilizando o controlador baseado em GDSC na malha de corrente e do PR na malha de tensão de controle do DVR e também os resultados experimentais obtidos utilizando o controlador baseado em GDSC apenas na malha de corrente, com controle de tensão PR. Para ambos os casos foi utilizada a transformação B descrita na seção 3.3.

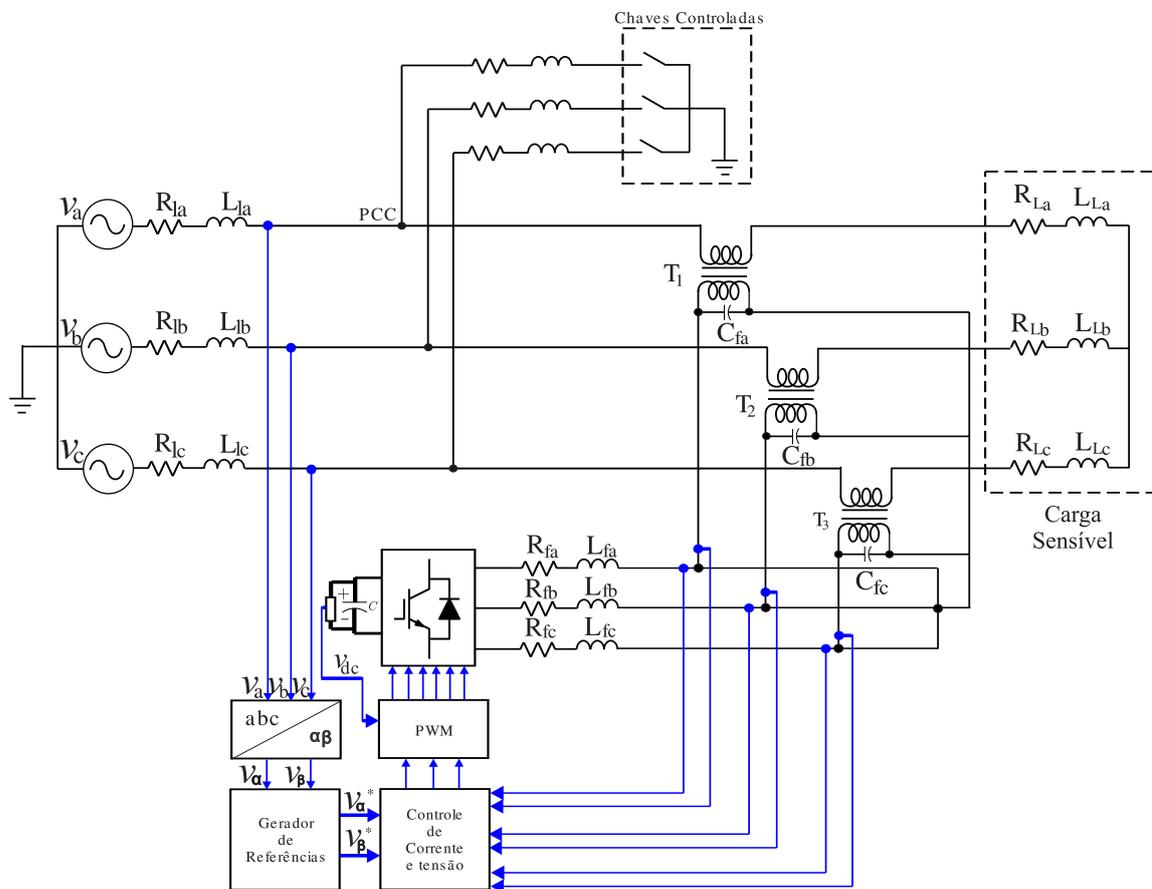
5 Resultados de Simulações

Com o objetivo de avaliar as estratégias propostas, desenvolveram-se modelos computacionais de simulação do DVR, utilizando MATLAB® e SIMULINK®. Neste capítulo, são apresentados os resultados destas simulações utilizando o controlador GDSC na malha de controle de corrente e o controlador Proporcional-Ressonante na malha de tensão. A topologia e os parâmetros utilizados são mostrados na Seção 5.1. Para simular faltas no sistema, foram inseridas na rede elétrica um conjunto de indutâncias trifásicas conectadas à terra através de chaves controladas. São ilustradas a seguir algumas formas de ondas resultantes da operação do DVR frente à ocorrência de faltas na rede como curto-circuitos bifásicos nas Seções 5.2.1 e 5.2.3 e trifásico na Seção 5.2.2. Foram obtidos resultados utilizando uma carga linear e também utilizando uma carga não linear.

5.1 Descrição do Sistema Elétrico Simulado

A topologia considerada nas simulações é a de suprimento de energia através de uma fonte adicional CC conectada diretamente ao barramento CC. A Figura 30 mostra o diagrama da topologia utilizada e a Tabela 5 mostra os parâmetros utilizados.

Figura 30: Topologia utilizada na simulação.



Fonte: próprio autor.

Tabela 3: Parâmetros do sistema simulado.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão equivalente da rede, no PCC	V_{abc}	127V
Indutância do filtro	L_f	5mH
Resistência do filtro	R_f	1Ω
Capacitor do filtro	C_f	34,5μF
Frequência de chaveamento	F_{ch}	19,2kHz
Frequência de amostragem	F_{amost}	19,2kHz
Ganho proporcional do controle de tensão	k_{pv}	0,025
Ganho integral do controle de tensão	k_{iv}	25
Ganho proporcional do controle de corrente	k_{pi}	20
Ganho GDSC do controle de corrente	k_{ii}	5

Fonte: próprio autor.

5.2 Descrição dos Casos Simulados

Para comprovar a eficácia do DVR na compensação de distúrbios utilizando o controle de corrente GDSC e controle de tensão PR, as simulações foram feitas considerando a ocorrência de afundamentos de tensão de 50% e duração de 100 milissegundos. As simulações consideraram curtos-circuitos ocorridos no alimentador de 127V como causas dos afundamentos de tensão. Para simular faltas no sistema foram conectadas indutâncias entre as fases e a terra da rede, no ponto de conexão comum (PCC) através de chaves controladas.

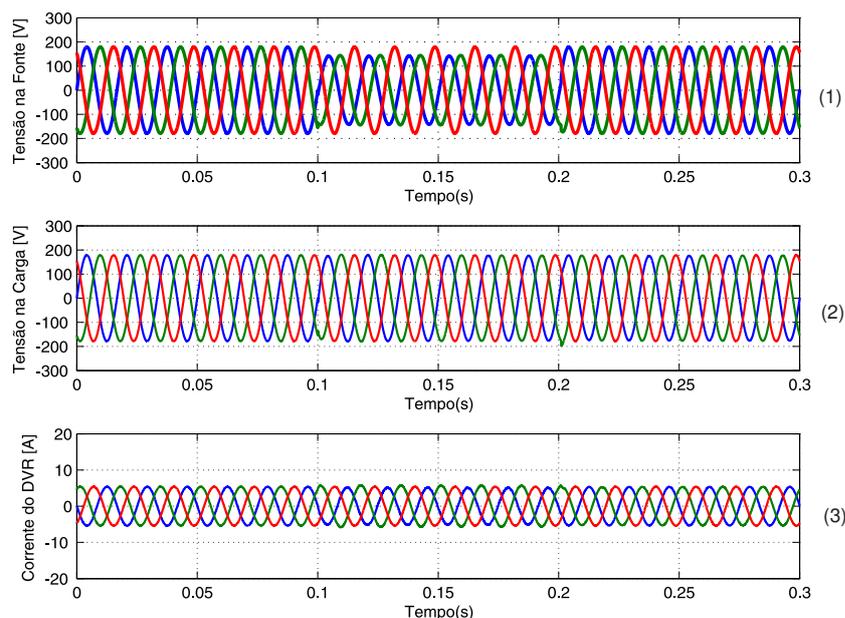
Foram considerados dois tipos de curtos circuitos: bifásicos e trifásicos. Foram obtidos resultados utilizando uma carga linear com valor de resistência (R_L) de 33Ω e indutância (L_L) de 1.8mH e também utilizando uma carga não linear (retificador) com valor de resistência de 33Ω .

5.2.1 Simulação 1 - Afundamento bifásico com carga linear

Na Figura 31, o gráfico (1) ilustra o comportamento das tensões da rede sob distúrbio com o afundamento de tensão em duas fases e com duração de 100 milissegundos; No (2) temos a tensão na carga compensada pelo DVR durante o distúrbio e por fim no (3) a corrente do DVR.

Pode-se verificar que o DVR atuou injetando a tensão necessária para que a carga não sinta o afundamento.

Figura 31: Afundamento bifásico de curta duração com 50% da tensão remanescente. Traços: (1) - Tensões no PCC [V]; (2) - Tensões na carga compensada pelo DVR [V]; (3) - Correntes no DVR [A].

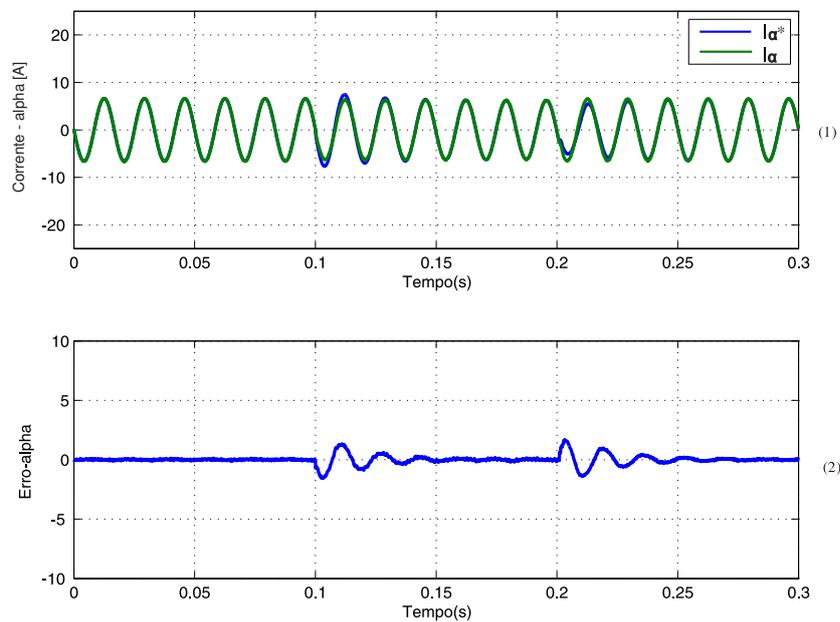


Fonte: próprio autor.

Nas Figuras 32 e 33, gráficos (1), estão ilustradas as formas de onda referentes ao controle de corrente em referencial estacionário α e β em comparação com os valores de referência a serem injetados. Nos gráficos (2) o erro entre essas duas grandezas. A falta é iniciada aproximadamente em 0,1 segundo.

