

MAURÍCIO GALASSI

PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UM RESTAURADOR
DINÂMICO DE TENSÃO

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de
São Paulo para obtenção do título
de Mestre em Engenharia

São Paulo
2006

MAURÍCIO GALASSI

PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UM RESTAURADOR
DINÂMICO DE TENSÃO

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de
São Paulo para obtenção do título
de Mestre em Engenharia

Área de Concentração:
Sistemas de Potência

Orientador:
Prof. Dr. Wilson Komatsu

São Paulo
2006

AUTORIZO A REPRODUÇÃO E DIVULGAÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO OU PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Este exemplar foi revisado e alterado em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, 13 de abril de 2006.

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

FICHA CATALOGRÁFICA

Galassi, Mauricio

**Projeto e construção de um restaurador dinâmico de tensão
/**

M. Galassi. -- ed.rev. -- São Paulo, 2006.

116 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

**1.Eletrônica de potência 2.Energia elétrica (Qualidade)
I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.**

Aos meus
pais e avós.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Wilson Komatsu pela orientação, paciência inabalável e amizade.

Ao Prof. Dr. Lourenço Matakas Jr. pela co-orientação, paciência (até então inabalável) e amizade.

Ao Prof. Dr. Walter Kaiser pela amizade e por me ajudar a manter a objetividade.

A todos aqueles que participaram da elaboração do Protótipo do mini-DVR, principalmente ao Fernando Ortiz Martinz por resistir bravamente (e por ser o Fernando).

Ao Prof. Dr. José Antonio Jardini pela oportunidade de contato com a realidade dos problemas de qualidade de energia e todo suporte humano e material necessários para a realização deste trabalho.

À CPFL Piratininga, na pessoa do Engenheiro Se Un Ahn, pelo apoio e contato com os problemas de qualidade de energia.

Aos meus amigos, minha família e à Valéria, pela paciência e incentivo.

RESUMO

A crescente utilização de cargas sensíveis em aplicações industriais, atualmente tem levado a uma preocupação real devido aos custos provocados por interrupções e danos causados a linhas de produção automatizadas. Este trabalho apresenta uma solução baseada em sistemas de eletrônica de potência capaz de compensar *Voltage Sags*, *Voltage Swells* e distorções harmônicas de tensão, restaurando a tensão da carga a valores aceitáveis através de um transformador de injeção conectado em série entre a rede e a carga. As características de projeto para um protótipo de Restaurador Dinâmico de Tensão (DVR) são detalhadas, estratégias de controle são comparadas e uma das alternativas é implementada em um DSP (*Digital Signal Processor*). Finalmente, resultados experimentais de um protótipo de 5kVA são apresentados.

ABSTRACT

The increasing use of voltage sensitive loads on industrial applications has led to a real concern about interruption costs and damages on automatic production lines. This work presents a power-electronic-based device which compensates Voltage Sags, Voltage Swells and Voltage Harmonic Distortion, restoring the load voltage to acceptable values through a series connected injection transformer. The ratings and power requirements of a Dynamic Voltage Restorer (DVR) are derived, as well as its control algorithm implemented in a Digital Signal Processor (DSP). Finally, simulation and experimental results of a 5kVA prototype are presented.

SUMÁRIO

RESUMO.....	v
ABSTRACT.....	vi
SUMÁRIO.....	vii
LISTA DE ABREVIATURAS.....	xi
LISTA DE SÍMBOLOS.....	xiv
1-INTRODUÇÃO.....	1
2-SAGS E SWELLS.....	3
2.1 Definições.....	3
2.2 Causas.....	4
2.3 Sensibilidade das Cargas.....	6
2.3.1 Danos causados por <i>Voltage Sags</i>	8
2.4 Possíveis Soluções.....	9
2.4.1 Medidas Preventivas.....	10
2.4.2 Medidas Corretivas.....	11
2.4.2.1 Estabilizadores Eletromecânicos.....	11
2.4.2.2 Reguladores Eletrônicos por Degraus.....	12

2.4.2.3	Transformadores Ferro-Ressonantes.....	13
2.4.2.4	Alimentação Dupla com Chaveamento Estático.....	15
2.4.2.5	Sistemas de Energia Ininterrupta-UPS.....	16
2.4.2.5.1	UPS On-line.....	18
2.4.2.5.2	UPS Off-line ou Standby.....	18
2.4.2.6	Sintetizadores Magnéticos.....	19
2.4.2.7	Conjunto Motor-Gerador com Acumulador Mecânico Tipo <i>Flywheel</i>	20
2.4.2.8	Restaurador Dinâmico de Tensão.....	21
2.5	Conclusão.....	22
3-RESTAURADOR DINÂMICO DE TENSÃO.....		23
3.1	Introdução.....	23
3.2	Local da Instalação.....	25
3.3	Tipo de Conversor de Potência.....	25
3.4	Fonte de Energia.....	27
3.4.1	Injeção Nula e Mínima de Potência Ativa.....	27
3.4.2	Topologias sem Armazenamento de Energia.....	29
3.4.2.1	Energia Extraída do Lado da Rede.....	30
3.4.2.2	Energia Extraída do Lado da Carga.....	31
3.4.3	Topologias com Armazenamento de Energia.....	32
3.4.3.1	Barramento CC com Tensão Variável.....	32
3.4.3.2	Barramento CC com Tensão Constante.....	33
3.5	Filtro LC e Transformador de Injeção.....	34
3.5.1	Considerações sobre Dimensionamento e Topologias.....	34
3.5.2	DVR sem Transformador de Injeção.....	38
3.6	<i>Dynamic Sag Corrector (DySC)</i>	39

4-PROTÓTIPO DO DVR.....	42
4.1 Especificação e Topologia.....	42
4.2 Dimensionamento e Projeto do DVR.....	46
4.2.1 Circuito de Potência.....	46
4.2.1.1 Circuito de Carregamento do Barramento CC.....	48
4.2.1.2 Barramento CC, Transformador Série e Inversor.....	51
4.2.1.2.1 Banco de Capacitores.....	51
4.2.1.2.2 Transformador e Inversor.....	53
4.2.1.3 Filtro de Saída do Inversor.....	57
5-CONTROLE.....	60
5.1 Phase Locked Loop (PLL).....	61
5.2 Geração de Referência de Tensão.....	65
5.3 Controle de Tensão.....	66
5.3.1 Modelagem da Planta.....	66
5.3.2 Estratégia de Controle.....	69
5.3.3 Malha de Corrente.....	71
5.3.4 Malha de Tensão.....	74
6-RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	75
6.1 Resultados dos Testes e Simulações.....	75
7-CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE.....	92
7.1 Conclusões.....	92
7.2 Propostas de Continuidade.....	93

APÊNDICE A – CIRCUITO DE CONTROLE.....	95
A.1 Circuito de Controle.....	95
A.1.1 Placas de Sinalização.....	96
A.1.2 Placas de Relés.....	97
A.1.3 Placas de Transdutores de Tensão.....	98
A.1.4 Placa de Interface de Disparadores.....	98
A.1.5 Placa de Interface A/D.....	99
A.1.6 Placa de DSP e Conexão.....	102
APÊNDICE B - METODOLOGIA DE TESTES DO PROTÓTIPO DE DVR.....	103
B.1 Metodologia de Testes de <i>Voltage Sags</i>	103
B.2 Metodologia de Testes de Desequilíbrio de Tensão.....	110
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	113

LISTA DE ABREVIATURAS

1Ø	Monofásico
2Ø	Bifásico
3Ø	Trifásico
A/D	Analógico para Digital
AGND	Referência de Terra dos Circuitos Analógicos
AVDD	Tensão Contínua de Alimentação dos Circuitos Analógicos
C	Capacitor
CA	Corrente Alternada
CBEMA	Associação Norte Americana de Fabricantes de Equipamentos de Informática (<i>Computer Business Equipment Manufacturers Association</i>)
CC	Corrente Contínua
CH	Chave
CLP	Controladores Lógicos Programáveis
CVT	Transformador de tensão constante (<i>Constant Voltage Transformer</i>)
DGND	Referência de Terra dos Circuitos Digitais
DJ	Disjuntor

DVR	Restaurador Dinâmico de Tensão (<i>Dynamic Voltage Restorer</i>)
DSP	Processador Digital de Sinais (<i>Digital Signal Processor</i>)
DySC	<i>Dynamic Sag Corrector</i>
EPUSP	Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FLAG	Porta Digital do DSP
GTO	<i>Gate-Turn-Off Thyristor</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MUX	Multiplexador
NA	Normalmente Aberto
NF	Normalmente Fechado
PLL	<i>Phase-Locked-Loop</i>
pu	Por Unidade
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse-Width Modulation</i>)
R	Resistor
SMES	<i>Superconducting Magnetic Energy Storage</i>

TC	Transdutor de Corrente
TP	Transdutor de Tensão
UPS	Sistemas de Energia Ininterrupta (<i>Uninterruptible Power Supplies</i>)
USP	Universidade de São Paulo
VCA	Tensão Alternada
VCC	Tensão Contínua
VDD	Tensão Contínua de Alimentação dos Circuitos Digitais
V/div	Volts por divisão (escala vertical de osciloscópio)
VLEM	Tensão de Alimentação dos Transdutores de efeito Hall (LEM)
ZOH	Amostrador de ordem zero (<i>Zero order holder</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

α	Desvio do valor da indutância de filtro.
$\alpha_{1\phi}$	Profundidade de afundamento de tensão monofásico.
$\alpha_{3\phi}$	Profundidade de afundamento de tensão trifásico.
ε	Energia armazenada no barramento CC.
ε_R	Energia dissipada pelos resistores de carga do barramento CC durante a carga inicial.
Δ	Intervalo.
\emptyset	Ângulo entre a tensão nominal da rede e a corrente na carga.
Δt	Máxima duração de <i>sag</i> e <i>swell</i> .
Δt_R	Tempo da carga inicial do barramento CC.
τ	Constante de tempo de um circuito RC.
f	Frequência.
f_a	Frequência de amostragem.
ω	Frequência angular.
ω_0	Frequência de corte do filtro de saída do inversor.
ω_a	Frequência angular de amostragem.

γ	Relação entre tensões máxima e mínima no barramento CC.
C	Valor do banco de capacitores do filtro de saída do inversor.
C_F	Valor do banco de capacitores do filtro de saída do inversor.
C_{CC}	Valor do banco de capacitores do barramento CC.
$i(0)$	Valor no instante $t=0$ da corrente na saída do retificador do circuito de carregamento do barramento CC.
$i(t)$	Valor de corrente na saída do retificador do circuito de carregamento do barramento CC em função do tempo.
$i_{carga}(t)$	Corrente na carga no instante t .
$I_{cargateste}$	Corrente na carga durante os testes de desempenho do protótipo de DVR.
$I_{cargateste_pu}$	Corrente na carga (em pu) durante os testes de desempenho do protótipo de DVR.
I_{Cmax}	Corrente máxima no capacitor do filtro de saída do inversor.
I_{INV}	Corrente máxima na saída do inversor.
I_L	Corrente nominal eficaz da rede CA (para o protótipo de DVR).
$i_L(t)$	Corrente no indutor de filtro do inversor no instante t .
$i_L(k)$	Corrente amostrada do indutor de filtro do inversor no instante k .
I_p	Valor inicial de corrente (valor de pico) na saída do retificador do circuito de carregamento do barramento CC.
$i_{ref}(k)$	Referência de corrente do indutor de filtro do inversor no instante k .

i_{sec}	Corrente no secundário do transformador de injeção.
I_{RP}	Corrente no resistor paralelo equivalente, durante os testes.
I_{RS}	Corrente no resistor série equivalente, durante os testes.
$\int i^2 dt$	Integral da corrente ao quadrado vezes tempo de um semiconductor de potência.
k	Índice da amostra (instante de amostragem no tempo discreto).
k'	Índice da amostra (instante de amostragem no tempo discreto).
K_C	Corrente no capacitor do filtro de saída do inversor em pu.
K_L	Queda de tensão no indutor do filtro de saída do inversor em pu.
L	Valor do indutor do filtro de saída do inversor.
L_F	Valor do indutor do filtro de saída do inversor.
n	Valor máximo do ponteiro da tabela de seno do DSP.
n'	Contador de amostras do PLL.
n_k	Valor do ponteiro da tabela de seno do DSP no instante k.
N_P	Número de espiras no enrolamento primário dos transformadores de injeção.
N_S	Número de espiras no enrolamento secundário dos transformadores de injeção.
$P_{CARGA3\phi}$	Máxima potência ativa trifásica da carga.

P_{DVR}	Potência injetada pelo DVR.
$P_{DVR1\phi}$	Potência monofásica nominal do DVR.
$P_{DVR3\phi}$	Potência trifásica nominal do DVR.
P_R	Potência dissipada pelos resistores de carga do barramento CC durante a carga inicial.
P_{RS}	Potência dissipada nos resistores série de testes.
P_{RP}	Potência dissipada nos resistores paralelos de testes.
R	Valor da resistência em série com o retificador do circuito de carregamento do barramento CC.
R_C	Resistência total da carga de testes do DVR.
R_{CY}	Resistência de carga por fase (durante os testes).
R_P	Resistência paralela utilizada para provocar afundamento de tensão durante os testes do protótipo de DVR.
R_{S_pu}	Resistência série (em pu) utilizada para provocar afundamento de tensão durante os testes do protótipo de DVR.
$S_{CARGA3\phi}$	Máxima potência aparente trifásica da carga.
$S_{DVR1\phi}$	Potência aparente nominal monofásica do DVR.
$S_{DVR3\phi}$	Potência aparente nominal trifásica do DVR.
$S_{INV3\phi}$	Potência aparente nominal do inversor.
$S_{trafo1\phi}$	Potência nominal por fase do transformador de injeção.

t	Instante no tempo (tempo contínuo).
$T_A(k)$	Período de amostragem no instante k .
$T_A(k')$	Período de amostragem no instante k' .
$T_{err}(k)$	Erro de cruzamento por zero do PLL no instante k .
T_j	Temperatura de junção de um semiconductor.
V_0	Tensão no instante $t=0$ no banco de capacitores do barramento CC.
$v_{cap}(t)$	Tensão no capacitor de filtro do inversor no instante t .
$v_{cap}(k)$	Tensão no capacitor de filtro do inversor amostrada no instante k .
$V_{capmáx}$	Tensão máxima nos capacitores do barramento CC.
$V_{capmín}$	Tensão mínima nos capacitores do barramento CC.
V_{CC}	Tensão nominal do barramento CC.
$V_{CC}(t)$	Tensão do barramento CC no instante t .
V_{DVRf}	Tensão máxima nominal injetada pelo DVR, por fase.
V_{DVR_pri}	Tensão nominal no primário do transformador de injeção.
$V_{DVR_pri\ max}$	Tensão máxima no primário do transformador de injeção.
V_{DVR_sec}	Tensão nominal no secundário do transformador de injeção.

$V_{DVR_sec\ max}$	Tensão máxima no secundário do transformador de injeção.
V_{FN}	Tensão nominal fase-neutro de rede, valor eficaz.
V_{INV}	Tensão máxima na saída do inversor.
$v_{inv}(k)$	Tensão na saída do inversor amostrada no instante k.
$v_{inv}(t)$	Tensão na saída do inversor no instante t.
V_L	Tensão nominal eficaz de linha da rede CA.
V_{Lmax}	Tensão máxima no indutor de filtro de saída do inversor.
V_P	Tensão de pico na saída da ponte de diodos do circuito de carregamento do barramento CC.
$v_{PLL}(n_k)$	Valor contido na tabela de seno da memória do DSP para um valor de ponteiro igual a n_k .
$v_{PLLA}(n_k)$	Valor contido na tabela de seno da memória do DSP para um valor de ponteiro igual a n_k , para a fase A.
$v_{PLLA,B,C}(k)$	Vetor contendo os valores da tabela de seno do PLL para as fases A, B e C no instante k.
$v_{PLLB}(n_k)$	Valor contido na tabela de seno da memória do DSP para um valor de ponteiro igual a n_k , para a fase B.
$v_{PLLC}(n_k)$	Valor contido na tabela de seno da memória do DSP para um valor de ponteiro igual a n_k , para a fase C.
$v_{REDE}(k)$	Tensão da rede amostrada no instante k.
$v_{REDEA,B,C}(k)$	Vetor contendo os valores de tensão amostrados da rede para as fases A, B e C no instante k.
v_{rede_pu}	Tensão da rede em pu (durante os testes).

$v_{refA,B,C}(k)$	Vetor contendo as referências de tensão do DVR para as fases A, B e C no instante k.
$v_{ref}(k)$	Referência de tensão do DVR no instante k.
$v_{ref}(t)$	Referência de tensão do DVR no instante t.
V_{RRM}	Tensão de pico reversa repetitiva de um diodo.
v_{sag}	Tensão durante um <i>Voltage Sag</i> (durante os testes).
v_{sag_pu}	Tensão durante um <i>Voltage Sag</i> , em pu (durante os testes).
V_{trafo_prim}	Tensão nominal fase-neutro do enrolamento primário do transformador de injeção, valor eficaz.
V_{trafo_sec}	Tensão nominal fase-neutro do enrolamento secundário do transformador de injeção, valor eficaz.
$V_{sag1\phi}$	Mínima tensão da rede em pu durante <i>Voltage Sag</i> monofásico.
$V_{sag3\phi}$	Mínima tensão da rede em pu durante <i>Voltage Sag</i> trifásico.
$V_{swell1\phi}$	Máxima tensão da rede em pu durante <i>Voltage Swell</i> monofásico.
V_{-x}	Tensão da x-ésima harmônica.
v_{-x_pu}	Tensão em pu da x-ésima harmônica.
X_C	Reatância do capacitor do filtro de saída do inversor.
X_L	Reatância do indutor do filtro de saída do inversor.
Z_{BINV}	Impedância de base no inversor.

Z_{Bteste}

Impedância base de teste.

1-INTRODUÇÃO:

Neste capítulo é apresentado o tema do trabalho, sua estrutura e uma breve descrição dos demais capítulos.

O crescente uso de cargas sensíveis a distúrbios de tensão tem levado a uma real preocupação em se estudar os efeitos técnicos e financeiros dos *Voltage Sags* e *Voltage Swells* (afundamento e elevação de tensão), e também a criação de soluções. Anomalias no sistema de potência podem afetar equipamentos presentes na maior parte das linhas de produção. Este trabalho apresenta uma solução baseada em dispositivos de Eletrônica de Potência, o Restaurador Dinâmico de Tensão (DVR), que insere tensão em série com a rede fazendo com que a carga seja alimentada de acordo com suas especificações nominais.

No capítulo 2 são descritos e definidos os eventos *Voltage Sag* e *Voltage Swell*, suas causas e conseqüências para consumidores e concessionárias bem como as possíveis soluções.

No capítulo 3, através de um levantamento bibliográfico, são apresentadas as principais configurações e o estado da arte para o DVR.

O capítulo 4 trata do DVR proposto. Nele é descrito o protótipo construído, a topologia adotada e detalhes do dimensionamento de seus componentes.

No capítulo 5 são discutidas as possíveis estratégias de controle bem como as justificativas da escolha da configuração adotada. O problema do sincronismo com a frequência da rede é discutido e alternativas para a implementação do circuito de PLL (*Phase-Locked-Loop*) são apresentadas para a escolha da solução implementada.

No capítulo 6 são apresentados as simulações computacionais e os resultados experimentais.

No capítulo 7 são feitos comentários sobre as limitações do projeto e seus reflexos na implementação do protótipo, sugestões para aprimoramento do trabalho e de pesquisas futuras.

2-SAGS E SWELLS:

Neste capítulo são definidos os eventos *Voltage Sag* e *Voltage Swell*, suas causas e conseqüências para consumidores e concessionárias e também são discutidas as possíveis soluções.

2.1 Definição

De acordo com (IEEE Std.1159-1995), o *Voltage Sag*, ou afundamento de tensão (Figura 2.1), é definido como um decréscimo na tensão eficaz para valores entre 0.1 e 0.9 por unidade (pu) na frequência fundamental e com duração de 0.5 ciclo de rede CA a 1 minuto, e *Voltage Swell* é definido como um incremento na tensão eficaz para valores entre 1.1 e 1.8 pu na frequência fundamental e com duração de 0.5 ciclo a 1 minuto.

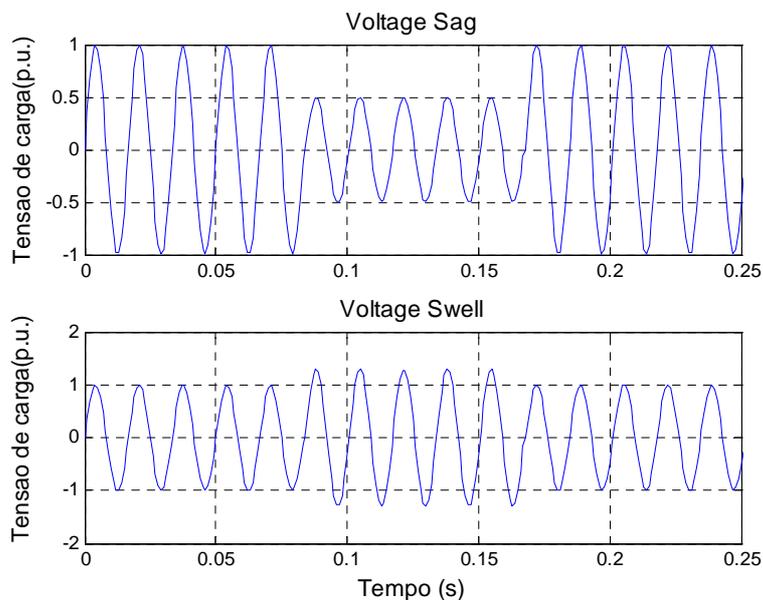


Figura 2.1: *Voltage sag* e *voltage swell* (simulado com Matlab)

A análise do fenômeno requer o conhecimento de suas características (duração e profundidade), informações estatísticas de ocorrências (medições) e informações sobre a sensibilidade da carga. Além disso, a severidade do afundamento está associada ao número de fases envolvidas. Apesar das faltas trifásicas e bifásicas provocarem efeitos mais graves, as faltas monofásicas são mais frequentes. Aproximadamente 66% das ocorrências de *Voltage Sags* observadas nos sistemas de energia são devidas às faltas monofásicas e 16% às faltas bifásicas (Middlekauff, 1998).

O *Voltage Sag* pode estar também relacionado a mudanças bruscas nos ângulos de fase. Dependendo da sensibilidade da carga (retificadores, por exemplo), um desbalanço entre as fases pode levar a um mau funcionamento (Brumsickle et al., 2001).

2.2 Causas

A causa principal de *Voltage Sags* são as faltas remotas (curto-circuitos) que ocorrem ao longo do sistema elétrico, tanto na transmissão como na distribuição, sendo percebidas no sistema das concessionárias, em consumidores industriais, comerciais e residenciais. Tais faltas são causadas por:

- Falhas de equipamento;
- Descargas atmosféricas;
- Contato com árvores;
- Contato com animais;
- Vendavais;
- Interferências públicas (queimadas, quebra intencional de isoladores, etc...);
- Poluição;
- Falha humana (operação/manutenção).

Além das faltas no sistema, existem outros fatores que podem provocar um afundamento de tensão, dentre eles:

- Partida de grandes motores, principalmente, em redes de baixo nível de curto-circuito;
- Entrada de grandes blocos de cargas;
- Saída de grandes blocos de geração.

Uma falta próxima à subestação resultará em um afundamento muito mais significativo que ao fim do alimentador. A figura 2.2 mostra a severidade do afundamento em função da localização da falta no alimentador paralelo ao que está ligada a carga.

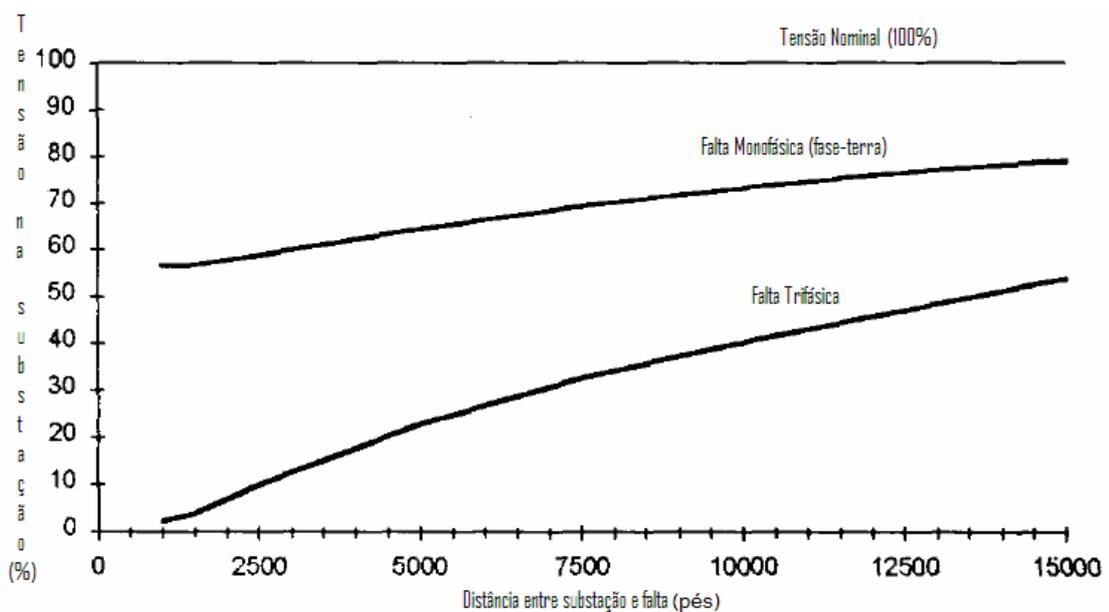


Figura 2.2: Afundamento de tensão em função da localização da falta (Lamoree; Mueller; Vinett, 1994)

2.3 Sensibilidade das Cargas

Como forma de facilitar ajustes de proteção e mesmo projetar equipamentos para as indústrias, a CBEMA (Associação Norte Americana de Fabricantes de Equipamentos de Informática) levantou uma curva de sensibilidade que relaciona a magnitude com a duração da variação de tensão (Figura 2.3), na qual consta a faixa de tensões suportáveis para equipamentos computacionais.

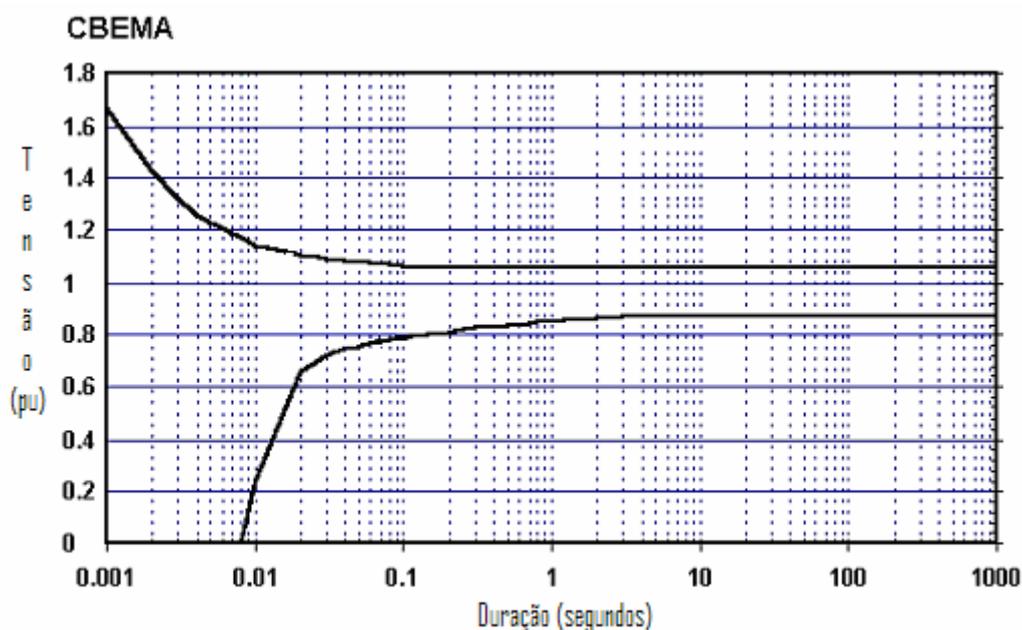


Figura 2.3: Curva CBEMA (Lamoree; Mueller; Vinett, 1994)

Em função da dificuldade prática de se garantir a operação de um dado equipamento dentro dos limites da curva da Figura 2.3, foi especificada uma curva discreta para subtensões, denominada ITI (CBEMA) (Figura 2.4), para equipamentos de tensão nominal igual a 120V eficazes a 60Hz. Em regime permanente, a variação de tensão em torno da nominal admitida é de +/- 10%.

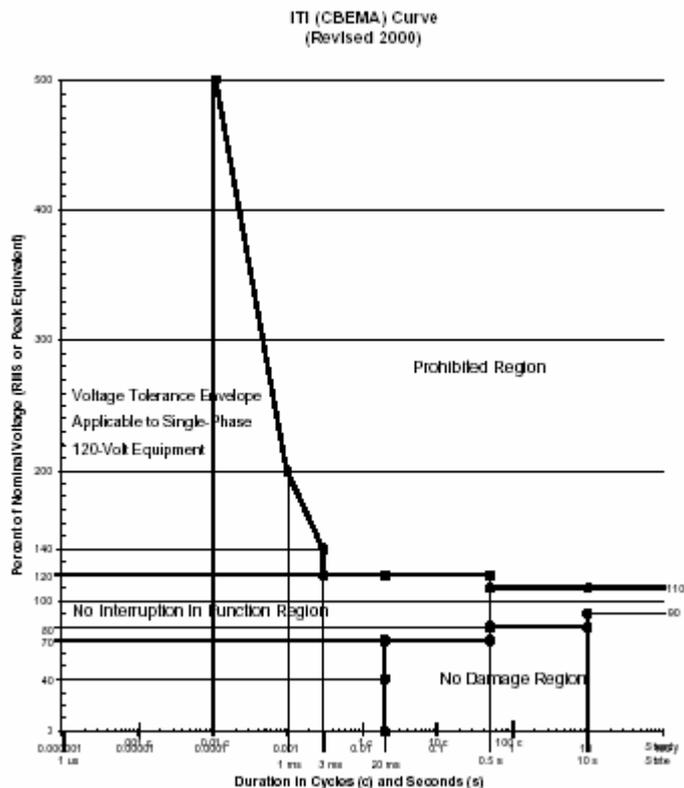


Figura 2.4: Curva ITI (CBEMA) (Lamoree; Mueller; Vinett, 1994)

Em (Lamoree; Mueller; Vinett, 1994) são relacionados os valores de magnitude da tensão que causam mau funcionamento ou atuação da proteção de alguns equipamentos utilizados em processos industriais :

Tabela 2.1: Valores que causam mau funcionamento ou atuação da proteção de equipamentos (Lamoree; Mueller; Vinett, 1994).

Equipamento	Valor eficaz de tensão (% da nominal)	Duração média do afundamento de tensão
Controlador de temperatura	80%	De 0,5 a 1000 ciclos
Linha de testador de chips	80 – 85%	Menos de 100 ciclos
Acionamentos CC	88%	Menos de 1 ciclo
Ferramentas elétricas	90%	Menos de 1 ciclo

Modificações tecnológicas em equipamentos podem afetar suas sensibilidades a *Voltage Sags*. A curva de sensibilidade (Figura 2.5) das versões nova (CLP tipo 1) e antiga (CLP tipo 2) de uma família de controladores lógicos programáveis (CLP),

ilustra a evolução da sensibilidade dos equipamentos. Da avaliação da figura, nota-se que o modelo mais novo é sensível a variações de tensão da ordem de 50-60% com duração de menos de 1 ciclo, enquanto o modelo antigo podia experimentar uma interrupção da ordem de 15 ciclos. Note-se que a curva CBEMA da Figura 2.5 corresponde à envoltória inferior da curva CBEMA da Figura 2.3.