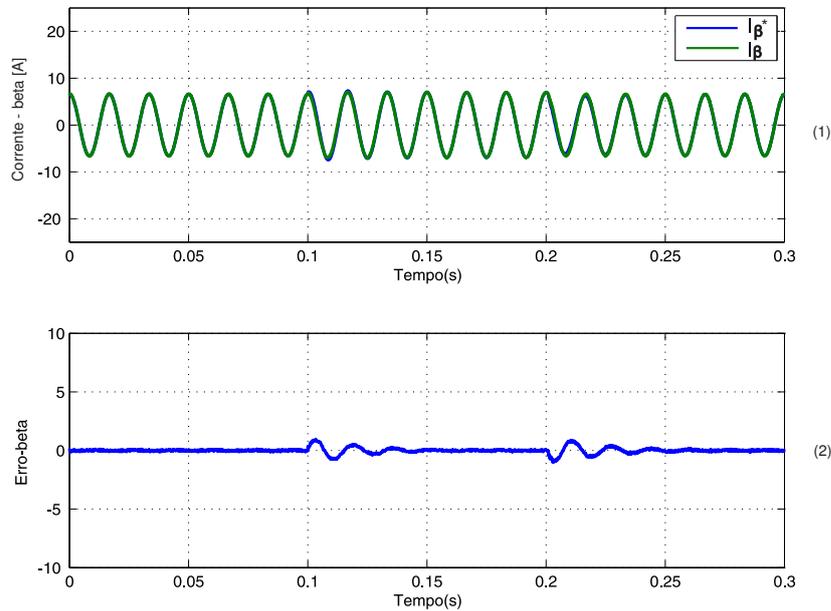
Pode-se verificar que o controlador GDSC segue a corrente de referência e apresenta em relação a esta, um pequeno erro.

Figura 32: Controle de corrente (eixo α). Traços: (1)- Corrente α de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].



Fonte: próprio autor.

Figura 33: Controle de corrente (eixo β). Traços: (1)- Corrente β de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].

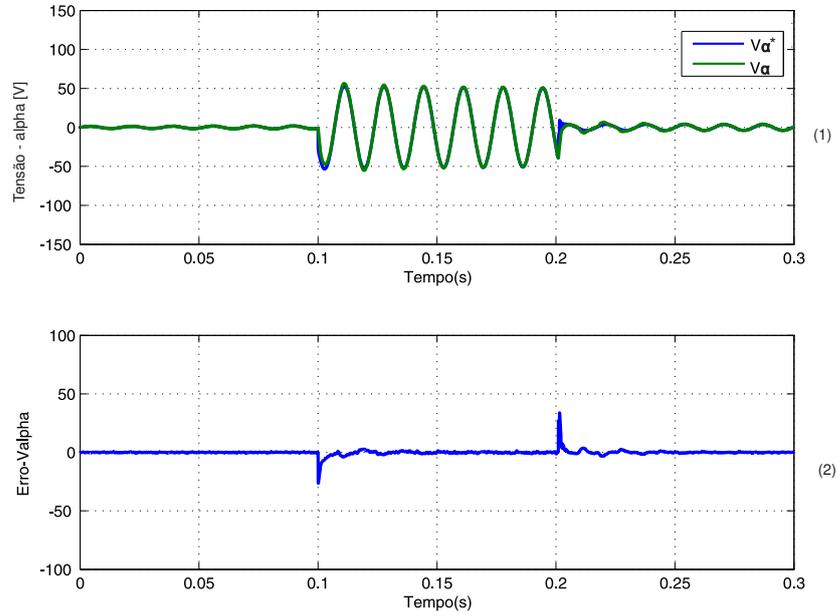


Fonte: próprio autor.

Nas Figuras 34 e 35, gráficos (1), estão ilustradas as formas de onda referentes ao controle de tensão em referencial estacionário α e β em comparação com os valores de referência a serem injetados. Nos gráficos (2) o erro entre essas duas grandezas. A falta é iniciada aproximadamente em 0,1 segundo.

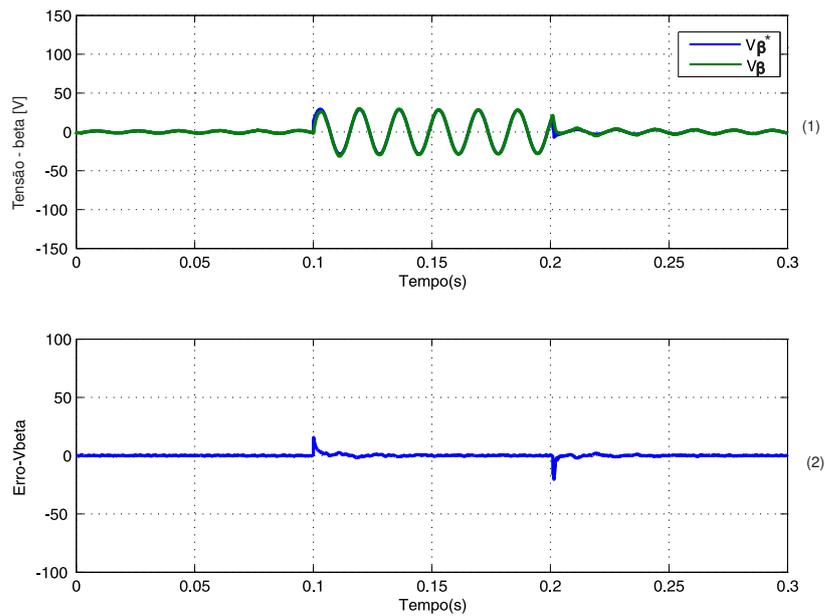
Pode-se verificar que o controlador segue a tensão de referência e apresenta em relação a esta, um erro mínimo.

Figura 34: Controle de tensão (eixo α). Traços: (1) - Tensão α de referência [V]; (2) - Tensão medida [V]; (3) - Erro entre a tensão de referência e a medida [V].



Fonte: próprio autor.

Figura 35: Controle de tensão (eixo β). Traços: (1) - Tensão β de referência [V]; (2) - Tensão medida [V]; (3) - Erro entre a tensão de referência e a medida [V].

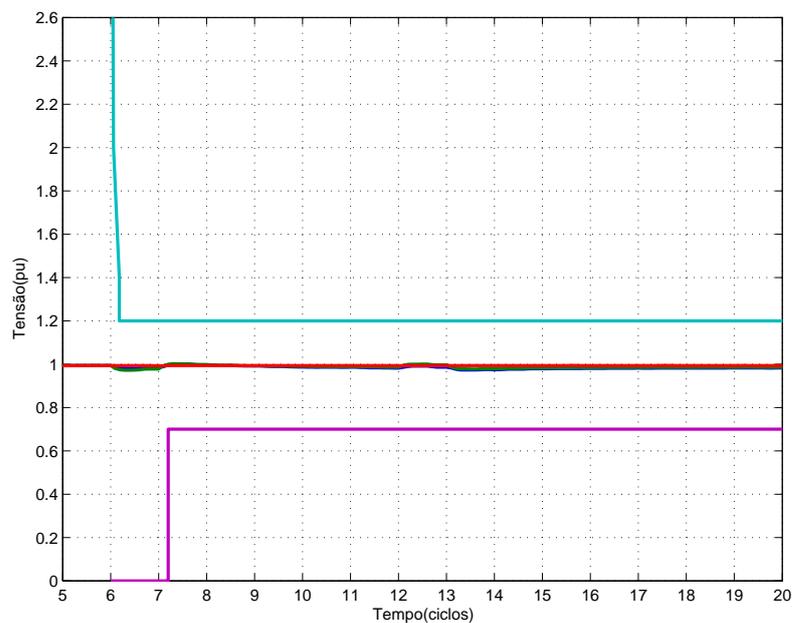


Fonte: próprio autor.

A Figura 36, ilustra a curva ITIC, do inglês *Information Technology Industry Council* - ITIC que é utilizada como referência pela maioria das publicações relacionadas ao tema de afundamento de tensão. Esta curva apresenta a região de suportabilidade a sobretensões e subtensões para equipamentos eletroeletrônicos.

Pode-se verificar que as tensões na carga durante o defeito não violam os limites inferiores ou superiores da curva ITIC.

Figura 36: Curva ITIC e tensões na carga no momento do afundamento de tensão.

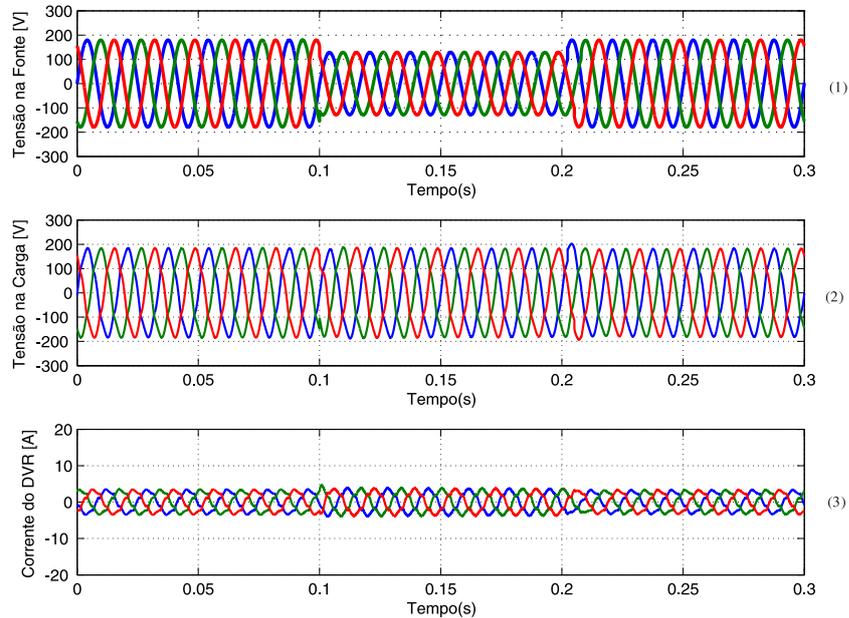


Fonte: próprio autor.

5.2.2 Simulação 2 - Afundamento trifásico com carga não linear

A fim de verificar o comportamento do DVR com relação a presença de harmônicos, utilizou-se uma carga não linear (um retificador trifásico). A Figura 37 mostra o comportamento das tensões da rede sob distúrbio com o afundamento de tensão em três fases e com duração de 100 milisegundos; logo abaixo temos a tensão na carga compensada pelo DVR e por fim a corrente do DVR. Pode-se verificar que o DVR compensou a tensão solicitada pela carga.

Figura 37: Afundamento trifásico de curta duração com 50% da tensão remanescente utilizando uma carga não linear. Traços: (1)- Tensões no PCC [V]; (2)- Tensões na carga compensada pelo DVR [V]; (3)- Correntes no DVR [A].

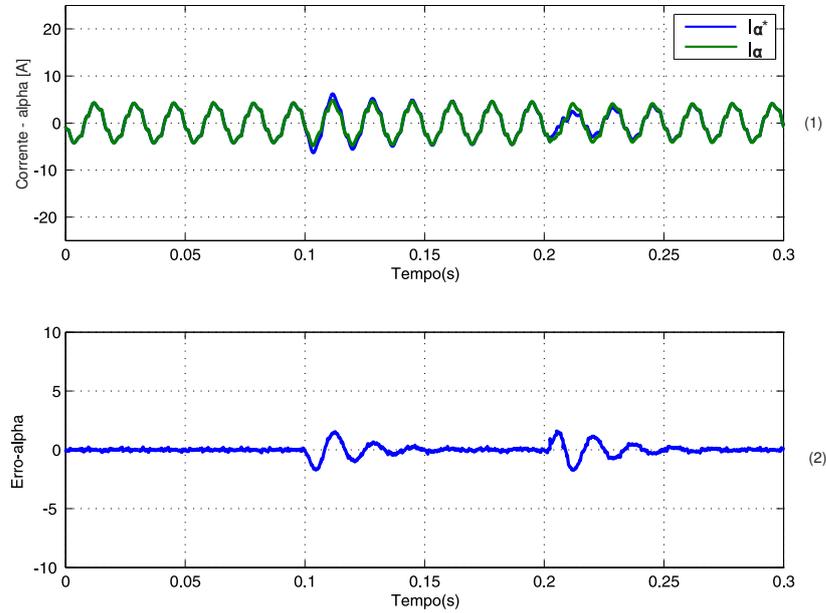


Fonte: próprio autor.