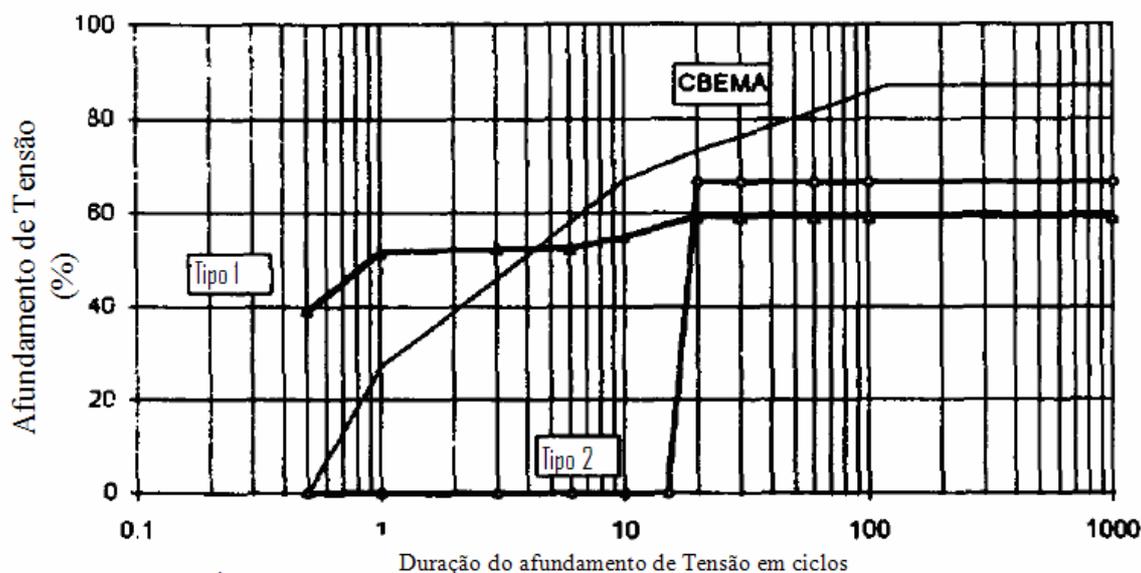


Figura 2.5: Evolução de sensibilidade de CLPs (Lamoree; Mueller; Vinett, 1994)

2.3.1 Danos Causados por Voltage Sags

Os prejuízos causados pelos *Voltage Sags* dependem da sensibilidade dos equipamentos e dos processos afetados. Devido ao grande uso de energia elétrica e da crescente susceptibilidade a variações de tensão dos equipamentos, os consumidores industriais e residenciais são cada vez mais afetados por distúrbios no fornecimento de energia.

Apesar dos consumidores residenciais serem muito numerosos, a ordem de grandeza dos prejuízos relacionados à afundamentos de tensão é relativamente pequena

se comparada à indústria, onde os danos econômicos são em média mil vezes maiores (Sullivan; Vardell; Johnson, 1997).

Os principais custos industriais gerados por afundamentos de tensão são:

- Comprometimento da qualidade do produto;
- Atrasos em entregas gerando multas e perda de clientes e competitividade;
- Danos a equipamentos elevando os custos com manutenção;
- Perda de matéria prima;
- Custos devido ao uso de geração auxiliar;

Dependendo da planta industrial envolvida, o tempo gasto para a retomada da produção após a ocorrência de um *Voltage Sag* pode variar de uma a três horas para afundamentos com duração inferior a 300ms (Melhorn; Davis; Beam, 1998).

2.4 Possíveis Soluções

Existem diversas maneiras de se evitar as paradas em linhas de produção provocadas por afundamentos de tensão. As soluções possíveis dividem-se em modificações na alimentação que reduziriam a incidência de *voltage sags* (medidas preventivas) e adaptações no sistema para que este resista aos distúrbios (medidas corretivas).

2.4.1 Medidas Preventivas

São aquelas que combatem as causas dos distúrbios, com o objetivo de eliminá-los ou de reduzir sua incidência.

Boa parte dos afundamentos de tensão podem ser evitados com uma configuração adequada do sistema de alimentação visando diminuir a ocorrência de curto-circuitos, já que esses são a principal causa do problema. Além da manutenção adequada dos componentes da rede, há uma série de medidas preventivas que podem ser implementadas tanto pela concessionária como pelo consumidor (Silva, 1999):

- Especificação adequada dos equipamentos.
- Instalação de cabos guarda e redução da resistência de aterramento das torres de transmissão.
- Instalação de disjuntores e religadores mais rápidos próximos às cargas críticas.
- Poda de árvores.
- Limpeza de isoladores.
- Utilização de cabos isolados na distribuição.
- Blindagem de equipamentos sensíveis.

Muitos desligamentos também ocorrem em situações nas quais a carga seria capaz de resistir ao surto, mas um sistema de proteção mal dimensionado ou ajustado de forma errada leva a uma atuação imprópria. É importante que a sensibilidade do equipamento seja considerada quando seus dispositivos de proteção forem escolhidos e programados para se evitar paradas desnecessárias.

2.4.2 Medidas Corretivas

Durante a maior parte dos afundamentos de tensão no sistema de potência uma tensão significativa ainda é mantida, porém insuficiente para o funcionamento da carga. Em seguida são descritos métodos para o suprimento durante esse tipo de falta através de armazenamento de energia, fontes secundárias ou interfaces que por meio da elevação da corrente na linha fornecem a potência necessária à carga.

As principais medidas corretivas são:

- Estabilizadores eletromecânicos;
- Reguladores eletrônicos por degraus;
- Transformadores ferro-ressonantes;
- Alimentação Dupla com Chaveamento Estático;
- Sistemas de Energia Ininterrupta – UPS;
- Sintetizadores Magnéticos;
- Conjunto Motor-Gerador com acumulador *Flywheel*;
- Restaurador Dinâmico de Tensão

2.4.2.1 Estabilizadores Eletromecânicos

Trata-se de um autotransformador com o secundário ligado à carga e o primário alimentado por um transformador variável controlado. A tensão de saída é monitorada por um servo-amplificador, e quando esta se desvia do valor pré-fixado, um motor ou relé faz a comutação mecânica do *tap* elevando ou baixando a tensão até um nível aceitável. A atuação compensa automaticamente a variação da corrente na carga.

Principais vantagens:

- A potência controlada é apenas uma fração do consumo da carga;
- Projeto simples;
- Tensão de saída insensível ao fator de potência da carga;
- Baixa impedância de saída;
- Precisão da tensão de saída vinculada ao número de *taps* do autotransformador, tipicamente $\pm 5\%$ entre *taps*;
- Custo e tamanho relativamente baixos;

Principais desvantagens:

- Controle de tensão em degraus discreto;
- Problemas mecânicos relacionados ao desgaste das partes móveis;
- Tempo de resposta lento se comparado a um regulador com *taps* chaveados com tiristores ou transistores, ou um estabilizador tipo ferro-ressonante;
- Transitórios relacionados à mudanças dos *taps* elétricos;
- Colapso de tensão na transição entre dois *taps*;

2.4.2.2 Reguladores Eletrônicos por Degraus

Neste caso a mudança de *tap* é realizada por chaves semicondutoras (tiristores associados em anti-paralelo ou triacs). O regulador eletrônico por degrau opera de modo idêntico ao estabilizador eletromecânico, selecionando diferentes derivações de entrada ou saída de um autotransformador.

Principais vantagens:

- Projeto simples;
- Insensível a variações na carga;
- Precisão da tensão de saída vinculada ao número de *taps* do autotransformador, tipicamente $\pm 5\%$ entre *taps*;
- Insensível à frequência de alimentação (a faixa de operação deve estar prevista na escolha do autotransformador);
- Custo e tamanho relativamente baixos;
- Resposta rápida (de 1 a 1,5 ciclos);

Principais desvantagens:

- Controle da tensão em degraus discretos;
- Geralmente não se consegue precisão de tensão de saída menor que 3% devido à limitação do número de *taps*;
- Colapso de tensão na transição entre dois *taps*;

2.4.2.3 Transformadores Ferro-Ressonantes

Também chamado de transformador de tensão constante (CVT) (Figura 2.6), este dispositivo consiste em um transformador com um único enrolamento primário e dois (ou eventualmente três) enrolamentos secundários associados a um capacitor de derivação (ressonante).

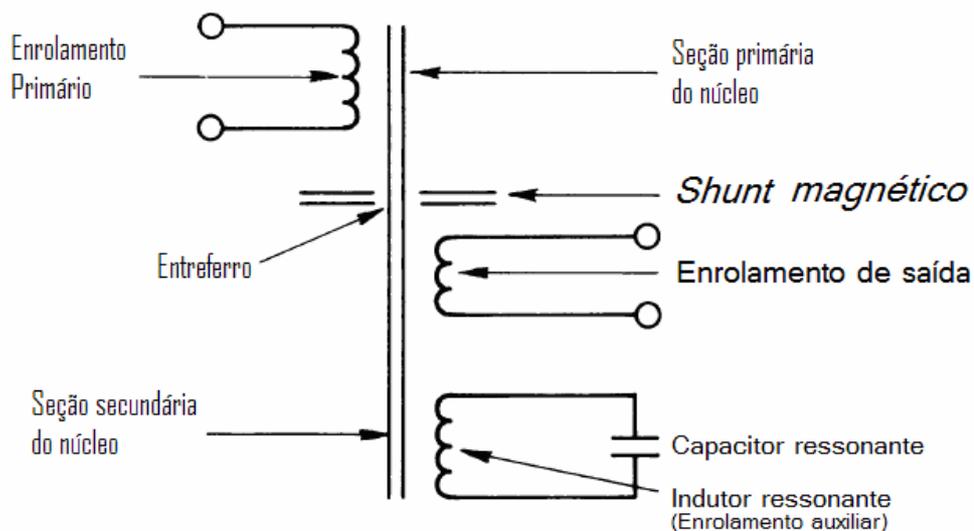


Figura 2.6: Transformador ferro-ressonante - Circuito elétrico equivalente (conforme IEEE Std 449, 1998)

O fluxo magnético na parte central do transformador se eleva com a tensão de entrada até que a reatância indutiva do enrolamento auxiliar se iguale à reatância do capacitor associado, fazendo com que a tensão de saída seja mantida aproximadamente constante mesmo com variações da tensão de entrada (Figura 2.7).

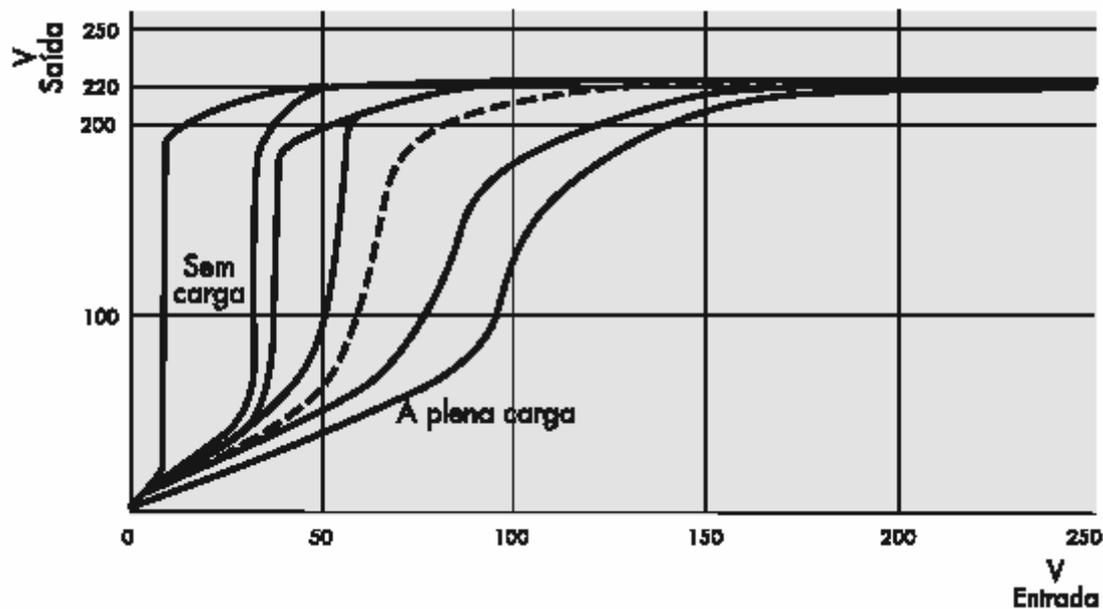


Figura 2.7: Transformadores ferro-ressonantes - Curva característica (Maule, 2002)

Como a tensão de saída depende do fluxo no núcleo, esta só pode ser alterada se houver derivações (*taps*).

Uma descrição detalhada das aplicações e variações construtivas podem ser encontradas em IEEE Std 449, 1998.

Principais vantagens:

- Possui uma faixa excepcionalmente larga de entrada com cargas baixas. Com 25% da carga, a saída é mantida em $\pm 5\%$ até mesmo quando a tensão de entrada é apenas 35% da tensão nominal (Figura 2.7);
- A corrente de saída é automaticamente limitada em caso de sobrecarga;

Principais desvantagens:

- O fato de limitar a corrente de saída pode causar o mau funcionamento de alguns equipamentos que requerem corrente de partida elevada como motores. Esse problema pode ser contornado com o superdimensionamento do estabilizador;
- Por depender do circuito de ressonância é susceptível a variações na frequência de alimentação;
- O tamanho e peso são maiores que o de um estabilizador eletrônico para a mesma potência nominal;

2.4.2.4 Alimentação Dupla com Chaveamento Estático

Se a instalação pode ser equipada com dois alimentadores provenientes de fontes independentes, um adequado fornecimento de energia pode ser obtido utilizando-se do chaveamento estático. A transferência pode ocorrer automaticamente para suprir cargas sensíveis como computadores, quando uma das fontes é desligada subitamente. O tempo total de sensibilização e transferência é cerca de $\frac{1}{4}$ de ciclo e a carga não será afetada pelo distúrbio.

Em (Funahashi et al., 2005) é descrito um caso prático em uma instalação industrial em Shangai em operação desde 2001. Neste artigo também é apresentada uma solução para minimizar as perdas nas chaves eletrônicas através da utilização de chaves híbridas (eletrônicas e mecânicas).

2.4.2.5 Sistemas de Energia Ininterrupta – UPS

Têm como objetivo garantir o fornecimento constante de energia para um equipamento ou um conjunto com qualidade suficiente para o funcionamento ininterrupto durante faltas de curta e longa duração.

Também chamados sistemas “no-break” (Figura 2.8), as UPS (“*Uninterruptible Power Supplies*”) são construídos tipicamente em estado sólido, porém, alguns são construídos usando máquinas rotativas em combinação com a conversão de estado sólido. Praticamente todas as configurações de UPS utilizam baterias para armazenamento de energia, retificadores¹, inversores e chaves estáticas. Quando o UPS convencional é associado a um grupo motor diesel-gerador, em condições normais a alimentação do sistema UPS é feita pela rede pública, e na hipótese de interrupção sustentada de fornecimento de energia pela rede pública, o grupo motor diesel-gerador é acionado para suprir a carga via UPS.

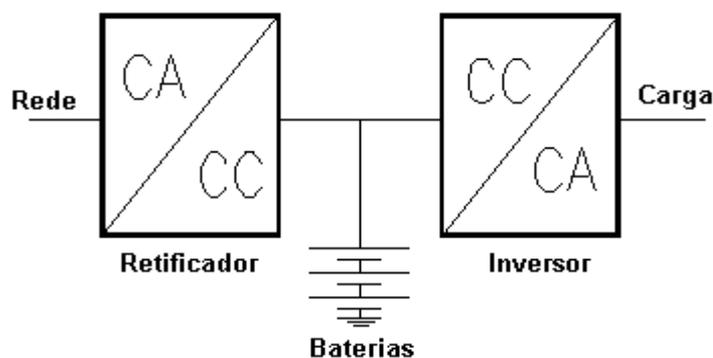


Figura 2.8: UPS (representação genérica)

¹ Um conversor estático de potência que transforma tensão CC em tensão CA é chamado de inversor. Quando o conversor realiza a conversão contrária (CA para CC), ele é chamado retificador.

Quando a potência instalada é muito grande tem-se, em geral, um sistema de acionamento imediato, alimentado a partir de baterias, e um sistema motor-gerador que, por necessitar de alguns minutos para estar em condições ideais de operação, não pode ser usado de imediato. Este tipo de UPS é mais caro do que os demais em função dos custos de instalação e manutenção do grupo motor diesel-gerador.

Quando as cargas críticas são distribuídas, como no caso de microcomputadores, pode-se usar UPSs modulares, de acionamento imediato, e capazes de manter a operação do equipamento por um tempo suficiente para que não sejam perdidas operações que estavam em curso (tipicamente dezenas de minutos).

Um outro modo de se prover a energia requerida pelo UPS é através de sistemas supercondutores de armazenamento de energia magnética. Os SMES (“*Superconducting Magnetic Energy Storage*”) (Figura 2.9) são dispositivos projetados para armazenamento eletromagnético de energia em supercondutores. A energia é armazenada no campo magnético produzido pela corrente que circula através do supercondutor refrigerado.

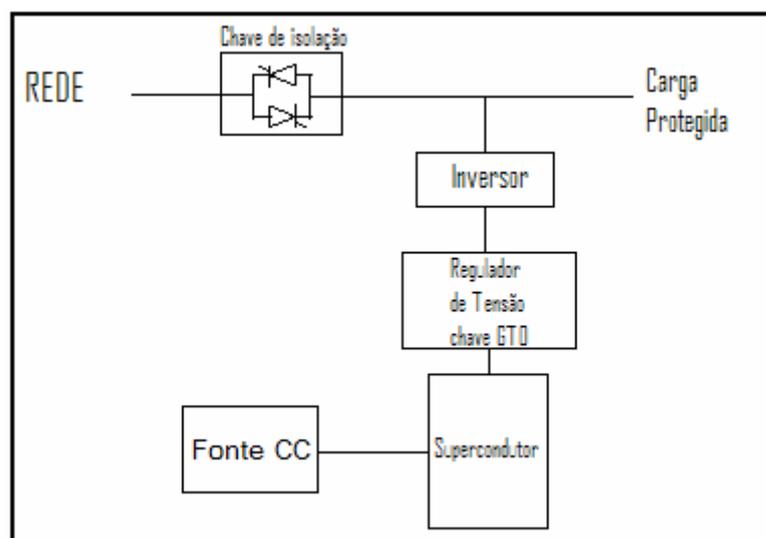


Figura 2.9: UPS com armazenamento de energia em supercondutores (Lamoree; Mueller; Vinett, 1994)

As vantagens deste sistema em relação ao UPS tradicional são as dimensões reduzidas do sistema armazenador e a necessidade menor de manutenção comparado

com o de baterias convencionais (eletroquímicas). (Lamoree; Mueller; Vinett, 1994) A grande desvantagem deste sistema é a necessidade de resfriamento do núcleo supercondutor, que utiliza temperaturas baixas como 1,8K a 4,2K para supercondutores de baixa temperatura (convencionais) resfriados com hélio líquido e de 20K a 100K para supercondutores de alta temperatura resfriados com hélio gasoso (Fagaly et al., 1993).

Pode-se classificar as UPSs de acordo com o modo que estão conectadas à rede e à carga:

- UPS *On-line*;
- UPS *Off-line* ou *Standby*;

2.4.2.5.1 UPS On-line

Alimenta a carga através de um inversor em série com um retificador garantindo uma regulação de tensão e frequência permanente à carga. Acontecendo uma interrupção ou uma variação excessiva na tensão de suprimento, as baterias em paralelo com o retificador suprem a carga até que a tensão de alimentação volte aos padrões normais, ou o sistema de emergência (gerador auxiliar) entre em operação.

2.4.2.5.2 UPS Off-line ou Standby

A configuração *Off-line* possui um retificador, que fornece a carga para as baterias, um inversor (conversor CC-CA) e uma chave que transfere automaticamente a alimentação da carga da linha para o inversor em caso de falha da rede. Quando o

inversor for conectado à carga deve fazê-lo de modo a que sua tensão tenha a mesma amplitude e fase da tensão esperada na linha. A carga é normalmente alimentada diretamente da rede. Acontecendo uma interrupção na rede, ocorre a transferência para o inversor e as baterias suprem a carga garantindo energia até o sistema voltar ao normal. A transferência é feita por chaveamento estático ou mecânico que dura de 2 a 10 ms. Durante este tempo a energia é interrompida, mas, em geral, isto geralmente não é um problema para a carga. A sua desvantagem é que não propicia uma regulação de tensão e frequência quando a linha está operando normalmente.

2.4.2.6 Sintetizadores Magnéticos

São recomendados apenas para a proteção de cargas de potência muito elevadas devido ao alto custo desse tipo de sistema (Lamoree; Mueller; Vinett, 1994).

Trata-se de um misto de UPS com transformadores ferro-ressonantes (Figura 2.10) e tem sua energia armazenada em bancos de capacitores e transformadores saturados. A tensão de saída é formada pela combinação de pulsos dos transformadores ferro-ressonantes de saída conectados em zig-zag.

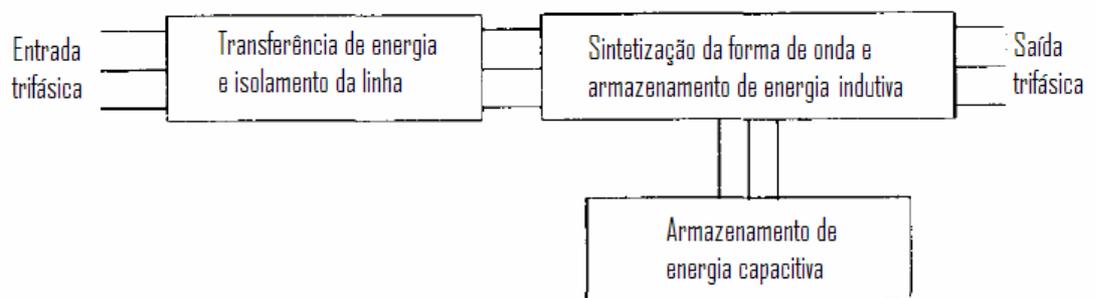


Figura 2.10: Sintetizadores Magnéticos (Lamoree; Mueller; Vinett, 1994)

2.4.2.7 Conjunto Motor-Gerador com Acumulador Mecânico Tipo Flywheel

O conjunto gerador motor utiliza o *Flywheel* (volante de inércia) para acumular energia cinética (Figura 2.11) (Lamoree; Mueller; Vinett, 1994). A carga é completamente desacoplada do sistema elétrico e sempre alimentada pelo gerador. A energia rotacional no *Flywheel* permite regulação de tensão durante afundamentos severos.

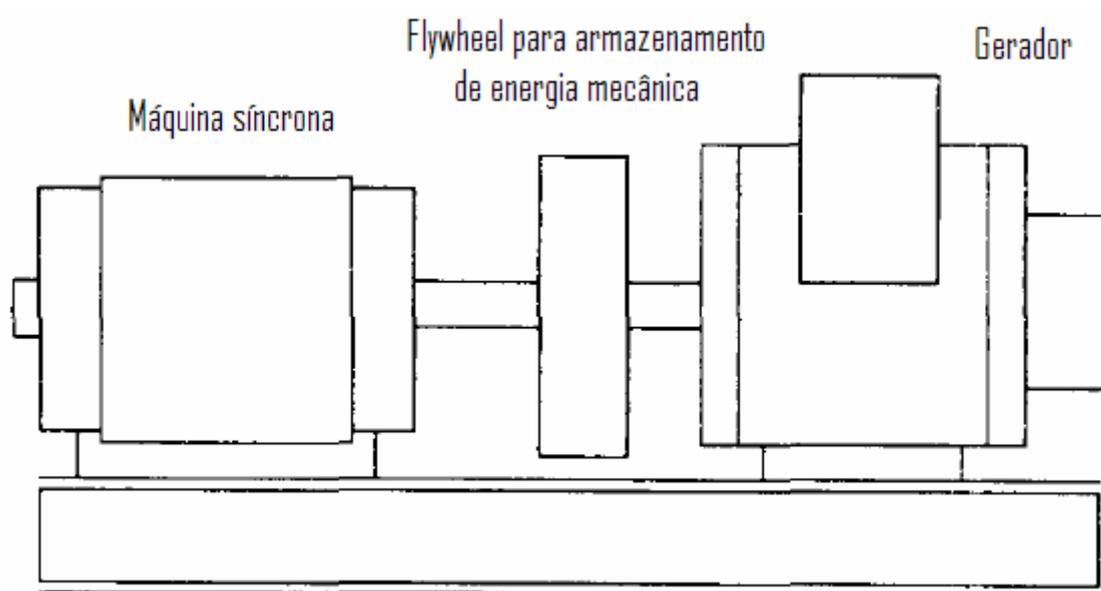


Figura 2.11: Conjunto gerador motor com *Flywheel* (Lamoree; Mueller; Vinett, 1994)

Um motor diesel pode estar acoplado ao eixo do conjunto motor-gerador via embreagem eletromecânica, e sua partida é usualmente realizada pela própria energia cinética do *Flywheel*.

2.4.2.8 Restaurador Dinâmico de Tensão

O DVR (Figura 2.12) (“*Dynamic Voltage Restorer*” em inglês ou Restaurador Dinâmico de Tensão, em português) é um equipamento baseado em eletrônica de potência que compensa distúrbios como *Voltage Sags* e *Swells*, além de poder reduzir as harmônicas de tensão nos sistemas de energia por meio de filtragem ativa.

O DVR é capaz de injetar formas de onda complexas para a compensação de transitórios de chaveamento e outros distúrbios presentes nas tensões de alimentação.

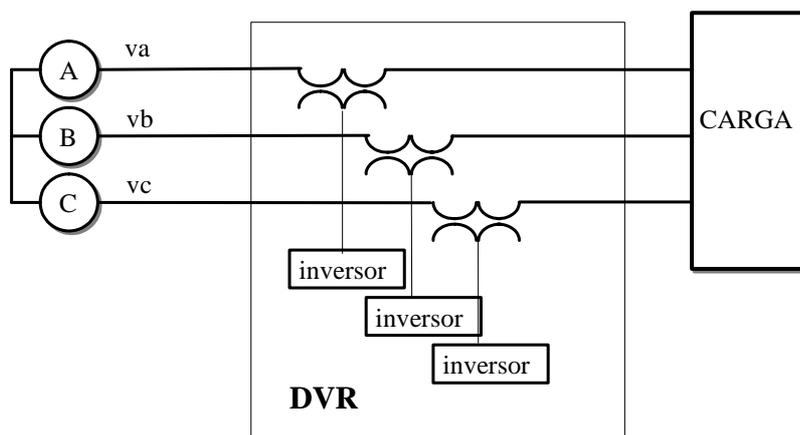


Figura 2.12: Restaurador dinâmico de tensão – Diagrama de blocos simplificado

O equipamento é instalado em série com a carga, razão pela qual muitos modelos apresentam uma chave (eletrônica ou mecânica) de *bypass* em paralelo para eliminar as perdas no transformador série em situações nas quais o equipamento não está ativo. Quando o DVR está ativo, as perdas no transformador de injeção são compensadas pela tensão do inversor.

Como o equipamento dispõe de um inversor para sintetizar as tensões a serem injetadas, é necessária uma fonte de energia em CC para a injeção de potência ativa. A alimentação desta fonte pode ser por meio de um armazenador de energia (bateria, *Flywheel*, etc.) ou pode vir da própria rede por meio de um conversor CA-CC. Um detalhamento maior do restaurador dinâmico de tensão é dado no próximo capítulo.

2.5 Conclusão

Neste capítulo foram abordados dois dos principais problemas de qualidade de energia da atualidade, o *Voltage Sag* e *Voltage Swell*. Foram comentadas a gravidade dos prejuízos causados por esses eventos e as circunstâncias que favorecem a sua ocorrência.

Buscou-se apresentar de forma resumida as principais alternativas hoje utilizadas no tratamento desse tipo de problema. As soluções baseadas na modificação do sistema perdem sua eficácia se não acompanharem as expansões no consumo. Já para as alternativas baseadas em condicionadores de tensão, tem-se, ao menos para as cargas protegidas, uma garantia maior sobre a qualidade da energia fornecida.

Dentre as propostas de condicionadores de tensão, o Restaurador Dinâmico de Tensão mostra-se vantajoso para cargas de potência média e grande por apresentar maior versatilidade, podendo, como descrito no próximo capítulo, funcionar também como filtro ativo e incorporar outras habilidades com pequenas variações na sua configuração.

3-RESTAURADOR DINÂMICO DE TENSÃO

O Restaurador Dinâmico de Tensão é uma solução atrativa para distúrbios como Voltage Sag, Voltage Swell e distorções harmônicas. Neste capítulo serão abordados alguns modos de operação, variações construtivas e considerações sobre projeto.

3.1 Introdução

Estudos mostram que bilhões de dólares são perdidos todos os anos, só nos Estados Unidos, por problemas de qualidade de energia (Brumsickle et al., 2001) e (Bollen, 2000). Muitas indústrias com processos tecnologicamente avançados utilizam sistemas de fornecimento ininterrupto de energia (*Uninterruptible Power Supplies - UPS*), os quais em muitos casos se mostram ineficientes do ponto de vista econômico devido aos altos custos de operação. A evolução dos dispositivos de eletrônica de potência como chaves mais rápidas e que suportam tensões e correntes mais elevadas aliada à disponibilidade de microprocessadores dedicados e de baixo custo e novas filosofias de controle abriram caminho para o surgimento de soluções mais específicas. O Restaurador Dinâmico de Tensão (*Dynamic Voltage Restorer-DVR*) é um dispositivo conectado em série com a carga, capaz de corrigir através da injeção de formas complexas de sinais de tensão, os afundamentos e elevações de tensão (*Voltage Sags e Voltage Swells*) e distorções causadas por harmônicas e variações entre os ângulos das fases.

O primeiro DVR foi instalado pela Westinghouse em 1996 na Carolina do Sul, Estados Unidos (Praveen et al., 2004). Desde então, vários DVRs foram instalados pelo mundo e da pesquisa realizada se originaram diversas configurações e estratégias de controle. Atualmente, os fabricantes de condicionadores de energia têm centrado sua

produção de DVR em equipamentos de potências superiores a 2MVA, parâmetro que não se adequa aos números brasileiros, onde as carga críticas têm potências bem menores. Segundo (Silva, 1999), para potência inferior a 500kVA, faixa onde se encaixariam a maior parte das cargas industriais sensíveis a distúrbios de curta duração no Brasil, os dispositivos semicondutores e demais componentes teriam custo baixo suficiente para se tornar aplicável o DVR na indústria nacional.

O DVR (Figura 3.1) é um compensador conectado em série entre a carga e o sistema de energia através de um transformador (usualmente um por fase) e as tensões são geradas em um inversor controlado por sinal modulado por largura de pulso (PWM) e alimentado por uma fonte CC. À saída do inversor é conectado um filtro LC.

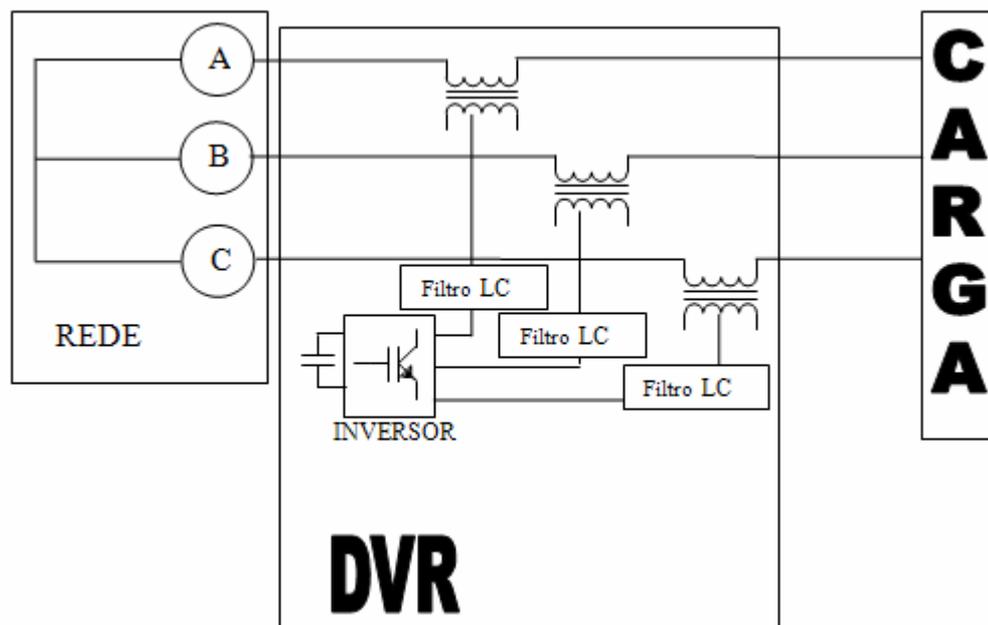


Figura 3.1: Diagrama simplificado de um DVR.