Nas Figuras 38 e 39, gráficos (1), estão ilustradas as formas de onda referentes ao controle de corrente em referencial estacionário α e β em comparação com os valores de referência a serem injetados. Nos gráficos (2) o erro entre essas duas grandezas. A falta é iniciada aproximadamente em 0,1 segundo.

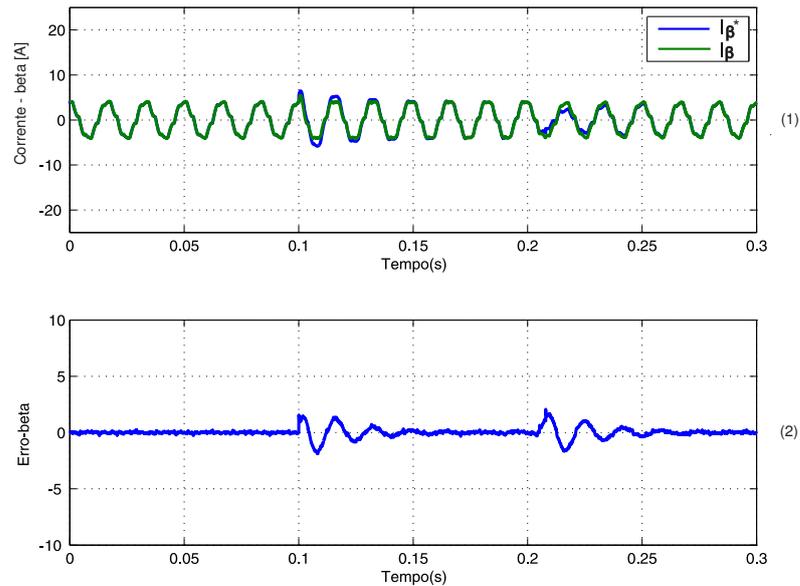
Pode-se verificar que o controlador GDSC segue a corrente de referência e apresenta em relação a esta, um erro pequeno.

Figura 38: Controle de corrente (eixo α). Traços: (1)- Corrente α de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].



Fonte: próprio autor.

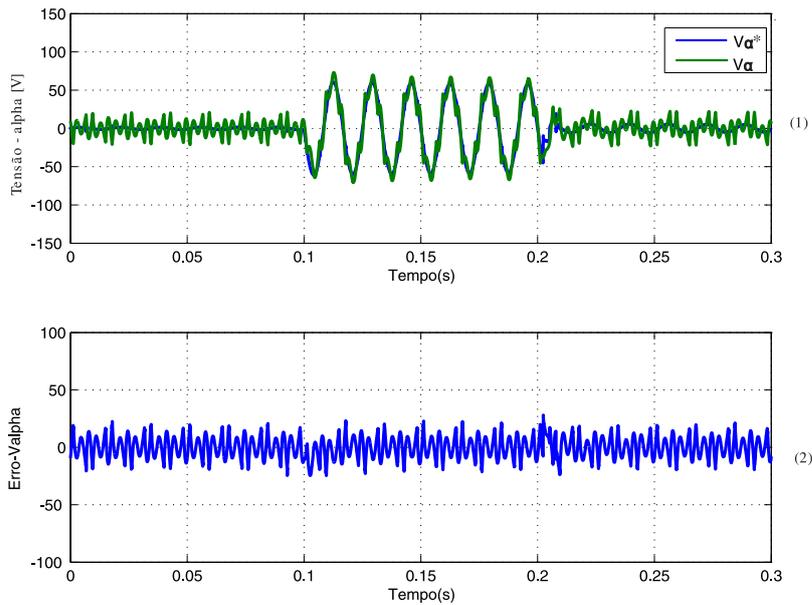
Figura 39: Controle de corrente (eixo β). Traços: (1)- Corrente β de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].



Fonte: próprio autor.

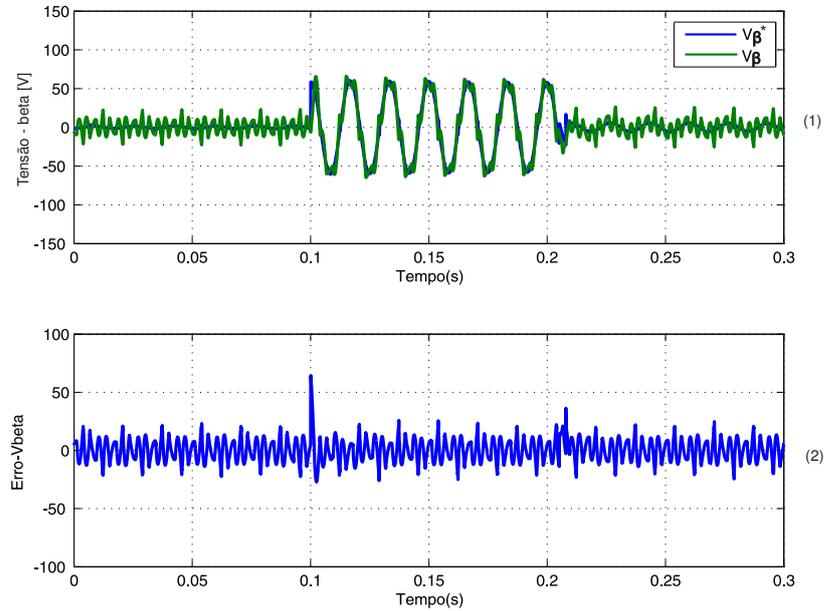
Nas Figuras 40 e 41, gráficos (1), estão ilustradas as formas de onda referentes ao controle de tensão em referencial estacionário α e β em comparação com os valores de referência a serem injetados. Nos gráficos (2) o erro entre essas duas grandezas. A falta é iniciada aproximadamente em 0,1 segundo.

Figura 40: Controle de tensão (eixo α). Traços: (1)- Tensão α de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V].



Fonte: próprio autor.

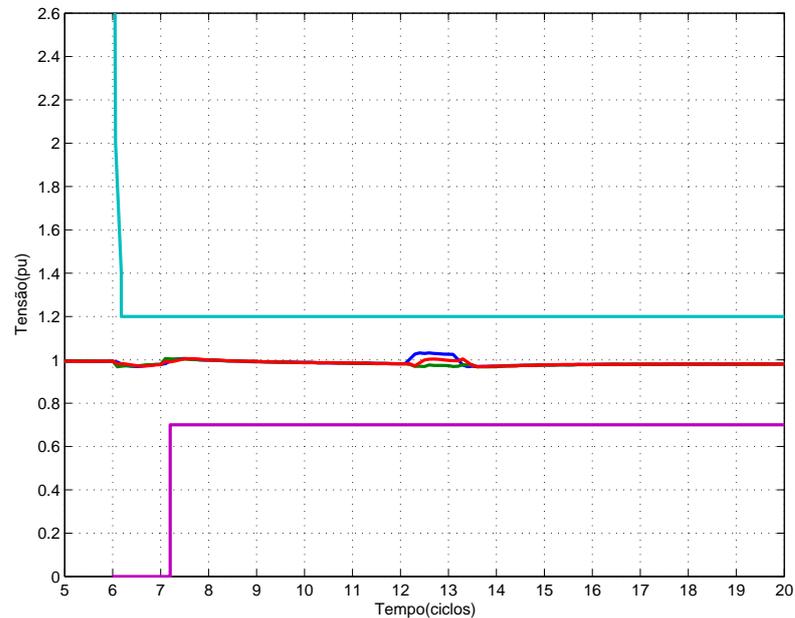
Figura 41: Controle de tensão (eixo β). Traços: (1)- Tensão β de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V].



Fonte: próprio autor.

A Figura 42, ilustra a curva ITIC e o comportamento das tensões na carga compensada pelo DVR durante o distúrbio. Pode-se verificar que as tensões na carga não violam os limites inferiores ou superiores da curva ITIC.

Figura 42: Curva ITIC e tensões na carga no momento do afundamento de tensão.

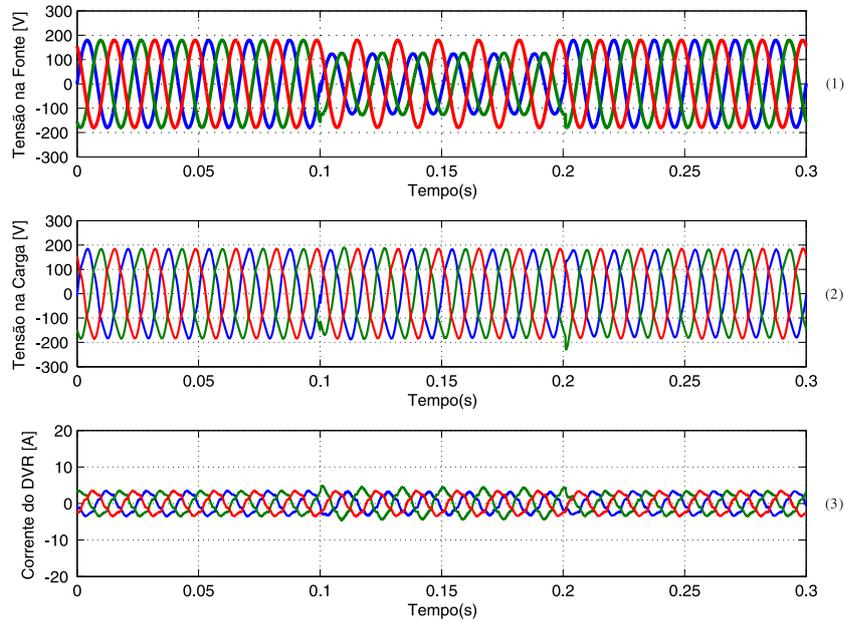


Fonte: próprio autor.

5.2.3 Simulação 3 - Afundamento bifásico com carga não linear

A Figura 43 mostra o comportamento das tensões da rede sob distúrbio com o afundamento de tensão em duas fases e com duração de 100 milisegundos; logo abaixo temos a tensão na carga compensada pelo DVR e por fim a corrente do DVR. Pode-se verificar que o DVR compensou a tensão solicitada pela carga.

Figura 43: Afundamento bifásico de curta duração com 50% da tensão remanescente utilizando uma carga não linear. Traços: (1)- Tensões no PCC [V]; (2)- Tensões na carga compensada pelo DVR [V]; (3)- Correntes no DVR [A].

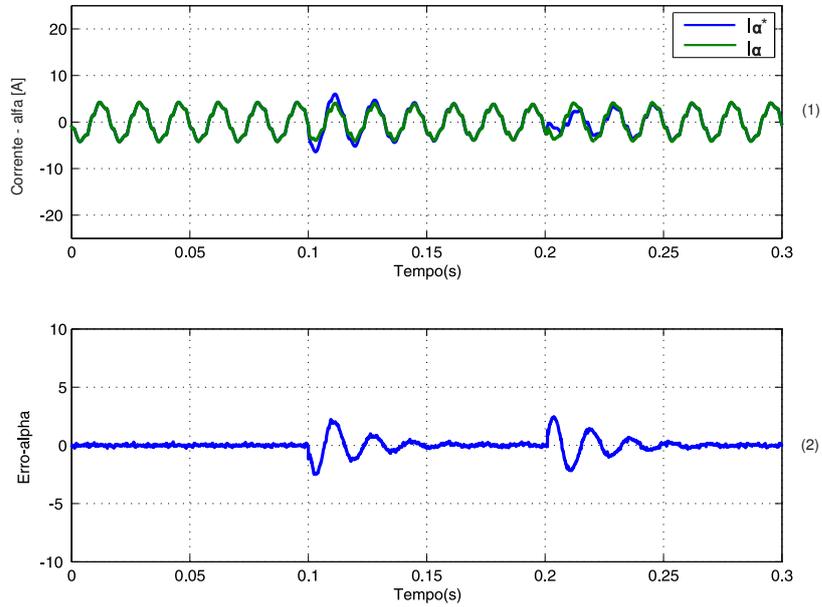


Fonte: próprio autor.