Diversas variações construtivas de DVR são citadas na literatura e algumas são discutidas neste texto.

3.2 Local da Instalação

- DVR para baixas tensões a 3 ou 4 fios;
- DVR para médias tensões a 3 fios;

Em ambos os sistemas, o principal objetivo é injetar tensões síncronas com a rede durante as faltas. A diferença entre as conexões de baixa e média tensões, para uma mesma potência, está na intensidade maior das correntes e na geração de tensões de seqüência zero que podem ocorrer no caso a 4 fios em baixas tensões. Em média tensão, as partes constituintes do equipamento devem suportar tais tensões (com multiconversores, chaves eletrônicas para tensões mais elevadas, ou transformador abaixador) (Nielsen; Blaabjerg, 2001).

3.3 Tipo de Conversor de Potência

Devido às potências envolvidas e o *know-how* existente nos fabricantes, a tensão a ser injetada pelo DVR é normalmente obtida por um conversor do tipo fonte de tensão controlado por PWM (*Pulse Width Modulation*).

A saída do inversor de potência é aplicada a um filtro (LC para inversor tipo fonte de tensão e C para inversor tipo fonte de corrente) para a eliminação das componentes harmônicas geradas pelo chaveamento, e quanto mais severas essas forem (ou seja, quanto menor for a frequência de chaveamento), maior será a impedância série do DVR devido ao filtro.

Optar por um conversor de topologia mais sofisticada, como associação de conversores com portadoras defasadas, pode resultar em um filtro com frequência de corte mais elevado (com conseqüente redução dos valores de L e C), uma menor

impedância série do DVR, corrente de *ripple* e frequência de chaveamento. Tais vantagens devem ser balanceadas com a maior complexidade topológica e de controle.

Os inversores ou conversores CC/CA têm a função de converter uma tensão de entrada em CC para uma tensão de saída CA simétrica com frequência e amplitude desejadas ou até mesmo sintetizar formas de onda mais complexas requeridas em aplicações como filtro ativo ou DVR.

A forma de onda obtida na saída do inversor é acrescida de componentes harmônicos derivados do chaveamento que podem ser reduzidos através de técnicas de modulação adequadas e atenuados até um limite aceitável para a aplicação através dos filtros LC colocados na saída do conversor.

Os inversores podem ser divididos em fonte de corrente e fonte de tensão (Pomilio, 2001).

Os inversores tipo fonte de corrente têm como entrada CC uma fonte de energia que pode ser modelada como um gerador de corrente, o que é geralmente obtido de maneira ativa. Portanto, o conversor sempre estará transmitindo corrente à carga. Esta configuração é geralmente empregada em aplicações de grande potência onde geralmente não é necessária uma resposta dinâmica muito rápida como acionamento de bombas, guindastes, ventiladores, esteiras rolantes e veículos pesados.

A configuração tipo fonte de corrente tem como vantagem a possibilidade do uso de chaves eletrônicas com maior capacidade de corrente e tensão, como tiristores, devido às características de suas aplicações. Há também uma proteção intrínseca contra sobrecorrente devido à fonte de corrente na entrada CC.

A configuração tipo fonte de corrente tem como desvantagens a menor frequência de chaveamento, sobretensões nas chaves devido ao circuito de comutação forçada (quando não são empregadas chaves auto-comutadas como o GTO), maiores perdas nas chaves devido ao diodo presente em série com a chave (para tornar a chave unidirecional em corrente) e resposta dinâmica inferior.

Inversores do tipo fonte de corrente também podem ser utilizados em aplicações onde comumente é empregada a topologia fonte de tensão como filtros ativos (Routimo; Salo; Tuusa, 2005) e DVRs (Espinoza; Morán; Zargari, 2005).

Inversores do tipo fonte de tensão têm como entrada CC uma fonte de tensão. Existem diversas configurações possíveis para um inversor do tipo fonte de tensão como ponte completa ou meia ponte (caso monofásico), fonte CC comum ou compartilhada (caso trifásico), chaves com (IGBT e GTOs) ou sem (tiristores) desligamento por comando. A facilidade no uso de fonte de tensão CC, contraposto ao uso de fonte de corrente CC, bem como a disponibilidade de chaves como os IGBTs em níveis de tensão e corrente adequados à maioria das aplicações industriais, torna o uso de inversores tipo fonte de tensão mais intenso que os tipo fonte de corrente.

3.4 Fonte de Energia

Durante um afundamento de tensão, geralmente, o DVR deve injetar energia em série com a rede. Durante uma sobretensão, o DVR deve absorver energia da rede. São apresentadas alternativas para se minimizar os acumuladores de energia de barramento CC do DVR.

3.4.1 Injeção Nula e Mínima de Potência Ativa

O funcionamento do DVR significa obrigatoriamente consumo de energia já que há a alimentação de sua eletrônica de controle e as perdas inevitáveis no circuito de potência. A estratégia de compensação adotada influencia diretamente na capacidade de

armazenamento da energia para injeção durante o afundamento de tensão ou como esta energia é extraída da rede.

A tensão pode ser injetada em fase (Figura 3.3) ou com um ângulo em relação à tensão de falta (Figura 3.2). Se a restauração é realizada em fase, obtém-se a menor magnitude de tensão injetada, mas maior energia requerida para a compensação.

Quando as tensões produzidas pelo DVR são mantidas em quadratura com as correntes da carga durante o *sag* (Haque, 2001) é possível restaurar as amplitudes das tensões trifásicas sem a necessidade da injeção de potência ativa (Figura 3.2).

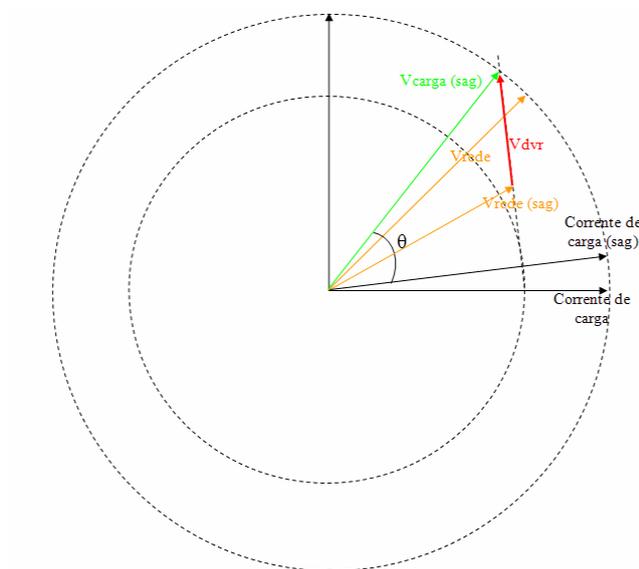


Figura 3.2: Compensação por avanço de fase (Injeção de potência nula)

Considera-se, na Figura 3.2, tensões e correntes em pu. Se o valor da tensão da rede durante o afundamento de tensão estiver entre o valor nominal da tensão da rede e o valor nominal da tensão da rede multiplicado pelo fator de potência da carga, ou seja, entre as duas coroas circulares da Figura 3.2, é possível realizar a compensação do afundamento de tensão sem o fornecimento de energia pelo DVR. Essa compensação é realizada através da injeção de uma tensão defasada em relação à tensão durante o afundamento, de tal modo que resulte em uma corrente na carga durante o *sag* defasada de 90° em relação à tensão injetada pelo DVR. Essa estratégia de compensação pode provocar um degrau de fase na tensão de carga. Pode-se manter uma mínima injeção de

potência ativa pelo DVR se a estratégia de compensação usar energia apenas para limitar o degraude de fase mencionado acima ao máximo admitido pela carga.

A desvantagem de se injetar tensão com avanço de fase em relação à tensão de falta é a elevação da tensão injetada, no entanto, pode-se corrigir possíveis diferenças entre as fases das tensões na carga de *pré-sag*, *sag* e *pós-sag*, que podem ser prejudiciais para cargas mais sensíveis. Esta estratégia e soluções para a diferença entre as fases são discutidas em (Choi; Li; Vilathgamuwa, 2000a) e (Meyer; Romaus; De Doncker, 2005).

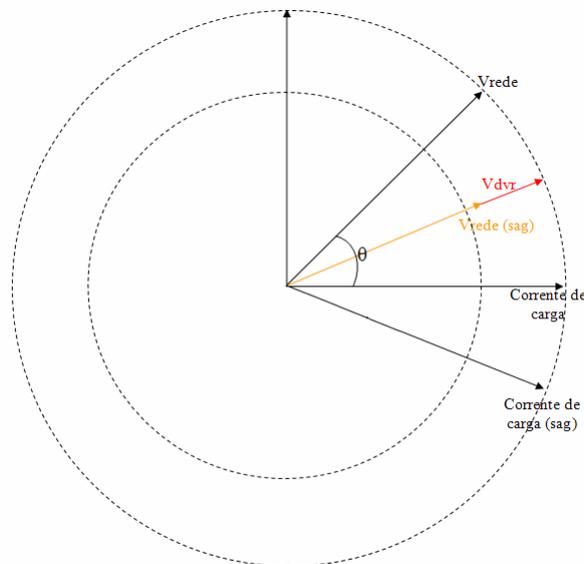


Figura 3.3: Compensação por injeção de tensão em fase com a tensão de afundamento

3.4.2 Topologias sem Armazenamento de Energia

As topologias sem armazenamento de energia podem basear-se em uma estratégia de controle onde o DVR não fornece potência ativa ao sistema ou no fato de que ainda resta boa parte da tensão de alimentação durante um distúrbio.

Se o DVR está conectado a um alimentador que durante um afundamento de tensão ainda suporte uma elevação de corrente provocada por um conversor paralelo

(retificador CA/CC) do compensador, daí pode ser retirada a energia para gerar a tensão série que falta (Nielsen; Blaabjerg, 2001). Se a rede não suportar a sobrecorrente, o distúrbio pode se agravar a ponto de não poder ser compensado pelo DVR e até ocasionar o acionamento da proteção da instalação a ponto de provocar um desligamento.

A energia pode, a princípio, ser extraída do lado da rede ou do lado da carga.

3.4.2.1 Energia Extraída do Lado da Rede

Com o retificador ligado diretamente do lado da rede (Figura 3.4), tem-se disponível para carregar o capacitor de barramento CC no máximo o pico da tensão fase-fase da rede (admitindo-se ausência de transformador entre a rede e o conversor paralelo). Com um afundamento de tensão, a tensão no barramento CC cai proporcionalmente com a da rede. Supõe-se neste caso que a energia acumulada no capacitor do barramento CC é muito menor que a energia retirada da rede pelo conversor paralelo.

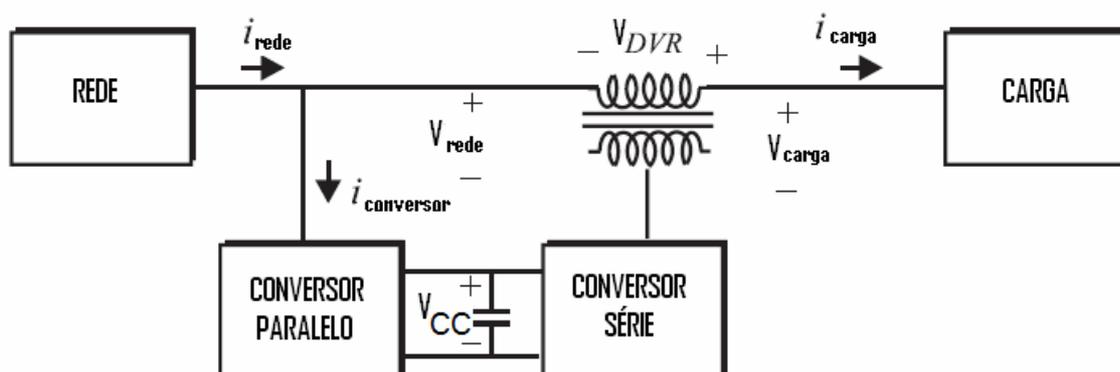


Figura 3.4: DVR com energia extraída do lado da rede

Se o retificador não for controlado haverá, durante o distúrbio, a drenagem de correntes assimétricas e distorcidas.

A potência extraída pelo retificador é proporcional ao afundamento de tensão e se, por exemplo, sobrar apenas 30% da tensão de alimentação, para a tensão na carga ser de 100% a corrente no retificador será de 233% e no inversor de 100% (Nielsen; Blaabjerg, 2001).

3.4.2.2 Energia Extraída do Lado da Carga

Com o retificador ligado do lado da carga (Figura 3.5), tem-se tensão constante disponível para carregar o capacitor de barramento CC, que como no caso anterior, acumula muito menos energia que a retirada pelo conversor paralelo durante o afundamento.

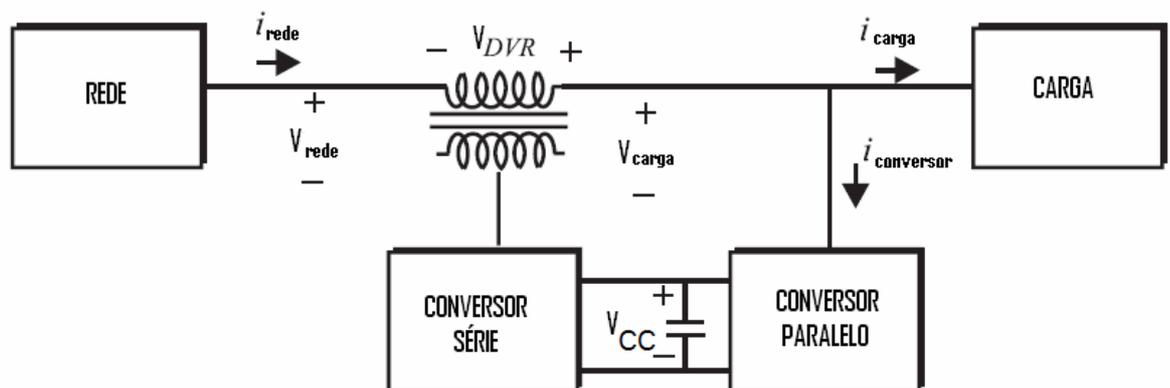


Figura 3.5: DVR com energia extraída do lado da carga

A principal desvantagem desta topologia está na elevada corrente que flui pelo inversor, que para o mesmo caso do exemplo anterior, de uma tensão remanescente de 30%, passariam pelo conversor paralelo os 233% e no inversor (conversor série) uma corrente de 333% (Nielsen; Blaabjerg, 2001).

3.4.3 Topologias com Armazenamento de Energia

O armazenamento de energia é dispendioso, mas para certas condições de *Voltage Sags*, pode melhorar o desempenho do DVR e reduzir a corrente na conexão com a rede elétrica.

Dois métodos são considerados e em ambos a corrente extraída da rede é minimamente alterada durante um distúrbio, podendo até mesmo ser constante se o retificador for controlado com essa finalidade.

3.4.3.1 Barramento CC com Tensão Variável

O armazenamento de energia em capacitores (Figura 3.6) deve ser a melhor solução para DVRs (Nielsen; Blaabjerg, 2001), por representar menores custo e manutenção.