Nas Figuras 44 e 45, gráficos (1), estão ilustradas as formas de onda referentes ao controle de corrente em referencial estacionário α e β em comparação com os valores de referência a serem injetados. Nos gráficos (2) o erro entre essas duas grandezas. A falta é iniciada aproximadamente em 0,1 segundo.

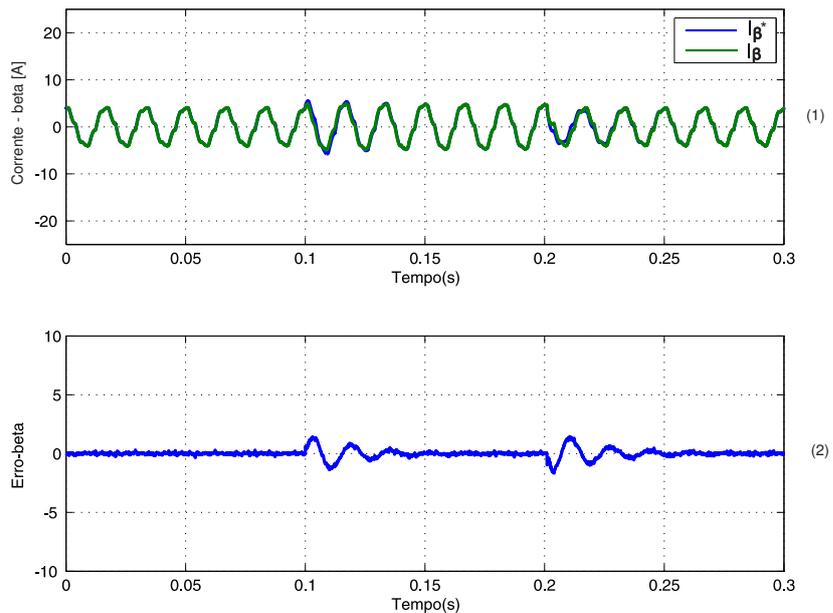
Pode-se verificar que o controlador GDSC segue a corrente de referência e apresenta em relação a esta, um erro relativamente pequeno.

Figura 44: Controle de corrente (eixo α). Traços: (1)- Corrente α de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].



Fonte: próprio autor.

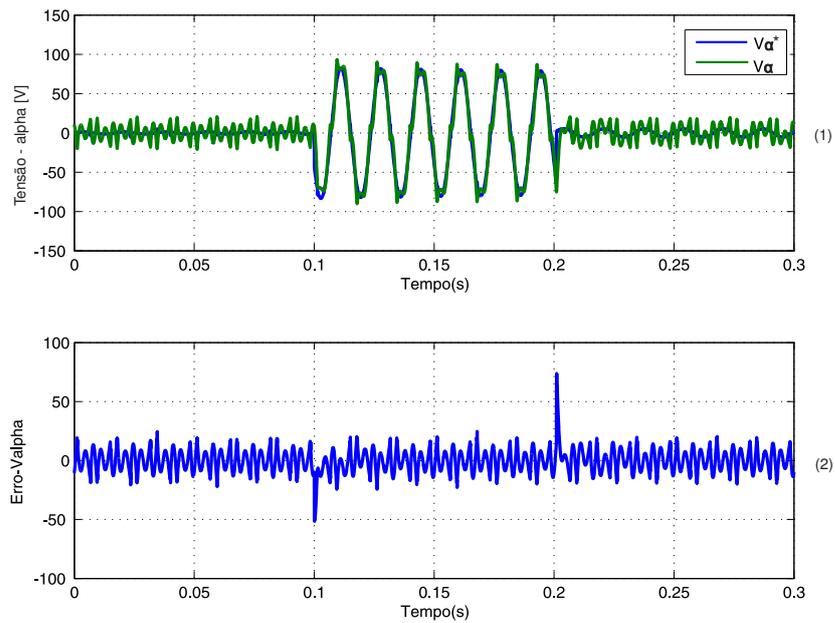
Figura 45: Controle de corrente (eixo β). Traços: (1)- Corrente β de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].



Fonte: próprio autor.

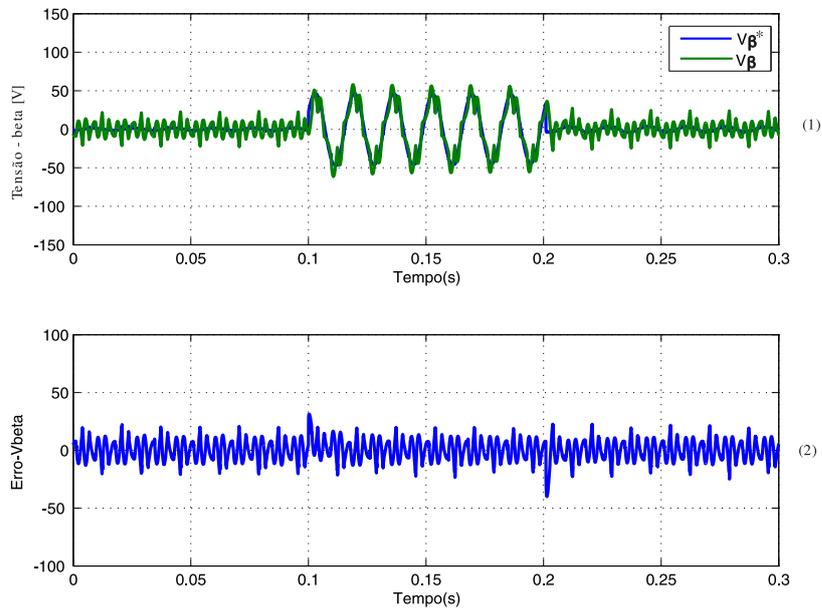
Nas Figuras 46 e 47, gráficos (1), estão ilustradas as formas de onda referentes ao controle de tensão em referencial estacionário α e β em comparação com os valores de referência a serem injetados. Nos gráficos (2) o erro entre essas duas grandezas. A falta é iniciada aproximadamente em 0,1 segundo.

Figura 46: Controle de tensão (eixo α). Traços: (1)- Tensão α de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V].



Fonte: próprio autor.

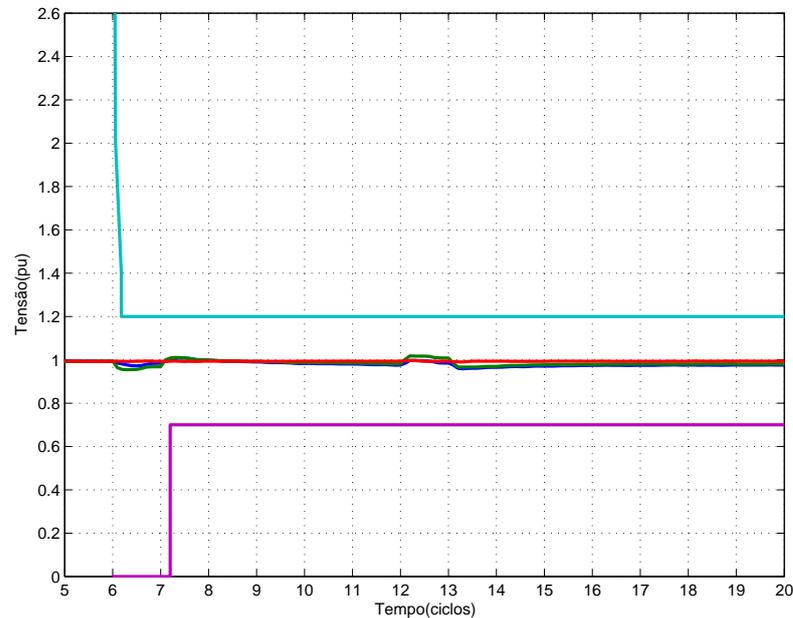
Figura 47: Controle de tensão (eixo β). Traços: (1)- Tensão β de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V].



Fonte: próprio autor.

A Figura 48, ilustra a curva ITIC e o comportamento das tensões na carga compensada pelo DVR durante o distúrbio. Pode-se verificar que as tensões na carga não violam os limites inferiores ou superiores da curva ITIC.

Figura 48: Curva ITIC e tensões na carga no momento do afundamento de tensão.



Fonte: próprio autor.

A Tabela 4 mostra os valores de Distorção Harmônica Total - DHT das tensões na carga antes e durante o afundamento de tensão, obtidos nas simulações. A DHT é calculada considerando até o harmônico de ordem 50 (até a frequência de 3kHz), que é o padrão adotado por normas internacionais e analisadores de qualidade de energia elétrica comerciais. Pode-se verificar um aumento nos valores de DHT durante a atuação do DVR, porém abaixo de 1%.

Tabela 4: Valores de DHT da tensão na carga obtidos na simulação antes e durante os afundamentos bifásicos e trifásico, considerando até o harmônico de ordem 50.

Distúrbio	DHT	
	Tensões	
	Antes do afundamento	Durante o afundamento
Bifásico com carga linear	0,15%	0,28%
Bifásico com carga não linear	5,63%	5,80%
Trifásico com carga não linear	5,83%	5,88%

Fonte: próprio autor.

5.3 Conclusão

Neste capítulo são mostrados os resultados de simulação de DVR com a topologia de fornecimento de energia através de uma fonte CC e com controle de tensão PR e controle de

corrente baseado em GDSC.

Foram mostrados gráficos do comportamento da tensão na carga e na fonte no momento do distúrbio, considerando-se afundamentos de tensão balanceados e desbalanceados e com carga linear e não linear e também a curva ITIC para cada tipo de afundamento. Verificou-se que o controlador GDSC apresentou resultados satisfatórios no controle e compensação do defeito principalmente para defeitos trifásicos. Em todos os casos simulados as tensões na carga não violam os limites inferiores ou superiores da curva ITIC e apresentam variações de DHT abaixo de 1%.

6 Resultados Experimentais

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos em um protótipo de DVR utilizando o controlador GDSC na malha de corrente e o controlador PR na malha de tensão. A topologia e os parâmetros utilizados são mostrados na Seção 6.1. Foram utilizadas uma carga linear e uma carga não linear e aplicadas faltas bifásicas e trifásicas na rede. São ilustradas a seguir algumas formas de ondas resultantes da operação do DVR frente à ocorrência dessas faltas.

6.1 Descrição do Protótipo

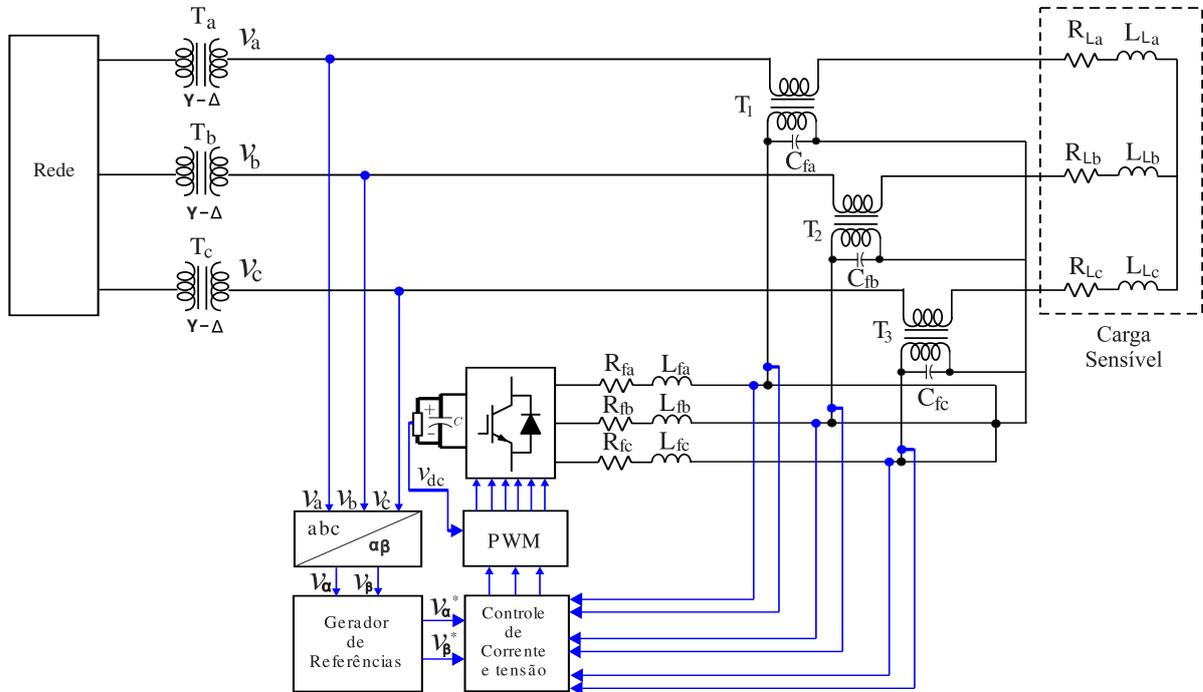
A topologia utilizada para obter os resultados é a de suprimento de energia ao barramento CC através de uma fonte CC independente, como mostra a Figura 49.

Utilizou-se o controlador GDSC na malha de corrente e o controlador PR na malha de tensão. A escolha do uso do controlador PR na malha de tensão foi devido ao fato de que o interesse é a compensação de afundamentos de tensão balanceados ou não, mas não a compensação de harmônicas de tensão. Assim, o uso do controlador PR com capacidade de seguir componentes de sequência positiva e negativa de frequência fundamental é suficiente.

Todos os componentes do controle foram implementados em dSpace e para realizar a geração de referências foi utilizada a estratégia proposta, que utiliza diretamente as tensões da rede em $\alpha\beta$. São realizadas medições de corrente na saída do DVR e medições de tensão na fonte e na carga.

Os parâmetros do DVR e também dos controles utilizados são mostrados na Tabela 5. Foram obtidos resultados utilizando uma carga linear com valor de resistência (R_L) de 33Ω e indutância (L_L) de 1.8mH e também utilizando uma carga não linear (retificador) com valor de resistência de 33Ω .

Figura 49: Topologia utilizada nos resultados experimentais



Fonte: próprio autor.

Tabela 5: Parâmetros utilizados no experimento.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão do PCC	V_{abc}	127V
Indutância do filtro	L_f	7,2mH
Capacitor do filtro	C_f	34,5μF
Frequência de chaveamento	F_{ch}	19,2kHz
Frequência de amostragem	F_{amost}	19,2kHz
Ganho Proporcional do controle de tensão	k_p	0,025
Ganho Integral do controle de tensão	k_i	25
Ganho Proporcional do controle de corrente	k_p	20
Ganho Integral do controle de corrente	k_i	5

Fonte: próprio autor.

Foram considerados dois tipos de curtos circuitos: bifásicos e trifásicos. Antes do PCC há um transformador com conexão Y-Δ. Assim, um afundamento bifásico na rede faz com que

as tensões no PCC tenham apenas componentes de sequência positiva e negativa, as quais o DVR tem condições de compensar. O afundamento de tensão foi obtido através da mudança de TAP dos transformadores T_a , T_b e T_c .

Para aquisição dos resultados obtidos no experimento foram desenvolvidos dois circuitos de medição de tensão utilizando sensores LEM LV 25-P. Para realizar a medição dos valores de corrente também foram desenvolvidos dois circuitos de medição de corrente utilizando sensores LEM LA 25-P. Para permitir que tais valores fossem utilizados através do dSpace para o controle das tensões e correntes foi desenvolvido um circuito de condicionamento de sinais.

A Figura 50 mostra o protótipo do DVR utilizado para obtenção dos resultados experimentais.

Figura 50: Protótipo de DVR utilizado para obtenção dos resultados experimentais.



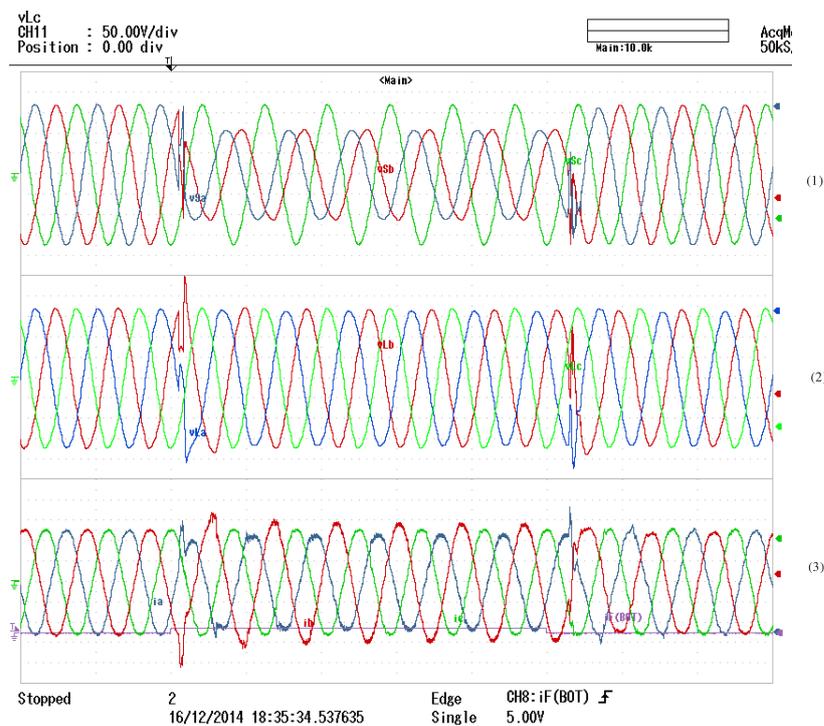
Fonte: próprio autor.

6.2 Resultados para um afundamento bifásico

A Figura 51 ilustra o comportamento das tensões da rede sob distúrbio com o afundamento de tensão em duas fases e com duração de 0,1 segundo. Neste caso, o DVR estava

alimentando uma carga linear. Em seguida, tem-se a tensão na carga compensada pelo DVR e por fim a corrente do DVR.

Figura 51: Afundamento bifásico com 50% da tensão remanescente. Traços: (1)- Tensões no PCC [V]; (2)- Tensões na carga compensada pelo DVR [V]; (3)- Correntes no DVR [A].



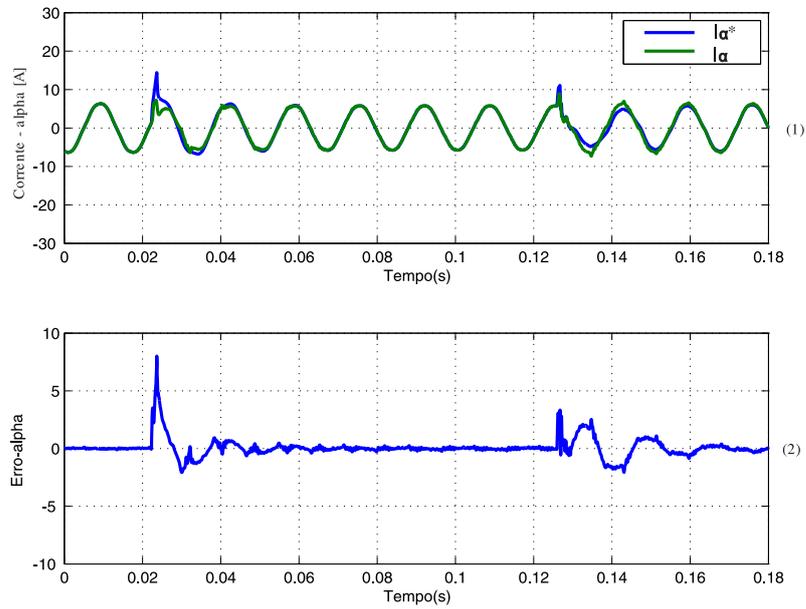
Fonte: próprio autor.

Pode-se verificar que o DVR atuou satisfatoriamente injetando a tensão necessária para que a carga não seja afetada pelo afundamento.

Nas Figuras 52 e 53, gráficos (1), estão ilustradas as formas de onda referentes ao controle de corrente em referencial estacionário α e β em comparação com os valores de referência a serem injetados. Nos gráficos (2) o erro entre essas duas grandezas. A falta é iniciada em 0,02 segundo após o início da gravação dos dados.

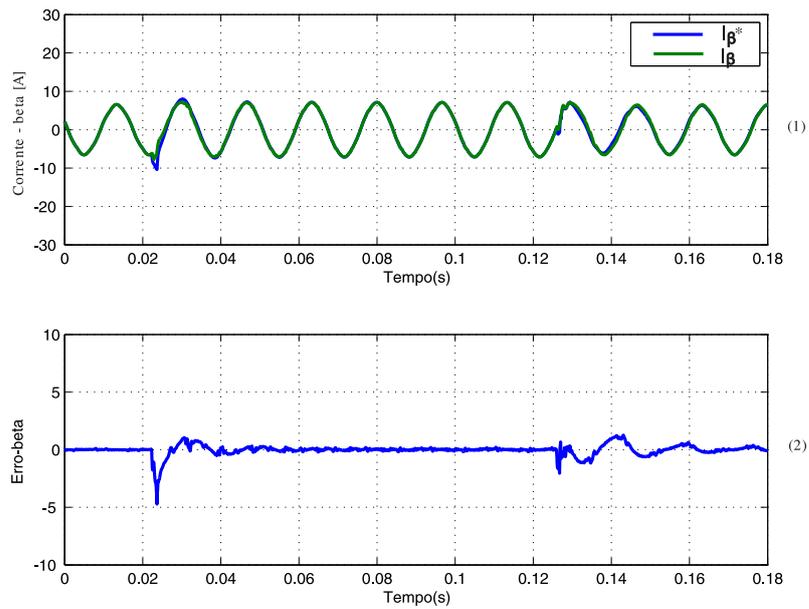
Pode-se verificar que o controlador GDSC faz com que a corrente real siga a corrente de referência e apresente em relação a esta um erro pequeno. Vale salientar que a corrente de referência tem componentes de sequência positiva e negativa, tornando o uso de um controlador PI em referencial síncrono inadequado. Um controle satisfatório, seria provavelmente obtido também por um controlador PR, implementado no referencial $\alpha\beta$.

Figura 52: Controle de corrente (eixo α). Traços: (1)- Corrente α de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].



Fonte: próprio autor.

Figura 53: Controle de corrente (eixo β). Traços: (1)- Corrente β de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].