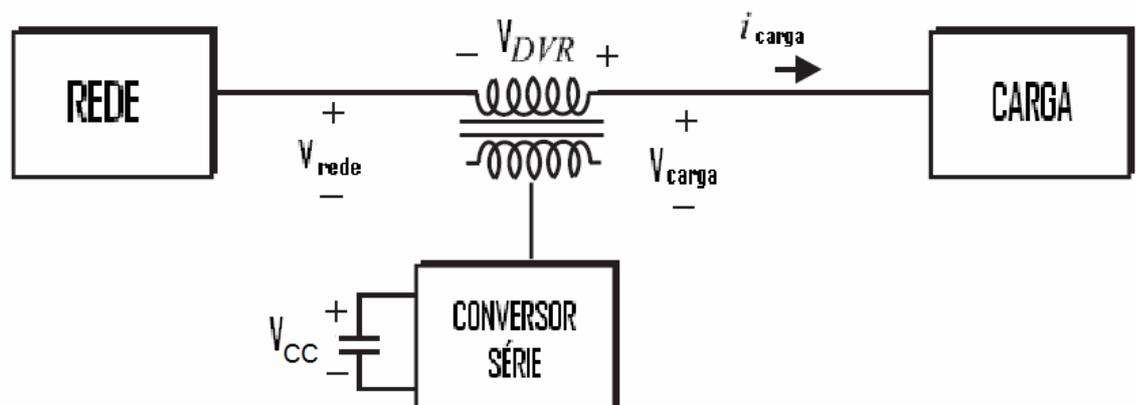


Figura 3.6: Barramento CC com tensão variável

Considerando o barramento CC como um banco de capacitores, a energia armazenada é proporcional ao quadrado da tensão do barramento. Supondo que o DVR forneça potência ativa constante (P_{DVR}) durante o afundamento de tensão de duração (t), a tensão no banco de capacitores (V_{CC}) decairá de um valor inicial (V_0) conforme a equação (3.1), e com isso a capacidade de restauração de afundamentos mais profundos diminui.

$$V_{CC}(t) = \sqrt{V_0^2 - \frac{2 \cdot P_{DVR} \cdot t}{C_{CC}}} \quad (3.1)$$

A escolha por um barramento CC com tensão variável apresenta como vantagens uma construção relativamente mais simples e o fato de poder ser recarregado pelo próprio inversor ou por retificador paralelo. A principal desvantagem desta estratégia é a dificuldade de se utilizar de forma eficiente toda a energia do banco. Durante afundamentos mais severos, uma grande parte da energia armazenada não pode ser usada pois uma menor tensão nos capacitores implica em menor tensão máxima injetável pelo inversor série.

3.4.3.2 Barramento CC com Tensão Constante

Esta topologia (Figura 3.7) baseia-se na utilização de dois armazenadores de energia, um primário onde a maior parte é estocada e que tem sua tensão variável e um secundário de menor capacidade que deve ser mantido a tensão constante e é utilizado como barramento CC pelo inversor.

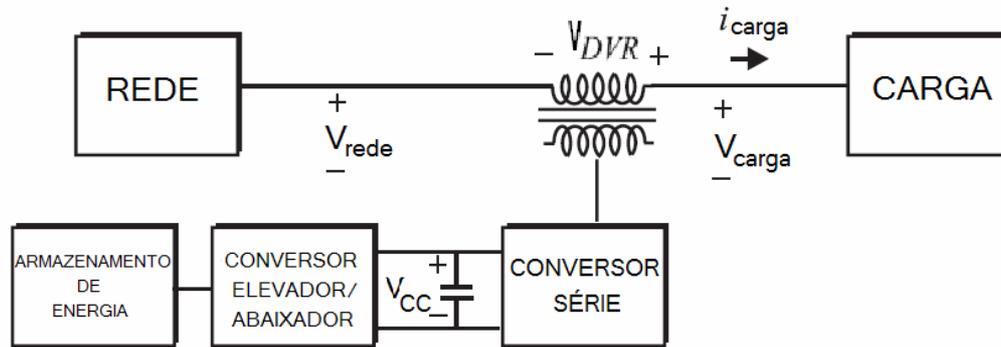


Figura 3.7: DVR com barramento CC com tensão constante

Um conversor elevador/abaixador faz a interface entre o armazenador de energia primário e o barramento CC e transfere a energia deste armazenador ao barramento CC com elevação da tensão, mantendo o barramento CC com tensão constante. Após o afundamento o armazenador primário é recarregado pelo conversor de interface (Viktorin; Driesen; Belmans, 2003).

Dispositivos diferentes podem ser utilizados no armazenador de energia primário além de capacitores, tais como super capacitores, baterias e meios eletromagnéticos baseados em super condutores.

3.5 Filtro LC e Transformador de Injeção

3.5.1 Considerações sobre Dimensionamento e Topologias

A função do filtro LC de saída é atenuar as harmônicas de alta frequência produzidas pelo chaveamento em PWM do inversor enquanto o objetivo do transformador de injeção é adequar a tensão do inversor à da rede e acoplar o restaurador ao sistema de potência, ao mesmo tempo em promove o isolamento elétrico.

Esses dois componentes são descritos simultaneamente devido à influência mútua de seus parâmetros.

O transformador série é um dos pontos críticos do projeto de um DVR devido ao grande número de parâmetros envolvidos no seu dimensionamento e por representar uma grande porção do custo final do equipamento.

Os principais parâmetros a se determinar para o transformador série são:

- Potência aparente;
- A tensão e corrente do lado da linha (primário);
- A relação de transformação e conseqüentemente a tensão e corrente no secundário;
- Impedância de curto-circuito;

Que dependem diretamente de:

- Potência da carga a ser protegida;
- Máxima tensão a ser injetada pelo transformador;
- Características dos eventos a serem compensados;
- Características do filtro;
- Parâmetros do inversor;
- Parâmetros do barramento CC;
- Estratégia de controle;

Para a determinação da tensão do enrolamento primário considera-se o afundamento monofásico máximo a ser compensado devido à energia finita disponível e também a estratégia de controle, pois se a tensão injetada estiver com avanço de fase em relação à tensão de *sag*, tem-se uma maior tensão injetada (Choi; Li; Vilathgamuwa, 2000b).

O filtro pode ser posicionado do lado do inversor ou do lado da linha. Com o filtro posicionado do lado do inversor (Figura 3.8), pode se desconsiderar a influência da passagem de harmônicas (de tensão geradas no inversor) pelo transformador de injeção.

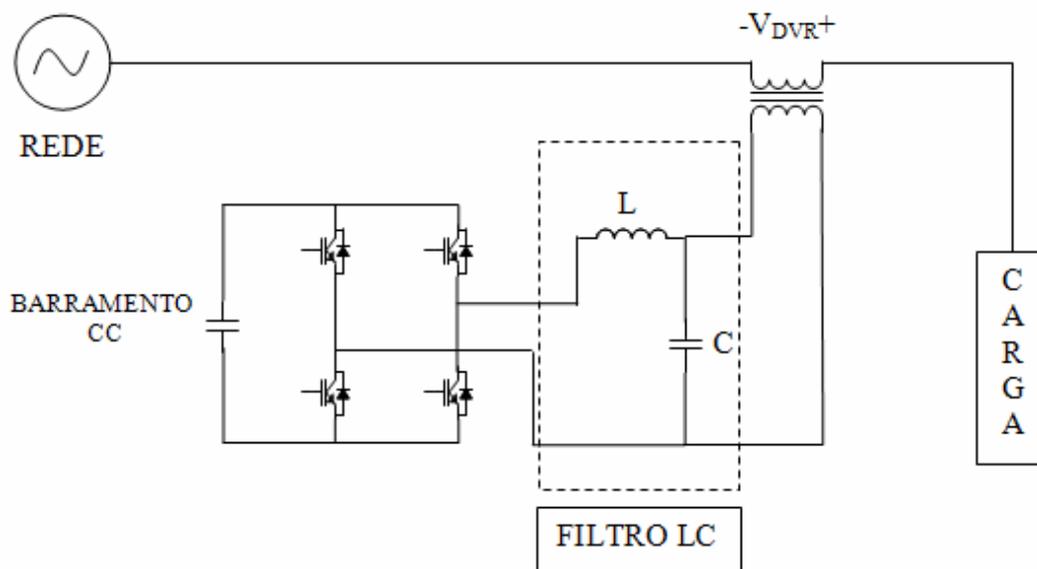


Figura 3.8: Filtro do lado do inversor

Com o filtro posicionado do lado da linha (Figura 3.9), a influência da passagem de harmônicas (de tensão geradas no inversor) pelo transformador de injeção deve ser levada em conta no seu dimensionamento. Detalhes sobre a comparação dos dois métodos podem ser obtidos em (Choi; Li; Vilathgamuwa, 2000b).

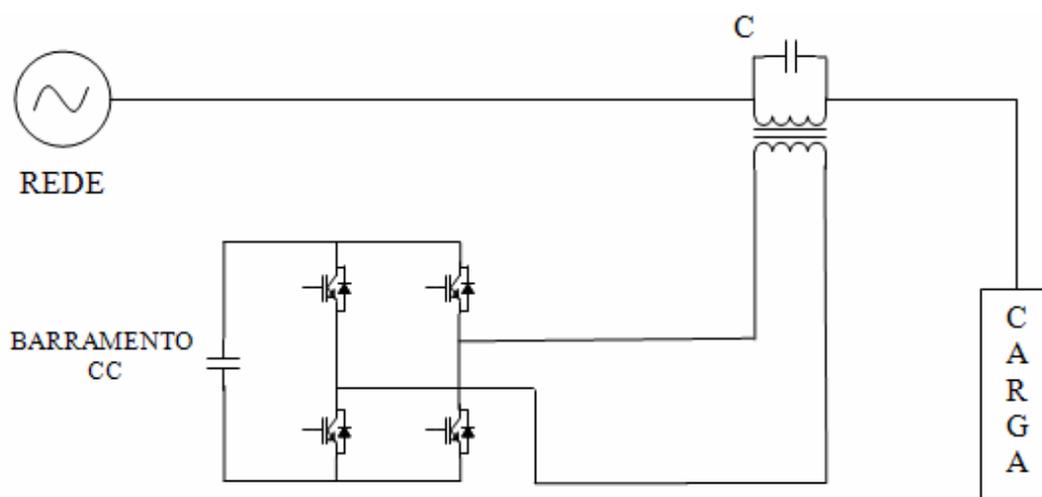


Figura 3.9: Filtro do lado da linha

A impedância de curto-circuito do transformador irá influenciar nas características de uma falta ocasionada por curto-circuito do lado da carga. A impedância também influenciará no dimensionamento do filtro e na queda de tensão no

transformador de injeção quando este estiver conectado à carga em condições normais da linha.

A relação de transformação do transformador de injeção depende da tensão do primário, do tipo de barramento CC e das características das chaves do inversor. Métodos para otimização dos custos de projeto do transformador de injeção são propostos em (Choi; Li; Vilathgamuwa, 2000b), (Komatsu et al., 2005) e (Ahn et al., 2004).

Para corrigir afundamentos de tensão o DVR pode ter que injetar tensões de seqüência positiva e negativa o que causaria fluxos desbalanceados em um transformador trifásico convencional. Para evitar esse problema é conveniente o uso de três transformadores monofásicos o que possibilita dividir o controle do fluxo magnético. A desvantagem desta solução é o custo aumentado em relação à solução do transformador trifásico.

Se o início do afundamento de tensão se dá com o seu valor instantâneo passando por zero, o fluxo magnético pode chegar ao dobro do máximo em condições normais (Figura 3.10). Um meio de se evitar a saturação seria o dimensionamento do transformador para o dobro do fluxo normal, o que pode levar à elevação do custo de construção do DVR e de seu tamanho.

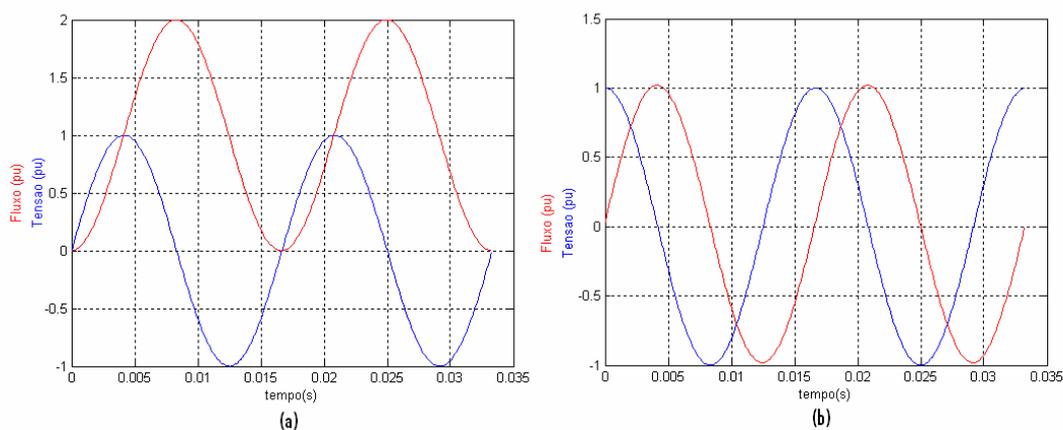


Figura 3.10: Campo magnético no núcleo de um transformador de injeção. Em (a), injeção com início na passagem por zero da tensão injetada. Em (b), injeção com início em um dos picos da tensão injetada.

Uma outra maneira de evitar a saturação seria através do controle da tensão injetada iniciando a correção do distúrbio somente a partir do pico de tensão em cada fase (o que pode ser prejudicial para cargas mais sensíveis) ou aplicando-se um fator de forma à tensão injetada (dentro de valores aceitáveis para a carga) de modo a limitar o fluxo magnético evitando-se assim a saturação e permitindo assim um superdimensionamento mais brando do transformador de injeção (Fitzer et al., 2002).

A saturação do transformador de injeção pode ser corrigida pelo controlador de tensão se um valor proporcional ao componente CC da corrente de magnetização for subtraída da referência da tensão injetada pelo DVR. A corrente de magnetização pode ser obtida através de sensor de efeito Hall no núcleo do transformador (encarecendo o equipamento) ou estimada através de medidas da corrente no primário e secundário do transformador. O aumento do entreferro do transformador para se elevar a corrente de magnetização pode facilitar sua medida.

3.5.2 DVR sem Transformador de Injeção

As duas principais funções do transformador de injeção são promover adequação entre a tensão gerada no inversor e a da rede e isolamento elétrico para evitar o curto-circuito entre as fases da rede durante a comutação entre as chaves do inversor. Conforme mencionado, este componente do DVR tem como desvantagens o seu volume e peso, custo e os inconvenientes derivados de fenômenos magnéticos como saturação. Com isso, é recomendada a avaliação da topologia sem o transformador de injeção que pode ser vantajosa em alguns casos, mas deve ser levado em conta que sua eliminação leva à perda de suas duas principais funções.

Segundo (Li; Choi; Vilathgamuwa, 2000) um modo de se prevenir o curto-circuito entre as fases da rede durante a comutação das chaves do inversor é utilizando-se barramentos CC separados para cada fase, o que causa a redução para um terço da capacidade de restauração de afundamentos monofásicos se for comparada à capacidade

de um DVR com a mesma energia armazenada em um barramento CC único. Esse problema pode ser contornado se o DVR tiver a capacidade, durante uma falta monofásica, de extrair uma energia adicional das fases não afetadas. Isso obviamente eleva a complexidade e custo da construção do restaurador.

Em um DVR convencional, a relação de transformação é escolhida de forma a possibilitar que o inversor compense o maior afundamento com nível mínimo de tensão do barramento CC. Normalmente o nível máximo do barramento CC será bem menor que a tensão em sistema de distribuição em média tensão, flexibilidade possibilitada pelo transformador de injeção e também uma imposição dos limites de tensão de operação das chaves do inversor (algumas unidades de kV). No caso de um DVR sem transformador de injeção, a máxima tensão de compensação está limitada ao valor máximo do barramento CC. Duas propostas para a elevação da máxima tensão injetável são conversores em cascata e chaves em cascata. Mais detalhes sobre a configuração sem transformador de injeção podem ser encontrados em (Li; Choi; Vilathgamuwa, 2000).

3.6 Dynamic Sag Corrector (DySC)

O DySC é uma topologia patenteada (Divan et al., 2000) de restaurador de tensão que comparada às demais apresenta desempenho semelhante e possui vantagens relativas ao seu tamanho e custo reduzidos devido à sua configuração otimizada.

O equipamento oferece proteção contra *Voltage Sags*, *Voltage Swells*, transitórios de tensão e interrupções no fornecimento de energia com durações de até 200ms.

O DySC é comercializado (*SoftSwitching Technologies* (<http://www.softswitch.com>, sítio visitado em 06/02/2006), por exemplo) em diversas configurações, atendendo desde pequenas cargas como unidades de CLP (controladores lógicos programáveis) a todo

um conjunto de máquinas sensíveis a problemas de qualidade energia de uma fábrica de grande porte.