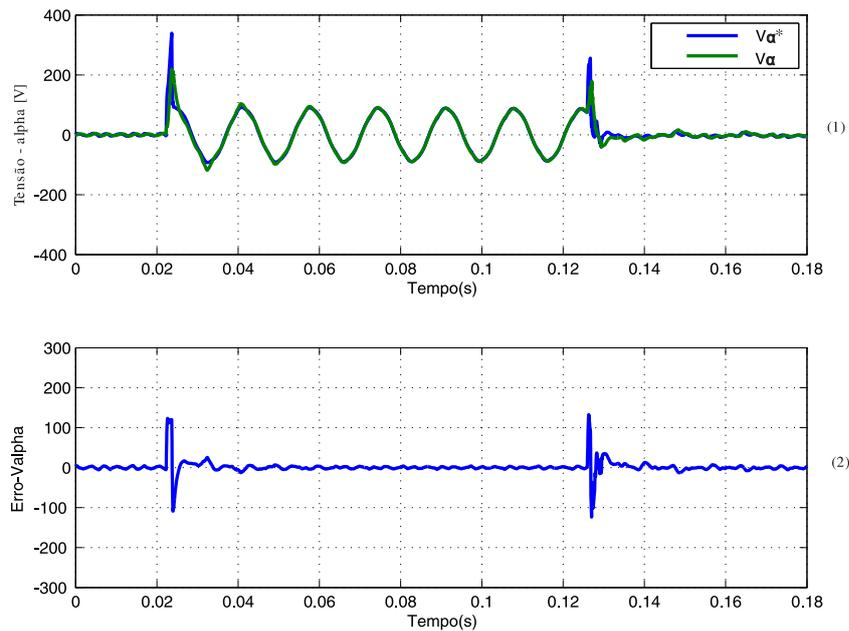


Fonte: próprio autor.

Nas Figuras 54 e 55, gráficos (1), estão ilustradas as formas de onda referentes ao controle de tensão em referencial estacionário α e β em comparação com os valores de referência a serem injetados. Nos gráficos (2) o erro entre essas duas grandezas.

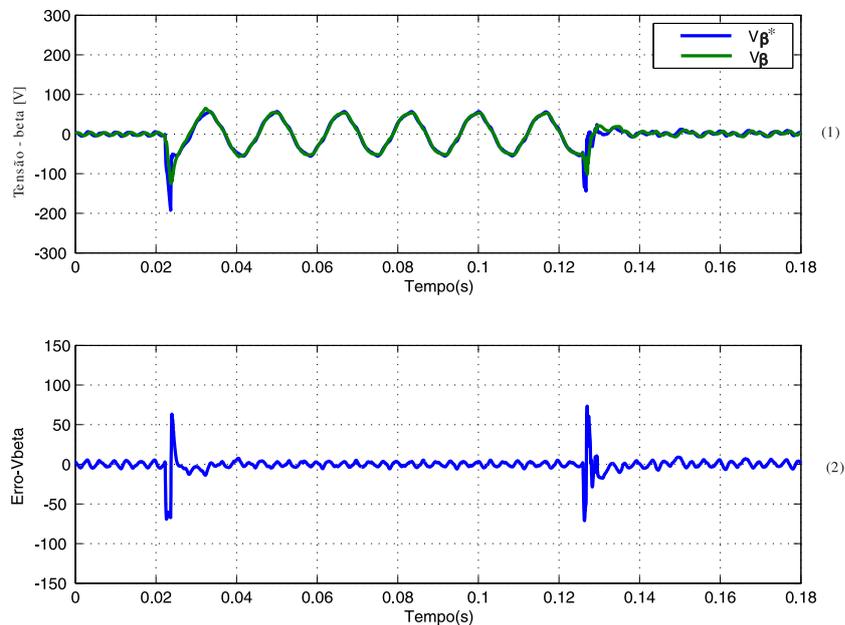
Pode-se verificar que o controlador PR segue a tensão de referência e apresenta em relação a esta, um erro mínimo.

Figura 54: Controle de tensão (eixo α). Traços: (1)- Tensão α de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V].



Fonte: próprio autor.

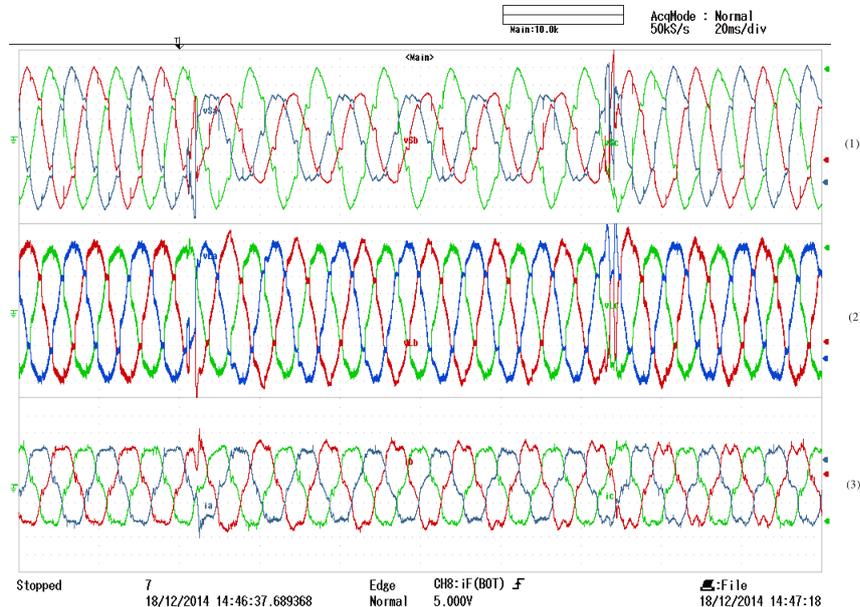
Figura 55: Controle de tensão (eixo β). Traços: (1)- Tensão β de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V].



Fonte: próprio autor.

As análises a seguir referem-se a experimentos com o DVR compensando a tensão de alimentação de uma carga não linear. A Figura 56 mostra o comportamento das tensões da rede sob distúrbio com o afundamento de tensão em duas fases e com duração de 0,1 segundo; logo abaixo tem-se a tensão na carga compensada pelo DVR durante o distúrbio e por fim a corrente do DVR. Pode-se verificar que o DVR compensou a tensão sob a carga. Verifica-se que as tensões no PCC possuem um conteúdo harmônico elevado. Isto se deve ao fato de que a impedância série entre a rede e a carga não linear é bastante elevada, pois a alimentação da montagem foi realizada através de um auto-transformador variável em série com um transformador em $\Delta - Y$, o que resultou em um elevado valor de impedância da rede.

Figura 56: Afundamento bifásico de curta duração com 50% da tensão remanescente utilizando uma carga não linear. Traços: (1)- Tensões no PCC [V]; (2)- Tensões na carga compensada pelo DVR [V]; (3)- Correntes no DVR [A].

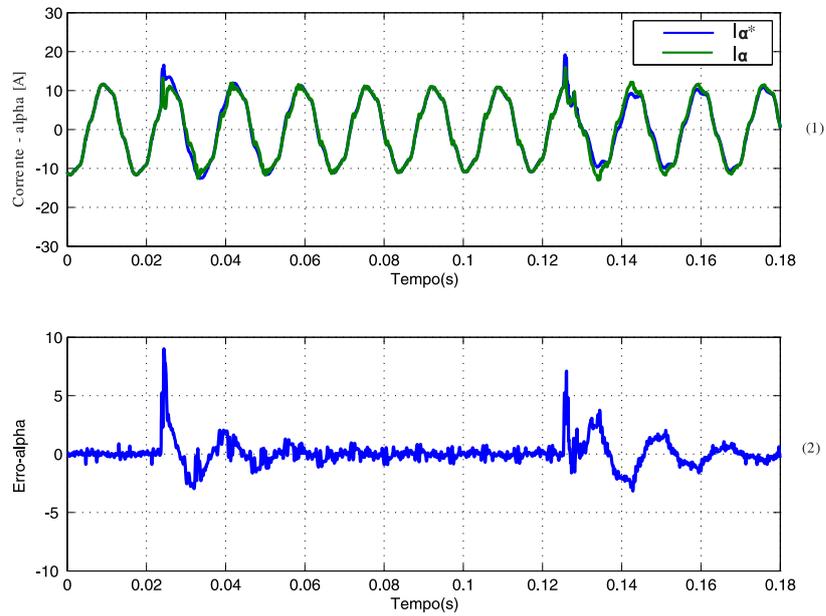


Fonte: próprio autor.

Nas Figuras 57 e 58, gráficos (1), estão ilustradas as formas de onda referentes ao controle de corrente em referencial estacionário α e β em comparação com os valores de referência a serem injetados. No gráfico (2) o erro entre essas duas grandezas. A falta é iniciada aproximadamente 0,02 segundo após o início da gravação dos dados.

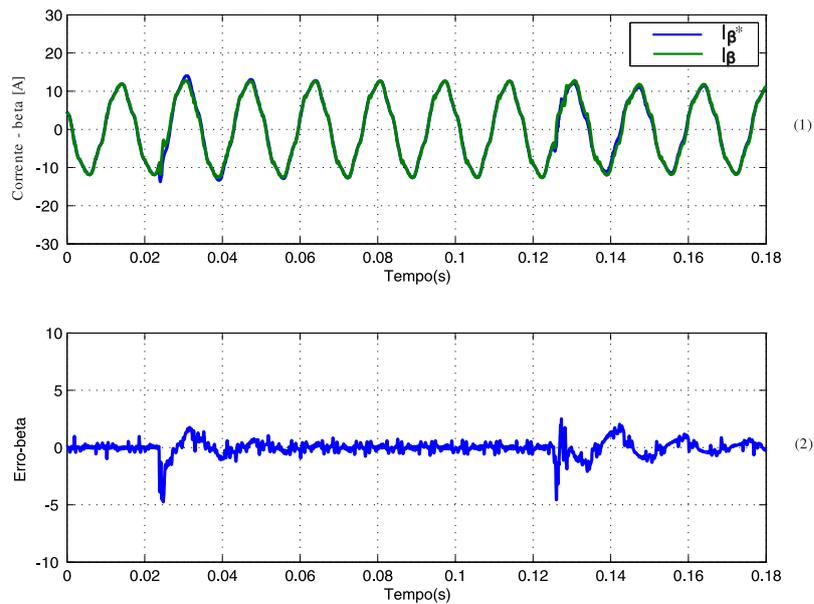
Pode-se verificar que o controlador GDSC segue a corrente de referência e apresenta em relação a esta, um erro relativamente pequeno. Tendo em vista que as correntes de referência são desbalanceadas e distorcidas, o rastreamento requer a capacidade de controle de componentes harmônicas diversas. Este objetivo poderia ser alcançado pelo uso de vários controladores PR em paralelo, sintonizados nas diversas frequências. No entanto, apenas um controlador GDSC foi suficiente para conseguir o resultado.

Figura 57: Controle de corrente (eixo α). Traços: (1)- Corrente α de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].



Fonte: próprio autor.

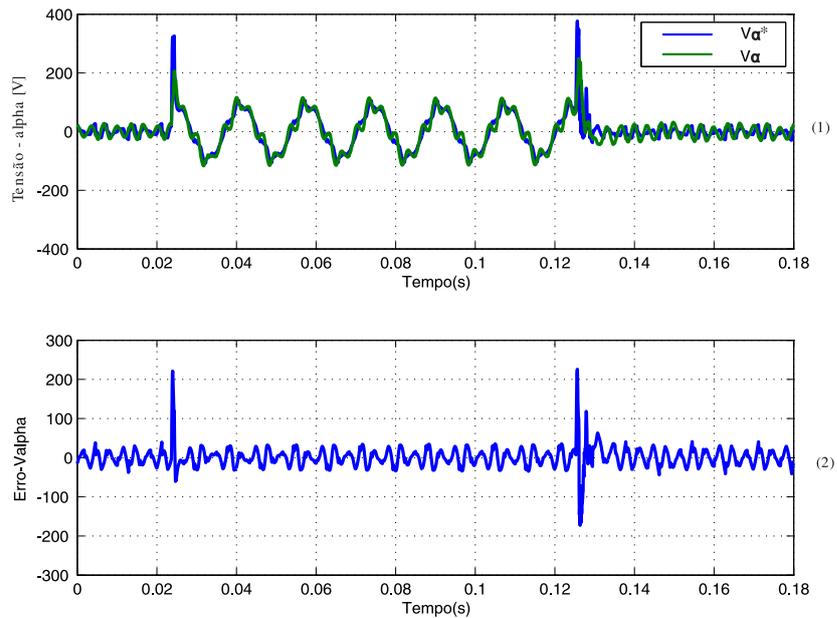
Figura 58: Controle de corrente (eixo β). Traços: (1)- Corrente β de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].



Fonte: próprio autor.

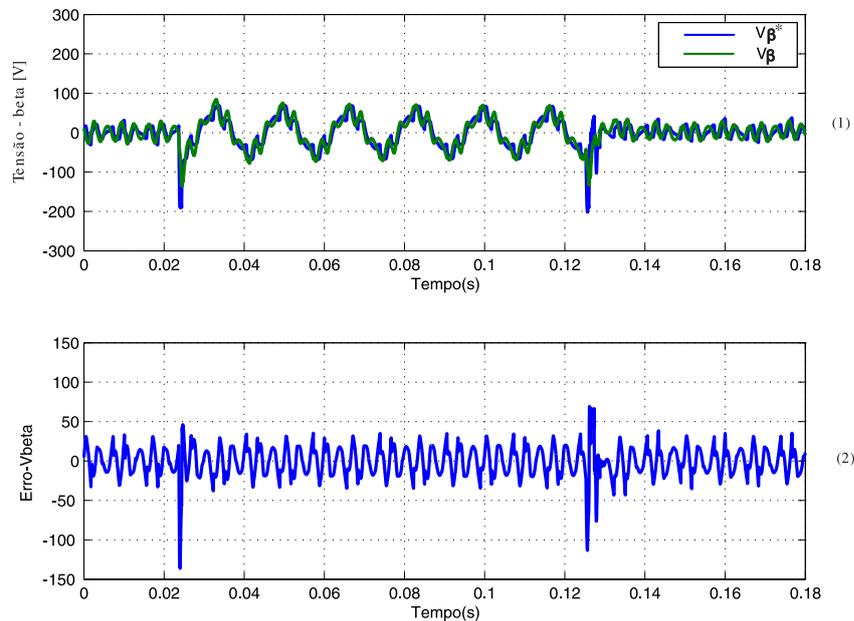
Nas Figuras 59 e 60, gráficos (1), estão ilustradas as formas de onda referentes ao controle de tensão em referencial estacionário α e β em comparação com os valores de referência a serem injetados. No gráfico (2) o erro entre essas duas grandezas.

Figura 59: Controle de tensão (eixo α). Traços: (1)- Tensão α de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V].



Fonte: próprio autor.

Figura 60: Controle de tensão (eixo β). Traços: (1)- Tensão β de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V].



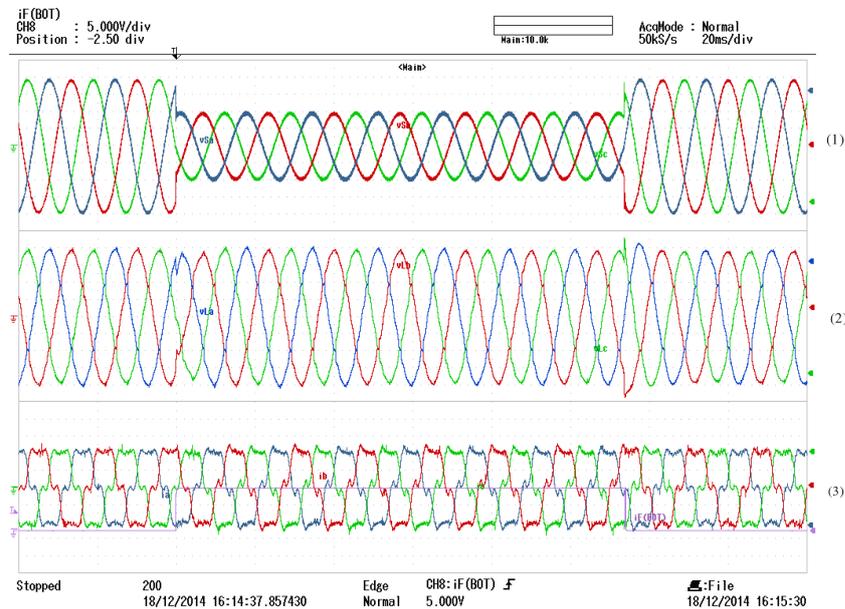
Fonte: próprio autor.

Verifica-se que, com o controlador PR, não foram compensadas adequadamente as harmônicas de tensão da rede. No entanto, observa-se que os erros não apresentam valores perceptíveis de componentes fundamentais, indicando que houve uma compensação adequada das mesmas, e um bom desempenho do DVR para os objetivos propostos.

6.3 Resultados para afundamento trifásico

As análises a seguir referem-se a experimentos com o DVR compensando a tensão de alimentação de uma carga não linear. A Figura 61 mostra o comportamento das tensões da rede sob distúrbio com o afundamento de tensão em três fases e com duração de 0,1 segundo; logo abaixo tem-se a tensão na carga compensada pelo DVR durante o distúrbio e por fim a corrente do DVR. Pode-se verificar que o DVR compensou a tensão solicitada pela carga. Especificamente para a obtenção deste resultado, a alimentação do PCC foi realizada através de uma fonte programável. Com isso, as harmônicas que surgiram nos casos anteriores, devidas às impedâncias série são bastante reduzidas.

Figura 61: Afundamento trifásico de curta duração com 50% da tensão remanescente utilizando uma carga não linear. Traços: (1)- Tensões no PCC [V]; (2)- Tensões na carga compensada pelo DVR [V]; (3)- Correntes no DVR [A].

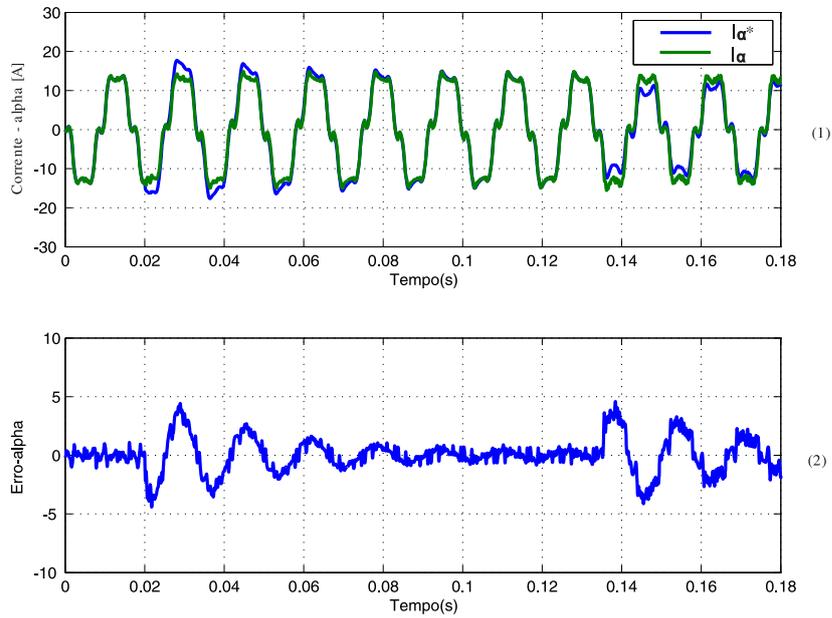


Fonte: próprio autor.

Nas Figuras 62 e 63, gráficos (1), estão ilustradas as formas de onda referentes ao controle de corrente em referencial estacionário α e β em comparação com os valores de referência a serem injetados. No gráfico (2) o erro entre essas duas grandezas. A falta é iniciada aproximadamente 0,02 segundo após o início da gravação dos dados.

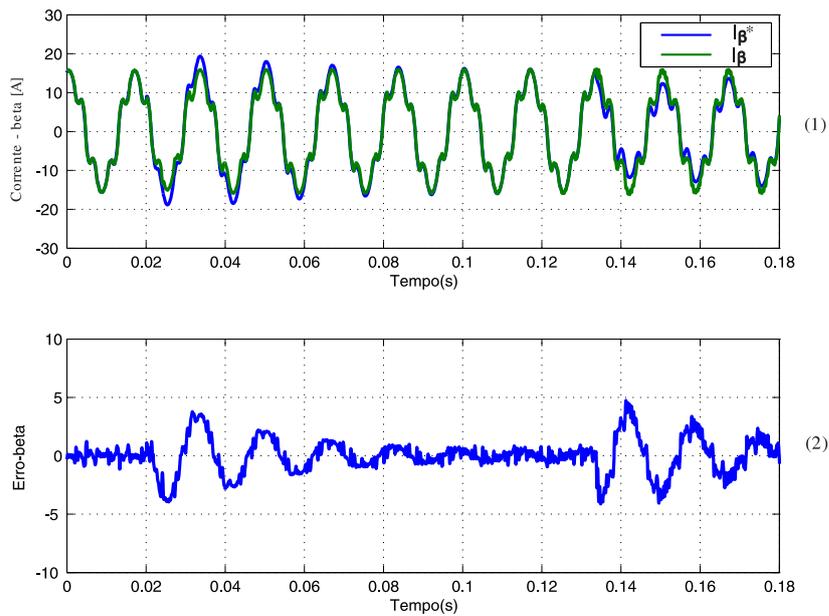
Pode-se verificar que o controlador GDSC faz com que a corrente real siga a corrente de referência e apresente em relação a esta, um erro relativamente pequeno.

Figura 62: Controle de corrente (eixo α). Traços: (1)- Corrente α de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].



Fonte: próprio autor.

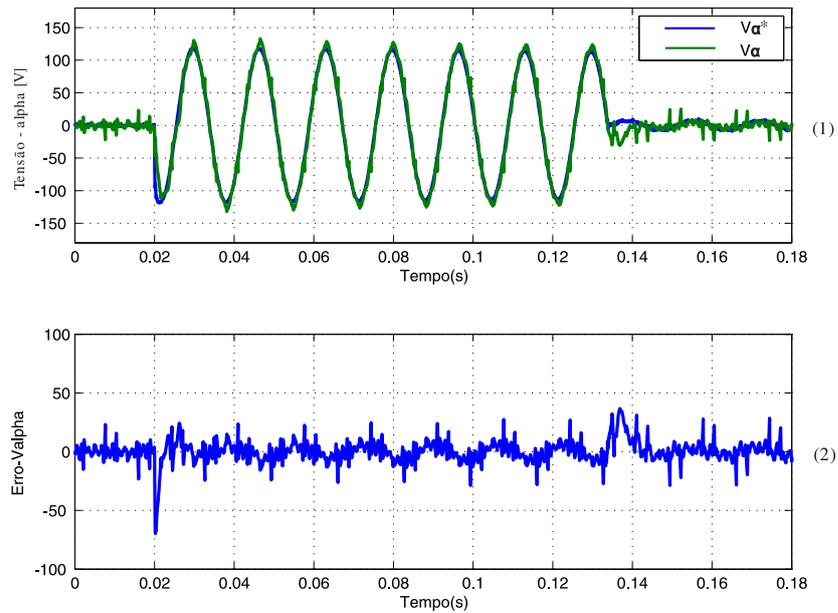
Figura 63: Controle de corrente (eixo β). Traços: (1)- Corrente β de referência [A]; (2)- Corrente medida [A]; (3)- Erro entre a corrente de referência e a medida [A].



Fonte: próprio autor.