O funcionamento do DySC (como exemplo, caso monofásico sem transformador de injeção) (Figura 3.11), como as demais topologias de DVR, realiza compensação série dos distúrbios de tensão através da injeção do sinal de compensação produzido por um inversor de potência ligado a um filtro passa baixa.

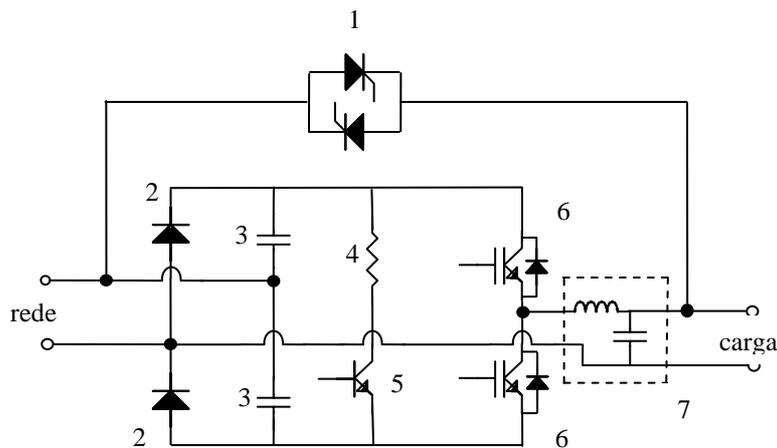


Figura 3.11: Diagrama monofásico do DySC

Os componentes indicados com números na figura 3.11 são:

1. Chave estática de *bypass*;
2. Diodos de recarga do banco de capacitores;
3. Bancos de capacitores;
4. Resistência de descarga para *swell*;
5. Chave eletrônica para descarga de *swell*;
6. IGBTs do inversor de potência;
7. Filtro LC de saída do inversor de potência;

Na figura 3.12 é apresentada a atuação do DySC, através do fluxo de corrente no circuito de potência, somando tensão à da rede (correção de *sag*) em vermelho e em verde o carregamento de um dos capacitores.

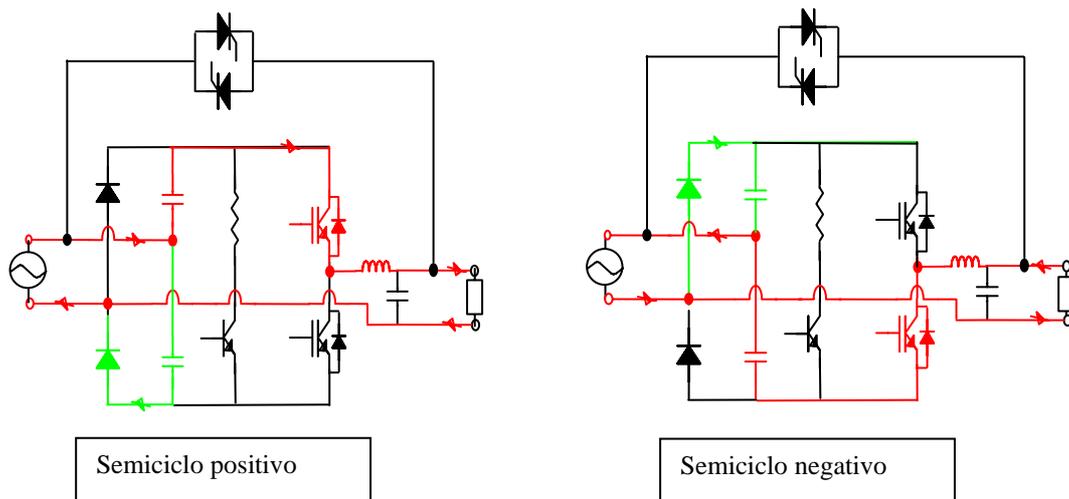


Figura 3.12: Injeção de tensão com mesmo sinal que a rede

Na figura 3.13 é apresentada a atuação do DySC subtraindo tensão da rede (correção de *swell*), em vermelho e em verde o carregamento de um dos capacitores.

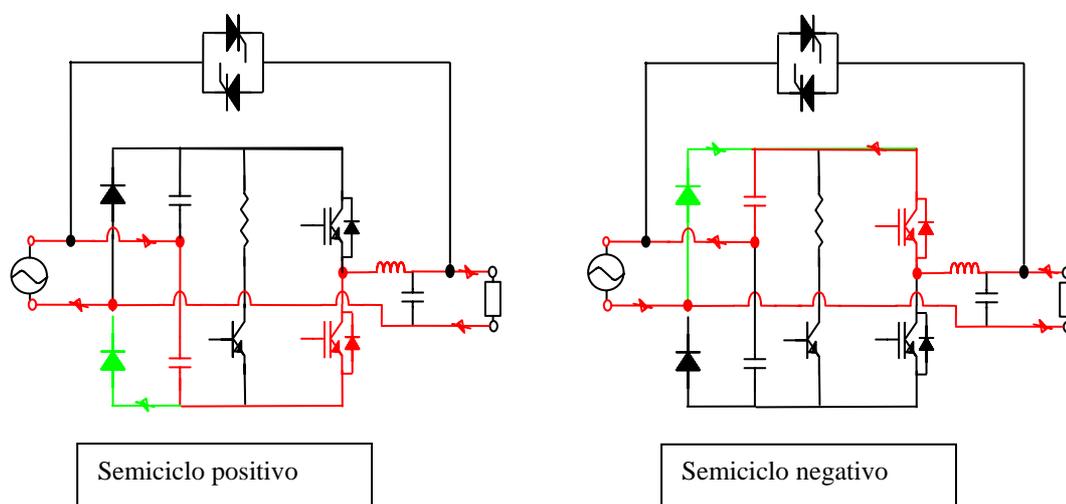


Figura 3.13: Injeção de tensão com sinal oposto da rede

4-PROTÓTIPO DO DVR

Neste capítulo é descrito o protótipo de DVR (Restaurador Dinâmico de Tensão) construído, a topologia adotada e detalhes do dimensionamento de seus componentes.

4.1 Especificação e Topologia

No intuito de se validar experimentalmente os critérios de projeto propostos, bem como as metodologias de controle adotadas, um protótipo de DVR foi construído. O protótipo de DVR (Figura 4.1) é especificado para operar com as seguintes condições:

- $S_{CARGA3\phi}$ - (máxima potência aparente trifásica da carga)=10kVA;
- $P_{CARGA3\phi}$ - (máxima potência ativa trifásica da carga)=10kW;
- V_{FN} - (tensão nominal fase-neutro de rede, valor eficaz)=127V;
- $V_{sag3\phi}$ - (mínima tensão da rede em pu durante *Voltage Sag* trifásico)=0,65pu;
- $V_{sag1\phi}$ - (mínima tensão da rede em pu durante *Voltage Sag* monofásico)=0,5pu;
- $V_{swell1\phi}$ - (máxima tensão da rede em pu durante *Voltage Swell* monofásico)=1,2pu;
- Δt - (máxima duração de *sag* e *swell*)=0,5s;

A Figura 4.2 apresenta um diagrama monofásico do DVR. Um inversor monofásico em ponte é conectado a um filtro LC e este a um transformador de injeção monofásico. Cada transformador de injeção, ligado em série entre a rede CA e a carga, é responsável pela injeção de tensão, tem potência nominal de $S_{trafo1\phi}=1,67kVA$. Desta forma, um arranjo trifásico é capaz de injetar seqüência zero. Convencionou-se, para os transformadores de injeção neste trabalho, a nomenclatura de primário para o lado da

rede CA e secundário para o lado do inversor. O primário tem tensão nominal eficaz $V_{trafo_prim} = 63,5V$ e o secundário (V_{trafo_sec}) tem *taps* de 120/160/200V. Detalhes construtivos da implementação encontram-se no Apêndice A.

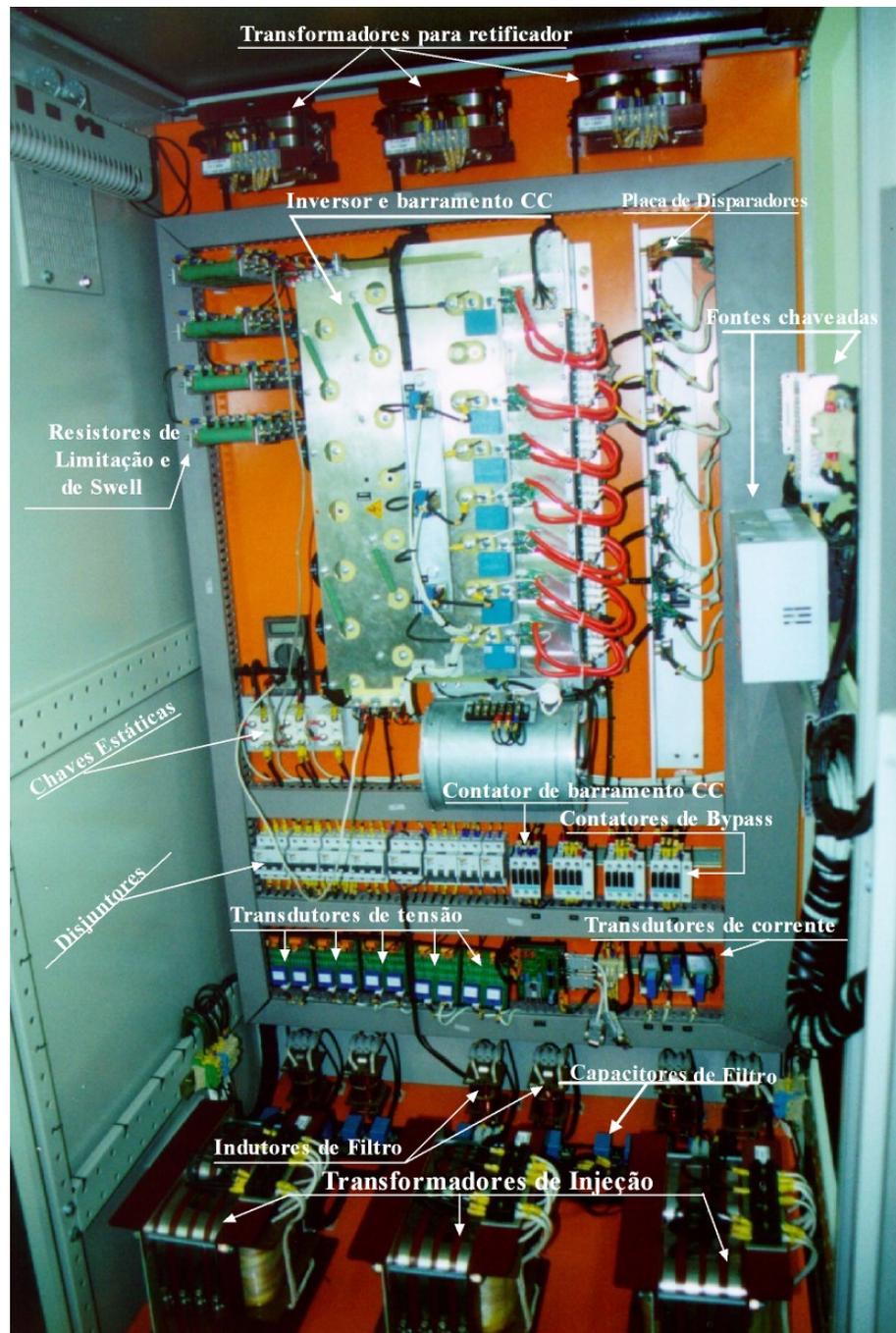


Figura 4.1: Protótipo de DVR construído - Interior

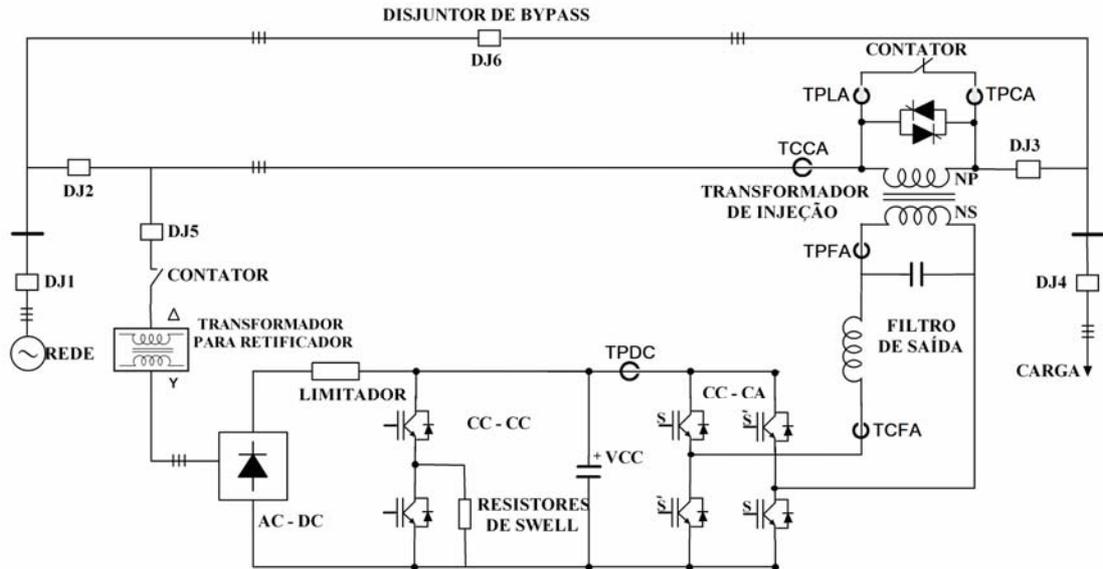


Figura 4.2 Diagrama unifilar do DVR (fase A)

A energia armazenada no barramento de corrente contínua (barramento CC) é extraída da rede CA onde o equipamento é instalado, através de um retificador trifásico não controlado conectado à linha por um transformador delta-estrela formado por uma associação de três transformadores monofásicos (Tabela 4.2). Resistores ($7 \times 1,5\Omega / 50W$) são instalados na saída do retificador trifásico não controlado para limitar a corrente de carga do banco. Isto evita sobrecorrente no carregamento inicial do banco de capacitores do barramento CC bem como um eventual colapso da rede CA durante um *Voltage Sag*, que poderia ser provocada pela corrente extra do carregamento do banco de capacitores.

Durante um *Voltage Swell*, resistores de descarga ($12 \times 4,7\Omega / 50W$) (resistores de *swell*) e um conversor CC/CC (um sétimo braço do próprio módulo onde se encontram os seis braços dos três inversores monofásicos) são acionados para limitar a sobretensão nos capacitores do barramento CC.

O DVR não deve interferir na coordenação de proteção da carga, e no caso de faltas como curto-circuito ocorrerem em cargas ligadas no mesmo ramal onde está ligado o DVR, este deve ser capaz de se isolar do circuito principal para evitar danos a seus componentes de eletrônica de potência e outros componentes sensíveis. Para esse fim, chaves estáticas e contadores normalmente fechados (NF) são colocados em

paralelo com os enrolamentos do lado primário (da linha) dos transformadores de injeção.

Os disjuntores utilizados no painel (Figura 4.2) estão descritos abaixo.

- DJ1, DJ2, DJ3 e DJ4: manobra;
- DJ6: bypass do DVR;
- DJ5: manobra e proteção para retificador;

Para monitoramento e controle são utilizados transdutores de efeito Hall de tensão e corrente (representados apenas os da fase A em Figura 4.2). São eles:

- Transdutores de tensão para a tensão de rede (TPLA, TPLB e TPLC);
- Transdutores de tensão para a tensão de carga (TPCA, TPCB e TPCC);
- Transdutores de tensão para a tensão de capacitor de filtro (TPFA, TPFB e TPFC);
- Transdutor de tensão para tensão do banco de capacitores (TPDC);
- Transdutores de corrente para a corrente de indutor de filtro (TCFA, TCFB e TCFC);
- Transdutores de corrente para a corrente de carga (TCCA, TCCB e TCCC);

4.2 Dimensionamento e Projeto do DVR

4.2.1 Circuito de Potência

Neste item são apresentados o dimensionamento e a metodologia de projeto dos principais componentes de potência do DVR. Na Tabela 4.1 tem-se as especificações dos componentes de potência do DVR.