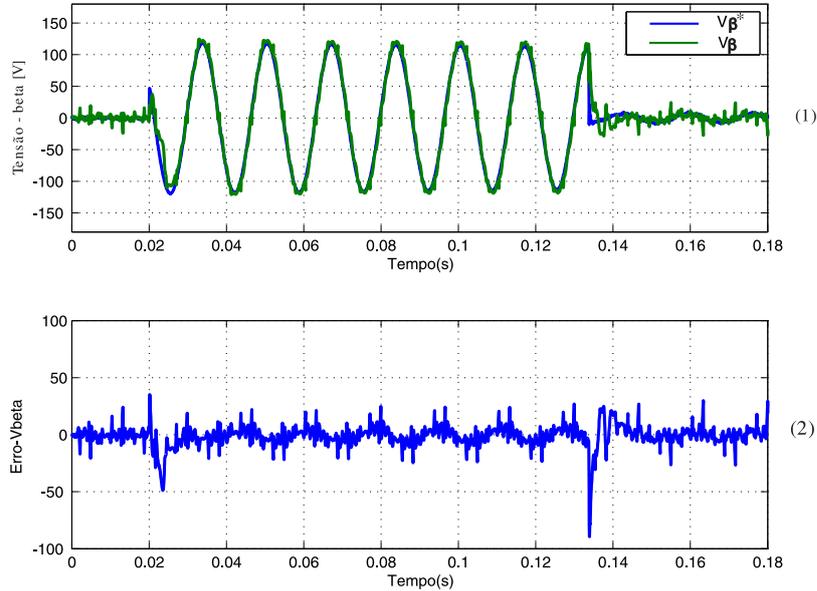
Nas Figuras 64 e 65, gráficos (1), estão ilustradas as formas de onda referentes ao controle de tensão em referencial estacionário α e β em comparação com os valores de referência a serem injetados. Nos gráficos (2) o erro entre essas duas grandezas.

Figura 64: Controle de tensão (eixo α). Traços: (1)- Tensão α de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V].



Fonte: próprio autor.

Figura 65: Controle de tensão (eixo β). Traços: (1)- Tensão β de referência [V]; (2)- Tensão medida [V]; (3)- Erro entre a tensão de referência e a medida [V].



Fonte: próprio autor.

A Tabela 6 mostra os valores de Distorção Harmônica Total - DHT das tensões na carga antes e durante o afundamento de tensão, obtidos nos experimentos. Pode-se verificar um aumento nos valores de DHT durante a atuação do DVR, porém abaixo de 1%.

Tabela 6: Valores de DHT da tensão na carga obtidos no experimento antes e durante os afundamentos bifásicos e trifásico, considerando até o harmônico de ordem 50.

Distúrbio	DHT	
	Tensões	
	Antes do afundamento	Durante o afundamento
Bifásico com carga linear	1,90%	1,99%
Bifásico com carga não linear	8,84%	9,39%
Trifásico com carga não linear	3,83%	3,90%

Fonte: próprio autor

6.4 Conclusão

Neste capítulo são mostrados os resultados experimentais do restaurador dinâmico de tensão com a topologia de fornecimento de energia ao barramento CC através de uma fonte CC e com controle de corrente GDSC e de tensão Proporcional-Ressonante.

São mostrados gráficos do comportamento da tensão na carga e na fonte no momento do distúrbio. Verificou-se que o controlador GDSC apresentou resultados que demonstram a capacidade de impor as referências desbalanceadas e distorcidas requeridas para o bom desempenho do DVR no momento do defeito.

Os resultados apresentados atestam a aplicabilidade do controlador proposto no controle de restauradores dinâmicos de tensão e seu bom desempenho. Também validam as características previamente estabelecidas do controlador de corrente baseado no GDSC.

7 Conclusões e Trabalhos Futuros

Neste trabalho é proposto e implementado um algoritmo computacional de uma nova técnica de controle utilizada para controlar correntes de um DVR de modo a possibilitar a sua atuação com eficácia, evitando possíveis danos na carga. Também, no capítulo 4, foi proposta uma estratégia para a geração das tensões de referência do DVR que não necessita da realização de transformação de coordenadas para referencial síncrono.

Inicialmente foi realizada uma revisão bibliográfica sobre o DVR abordando as suas principais topologias, as principais estratégias de compensação do equipamento e os seus principais componentes. Também, foi realizada uma revisão sobre o método GDSC, apresentando as transformações matemáticas e as principais características deste método que apresenta ganho unitário para o vetor de sequência positiva e frequência fundamental e ganho igual a zero para alguns componentes harmônicos escolhidos.

Após isso, foi proposto o controlador GDSC que pode ser utilizado para controlar tanto vetores de tensão quanto de corrente de um sistema e apresenta ganho infinito para o vetor corrente de sequência positiva e frequência fundamental e para determinadas componentes harmônicas de sequência positiva ou negativa especificadas através das transformações A , B , C , D e E e apresenta também ângulo de fase nulo para estas componentes. A estratégia deste controle consiste em forçar os erros de corrente da entrada a se anular, garantindo que a saída controlada acompanhe os valores de referência trifásicos distorcidos e desbalanceados.

Os resultados obtidos na simulação e nos experimentos utilizando o controlador GDSC mostraram o alto desempenho do mesmo no controle do DVR na presença de distúrbios de tensão na rede elétrica. Tais resultados atestam a aplicabilidade do controlador proposto e validam as características previamente estabelecidas do controlador baseado no GDSC.

7.1 Sugestões para Trabalhos Futuros

Com o objetivo de aperfeiçoar o trabalho desenvolvido são propostos alguns temas para trabalhos futuros:

1. Análise de estabilidade do controlador proposto;
2. Estudo do desempenho e desenvolvimento de uma metodologia adequada para escolha do filtro FIR utilizado no controlador GDSC.
3. Avaliação qualitativa e quantitativa mais aprofundada das características dinâmicas do controlador baseado em GDSC;

4. Desenvolvimento de metodologia de projeto dos ganhos do controlador baseado em GDSC;
5. Realização de análise comparativa detalhada entre técnicas de controle para grandezas trifásicas desbalanceadas e distorcidas.

Referências

- ARCANJO, M. A. C. *Controle Discreto de Sinais Trifásicos Distorcidos e Desbalanceados Baseado na Transformada de Fourier de Vetores Espaciais*. Dissertação (Mestrado) — UFPE, Universidade Federal de Pernambuco, April 2013. Citado na página 40.
- ARCANJO, M. A. C. *Controle Discreto de Sinais Trifásicos Distorcidos e Desbalanceados Baseado na Transformada de Fourier de Vetores Espaciais*. Dissertação (Mestrado) — UFPE, Universidade Federal de Pernambuco, April 2013. Citado na página 41.
- AZEVEDO, G. M. S. et al. A new voltage reference generator for dynamic voltage restorer. *IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)* 2015. Citado 8 vezes nas páginas 47, 49, 50, 51, 52, 53, 54 e 56.
- BOLLEN, M. *Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions*. [S.l.]: McGraw-Hill, 2000. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 19.
- BOTTERON, F. *Controladores Discretos de Tensão baseados no princípio do modelo interno aplicados a inversores trifásicos PWM*. Tese (Doutorado) — UFSM, Universidade Federal de Santa Maria, December 2005. Citado na página 41.
- BRITO, M. E. C. *Topologia para Restaurador Dinâmico de Tensão de Baixo Custo*. Dissertação (Mestrado) — UFPE, Universidade Federal de Pernambuco, May 2011. Citado na página 20.
- DENG, H.; ORUGANTI, R.; SRINIVASAN, D. Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error. *Power Electronics Specialists Conference*, 1999. Citado 2 vezes nas páginas 54 e 55.
- DUGAN, R. C. et al. *Electric Power System Quality*. [S.l.]: McGraw-Hill, 2003. Citado na página 16.
- FRANCIS, B.; SEBAKHY, O.; WONHAM, W. Synthesis of multivariable regulators: The internal model principle. *Applied Mathematics and Optimization*, v. 1, p. 64–86, 1974. Citado na página 41.
- GALASSI, M. *Projeto e construção de um Restaurador Dinâmico de Tensão*. Dissertação (Mestrado) — USP, Universidade de São Paulo, April 2006. Citado na página 55.
- HAQUE, M. H. Voltage sag correction by dynamic voltage restorer with minimum power injection. *IEEE Power Engineering Review*, 2001. Citado na página 26.
- HARA, S. et al. Repetitive control system: A new type servo system for periodic exogenous signals. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1988. Citado na página 55.
- JESUS, D. M. F. *Avaliação de Desempenho do Restaurador Dinâmico de Tensão frente aos Afundamentos e Elevações de Tensão*. Dissertação (Mestrado) — UFU, Universidade Federal de Uberlândia, August 2006. Citado 4 vezes nas páginas 23, 26, 27 e 46.
- JUNIOR, D. R. C. *Síntese e implementação de um restaurador Dinâmico de Tensão*. Dissertação (Mestrado) — UFRJ, Universidade Federal do Rio de Janeiro, March 2006. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 28.

- JUNIOR, R. C. S. *Modelagem, Controle e Avaliação de Desempenho de Restaurador Dinâmico de Tensão*. Dissertação (Mestrado) — UFPE, Universidade Federal de Pernambuco, February 2011. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 47.
- KRAUSE, P. C. *Analysis of Electric Machinery*. [S.l.]: Mc. Graw-Hill Book Company, 1986. Citado na página 30.
- MATTAVELLI, P.; MARAFAO, F. P. Selective active filters using repetitive control techniques. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2002. Citado na página 40.
- MATTAVELLI, P.; MARAFAO, F. P. Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004. Citado na página 40.
- NEVES, F. et al. A generalized delayed signal cancellation method for detecting fundamental-frequency positive-sequence three-phase signals. *IEEE Trans. on Power Delivery*, v. 25, p. 1816–1825, 2010. Citado 7 vezes nas páginas 17, 30, 33, 35, 39, 41 e 42.
- NEVES, F. et al. A space-vector discrete fourier transform for unbalanced and distorted three-phase signals. *IEEE Trans. on Ind. Elect.*, 2010. Citado na página 40.
- NEVES, F. A. S. et al. Digital filters for fast harmonic sequence components separation of unbalanced and distorted three-phase signals. *Proceedings IEEE Internacional Symposium on Industrial Electronics*, v. 59, p. 3847 – 3859, 2010. Citado 3 vezes nas páginas 17, 41 e 42.
- NIELSEN, J. G.; BLAABJERG, F. A detailed comparison of system topologies for dynamic voltage restorers. *IEEE Transaction of Industry Applications*, v. 41, p. 1272 – 1280, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.
- PAAP, G. C. Symmetrical components in the time domain and their application to power network calculations. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 15, p. 522–528, 2000. Citado na página 31.
- RODRIGUES, A. *Estudo Comparativo de estratégias de controle para inversores de fontes ininterruptas de energia*. Dissertação (Mestrado) — USP, Universidade de São Paulo, December 2010. Citado na página 56.
- SILVA, S. M. *Estudo e Projeto de um Restaurador Dinâmico de Tensão*. Dissertação (Mestrado) — UFMG, Universidade Federal de Minas Gerais, August 1999. Citado 9 vezes nas páginas 19, 20, 22, 26, 27, 28, 46, 47 e 48.
- SOUZA, H. E. P. *Uma abordagem vetorial para a detecção em tempo real de componentes harmônicas de sequência Positiva e Negativa em sinais trifásicos*. Tese (Doutorado) — UFPE, Universidade Federal de Pernambuco, August 2012. Citado 4 vezes nas páginas 30, 33, 36 e 39.
- ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. A simple control method for high-performance ups inverters through output-impedance reduction. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008. Citado na página 55.