Tabela 4.1: Especificação dos componentes de potência do DVR

TRANSFORMADOR DE INJEÇÃO				
<i>Potência monofásica (kVA)</i>	<i>Relação de Espiras Nominal* (N_s/N_p)</i>	<i>Tensão primária (V)</i>	<i>Indutância de Dispersão referida ao primário (mH)</i>	<i>Taps secundários</i>
3,33	2,5	63,5	0,1901	2, 2,5 e 3:1
INVERSOR				
<i>Corrente (A)</i>		<i>Tensão (V)</i>		<i>Potência Trifásica (kVA)</i>
11,64		350		8,642
CAPACITOR CC				
<i>Capacitância (mF)**</i>			<i>Tensão de pico (V_{CC})</i>	
56,4			350	
FILTRO DO INVERSOR				
<i>Capacitância (μF)</i>		<i>Indutância (mH)</i>		<i>Frequência de ressonância (kHz)</i>
6,417		3,947		1

* O tap secundário nominal é o de 158,75V.

** O banco de capacitores é formado por 12 capacitores de 4700 μ F.

Os cálculos a seguir consideram os dados do protótipo do DVR definidos no item 4.1:

Caso de *sag* monofásico (a tensão injetada por uma das fases do DVR deve ser $V_{DVRf} = 0,5 pu$):

A potência aparente do DVR para um afundamento monofásico é dada por:

$$S_{DVR1\phi} = V_{DVRf} \cdot I_L = \frac{0,5 \cdot V_L \cdot I_L}{\sqrt{3}} \quad (4.1)$$

Onde I_L e V_L são corrente e tensão (de linha) eficazes nominais na rede CA.

A potência aparente determina o dimensionamento do transformador e do filtro. Da equação anterior, a potência ativa do DVR é dada por:

$$P_{DVR1\phi} = V_{DVRf} \cdot I_L \cdot \cos \phi = \frac{0,5 \cdot V_L \cdot I_L \cdot \cos \phi}{\sqrt{3}} \quad (4.2)$$

Em relação à potência trifásica da carga :

$$\frac{S_{DVR1\phi}}{S_{CARGA3\phi}} = \frac{0,5 \cdot V_L / \sqrt{3} \cdot I_L}{\sqrt{3} \cdot V_L \cdot I_L} = \frac{1}{6} \quad (4.3)$$

Considerando a potência trifásica de carga igual 10kVA:

$$S_{DVR1\phi} = \frac{S_{CARGA3\phi}}{3} \cdot 0,5 = 1,667 kVA \quad (4.4)$$

Caso de *sag* trifásico (a tensão injetada pelas três fases do DVR deve ser $V_{DVRf} = 0,35 pu$):

$$S_{DVR1\phi} = 3 \cdot V_{DVRf} \cdot I_L = 3 \cdot \frac{0,35 \cdot V_L}{\sqrt{3}} \cdot I_L \quad (4.5)$$

$$S_{DVR1\phi} = 0,6062 \cdot V_L \cdot I_L$$

Em relação à potência trifásica da carga :

$$\frac{S_{DVR3\phi}}{S_{CARGA3\phi}} = \frac{0,35 \cdot \sqrt{3} \cdot V_L \cdot I_L}{\sqrt{3} \cdot V_L \cdot I_L} = 0,35 \quad (4.6)$$

Considerando a potência de 10kVA:

$$S_{DVR3\phi} = S_{CARGA3\phi} \cdot 0,35 = 3,5 kVA \quad (4.7)$$

4.2.1.1 Circuito de Carregamento do Barramento CC

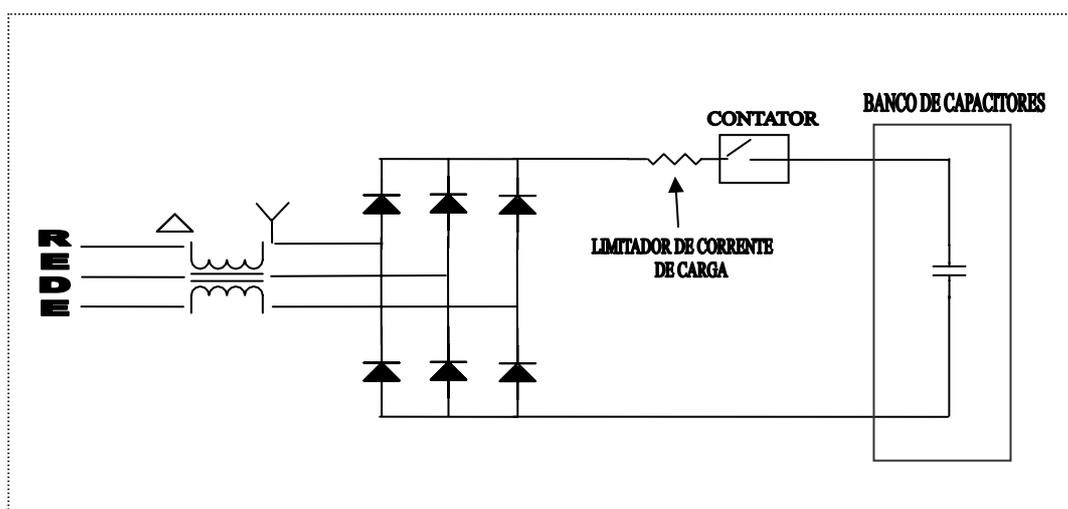


Figura 4.3: Circuito de carregamento do barramento CC

A ponte retificadora trifásica a diodos (no caso foi empregada uma ponte de diodos integrada em um único encapsulamento) é alimentada por um banco de transformadores monofásicos ligados em delta-estrela conectado à rede CA antes do DVR (item 3.4.2.1).

Os parâmetros do banco de transformadores do retificador do circuito de carregamento do barramento CC são (Tabela 4.2):

Tabela 4.2: Parâmetros do banco de transformadores do retificador do circuito de carregamento do barramento CC

<i>Potência trifásica</i> (kVA)	<i>Ligação trifásica</i>	<i>Tensão primária</i> (V)	<i>Taps secundários</i> (V)		
1,00	Delta – Estrela	220	143*	150	160

*tap nominal

Os resistores colocados na saída da ponte de diodos para limitar a corrente de carga dos capacitores determinam a potência do retificador e o tempo de carga do barramento CC.

Desprezando-se a ondulação de tensão do retificador, o circuito foi aproximado por um circuito RC alimentado por uma fonte de tensão contínua. Sendo V_p a tensão de pico na saída da ponte de diodos, a tensão V_{CC} nos capacitores é dada por:

$$V_{CC}(t) = V_p \cdot (1 - e^{-t/\tau}) \quad (4.8)$$

Arbitrando-se $\tau = 2s$, obtém-se o valor de R por:

$$R = \frac{\tau}{C_{CC}} = \frac{2}{56,44 \cdot 10^{-3}} = 35,43\Omega \quad (4.9)$$

O resultado de (4.9) foi arredondado para o valor comercial de $R = 39\Omega$.

Considerando para cálculo da potência dos resistores (P_R) e da ponte de diodos o tempo total de carga de aproximadamente $\Delta t_R = 3 \cdot \tau$ na equação 4.8, tem-se:

$$V_{CC} = V_p \cdot (1 - e^{-3}) = 0,95 \cdot V_p \quad (4.10)$$

Como este valor está muito próximo do valor de pico nominal da tensão do banco de capacitores, é possível admitir que toda a energia ε_R será dissipada nos resistores de limitação em Δt_R . Considerando I_p como corrente inicial durante o carregamento, tem-se:

$$i(0) = I_p = \frac{V_p}{R} = \frac{350}{39} = 8,97 A \quad (4.11)$$

$$\varepsilon_R = R \cdot \int_0^{3\tau} i^2(t) dt = I_p^2 \cdot R \cdot \int_0^{3\tau} e^{\frac{-2t}{RC}} dt = \frac{I_p^2 \cdot R^2 \cdot C}{2} = 3453,6 J \quad (4.12)$$

$$P_R = \frac{\varepsilon_R}{\Delta t_R} = 575,6 W \quad (4.13)$$

Os parâmetros usados para a escolha da ponte de diodos no catálogo do fabricante (Semikron) foram V_{CC} e $I^2 t$ para meia senóide:

$$I^2 t = \int_0^{\pi} i^2(t) * d(\omega t) = \frac{I_p^2 * \pi}{2} = 126,4 A^2 s \quad (4.14)$$

Foi utilizada a ponte Semikron SKD25/08 (tensão de pico reversa repetitiva de $V_{RRM} = 800V$ e $I^2 t = 500 A^2 s$ para $T_j = 150^\circ C$), já que cada diodo deverá suportar os 350V do barramento CC.

4.2.1.2 Barramento CC, Transformador Série e Inversor

4.2.1.2.1 Banco de capacitores

Sendo:

- $\alpha_{1\phi}$ e $\alpha_{3\phi}$ os máximos afundamentos monofásico e trifásico respectivamente:

$$(\alpha = 1 - (V_{sag} / V_{FN})) \quad (4.15)$$

- $V_{capmáx}$ e $V_{capmín}$ máxima e mínima tensões possíveis no barramento CC;
- E a relação entre tensão mínima e máxima no banco de capacitores do barramento CC é dada por:

$$\gamma = \frac{V_{capmín}}{V_{capmáx}}, \quad 0 \leq \gamma \leq 1 \quad (4.16)$$

A energia disponível no banco de capacitores é dada por:

$$\mathcal{E} = \frac{1}{2} \cdot C_{CC} (V_{capmáx}^2 - V_{capmín}^2) \quad (4.17)$$

$$\mathcal{E} = \frac{1}{2} \cdot C_{CC} \cdot V_{capmáx}^2 (1 - \gamma^2) \quad (4.18)$$

A potência ativa do DVR é utilizada no dimensionamento do banco de capacitores do barramento CC (C_{CC}). Como o maior valor de potência a ser injetado pelo DVR ocorre para o caso trifásico, tem-se:

$$\mathcal{E} = P_{CARGA3\phi} \cdot \alpha_{3\phi} \cdot \Delta t \quad (4.19)$$

De (4.18), tem-se:

$$C_{CC} = \frac{2 \cdot P_{CARGA3\phi} \cdot \alpha_{3\phi} \cdot \Delta t}{V_{cap\acute{m}ax}^2 (1 - \gamma^2)} \quad (4.20)$$

Dados $P_{CARGA3\phi} = 10kW$ (pior caso, considerando-se fator de potência na carga como unitário), $V_{cap\acute{m}ax} = 350V$ os valores de capacitância em função da variação de γ simulados são apresentados no gráfico (Figura 4.4).

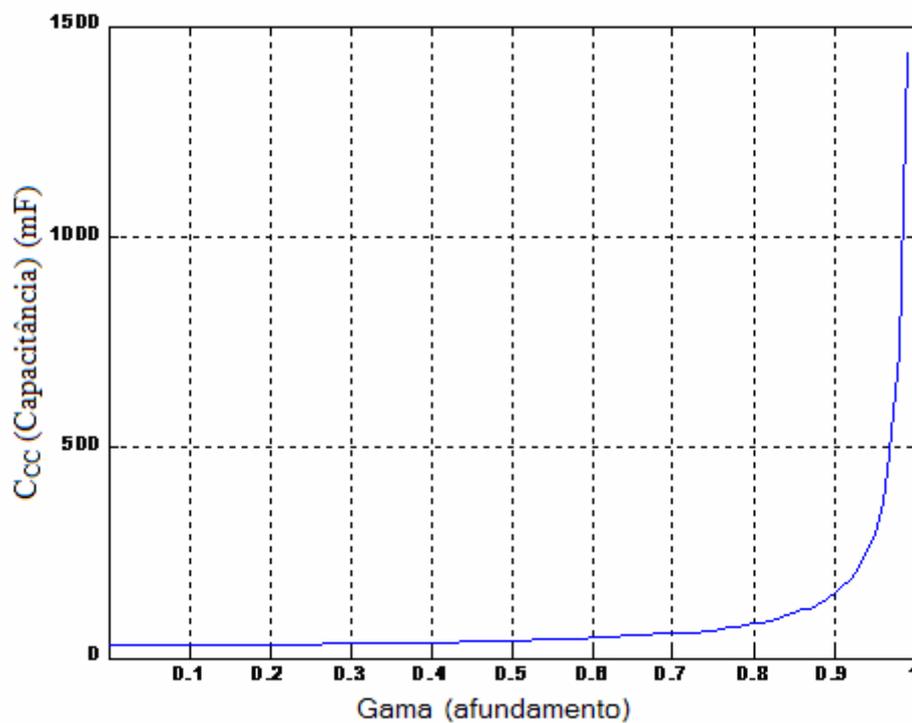


Figura 4.4: Variação da capacitância em função do afundamento de tensão (γ) admissível no barramento CC, considerando-se $P_{CARGA3\phi} = 10kW$ e $V_{cap\acute{m}ax} = 350V$

O valor do afundamento de tensão γ , necessário para calcular de C_{CC} é discutido no item 4.2.1.2.2.

4.2.1.2.2 Transformador e Inversor

O maior fornecimento de potência ativa ocorre quando o fator de potência da carga é unitário, implicando em $P_{DVR3\phi} = S_{DVR3\phi}$. A maior potência ativa injetada pelo DVR ocorre para o caso trifásico, no qual $S_{DVR3\phi} = 0,35 \cdot S_{CARGA3\phi}$. Ou seja, $P_{DVR3\phi} = 0,35 \cdot P_{CARGA3\phi}$. Será assumido para efeito de cálculo que a tensão injetada pelo DVR está em fase com a tensão da rede.

Para o inversor, considera-se que:

$$\begin{aligned} V_{Lmáx} &= k_L pu \\ I_{Cmáx} &= k_C pu \end{aligned} \quad (4.21)$$

onde as constantes k_L e k_C representam a queda de tensão no indutor e a corrente no capacitor, respectivamente, em pu. Estas constantes são dadas na base de corrente e tensão nominais do inversor (vide Tabela 4.1). Utilizando valores de pico para a tensão do capacitor e admitindo (4.21):

$$V_{DVR_pri\ max} = \frac{N_P}{N_S} \cdot V_{DVR_sec\ max} \quad (4.22)$$

$$V_{DVR_sec\ max} = \frac{1}{(1 + k_L)} \cdot V_{INV} \quad (4.23)$$

$$V_{DVR_sec\ max} \cong \frac{1}{(1 + k_L)} \cdot V_{cap\ max} \quad (4.24)$$

Assim,

$$\frac{N_S}{N_P} \cong \frac{V_{cap\ mín}}{(1 + k_L) \cdot V_{DVR_pri\ max}} \quad (4.25)$$

$$i_{\text{sec}} = I_L \cdot \frac{N_P}{N_S} \quad (4.26)$$

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{(1+k_L) \cdot V_{DVR_pri \max}}{V_{\text{capmín}}} = \frac{(1+k_L) \cdot \frac{V_L}{\sqrt{3}} \cdot \alpha_{1\phi} \cdot \sqrt{2}}{V_{\text{capmín}}} \quad (4.27)$$

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{0,8165 \cdot V_L \cdot \alpha_{1\phi} \cdot (1+k_L)}{V_{\text{capmín}}} \quad (4.28)$$

onde $\alpha_{1\phi}$ é o afundamento de tensão em pu para o caso monofásico.

$$I_{INV} = (1+k_C) \cdot i_{\text{sec}} \quad (4.29)$$

Substituindo (4.26) e (4.28) em (4.29):

$$I_{INV} = \frac{0,8165 \cdot (1+k_C) \cdot (1+k_L) \cdot V_L \cdot I_L \cdot \alpha_{1\phi}}{V_{\text{capmín}}} \quad (4.30)$$

A potência aparente do inversor é dada por:

$$S_{INV3\phi} = 3 \cdot V_F \cdot I_{INV} \Rightarrow$$

$$I_{INV} = 3 \cdot \frac{V_{\text{capmáx}}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{0,8165 \cdot (1+k_C) \cdot (1+k_L) \cdot V_L \cdot I_L \cdot \alpha_{1\phi}}{V_{\text{capmín}}} \quad (4.31)$$

$$S_{INV3\phi} = \sqrt{3} \cdot V_L \cdot I_L \cdot \frac{V_{\text{capmáx}} (1+k_C) \cdot (1+k_L) \cdot \alpha_{1\phi}}{V_{\text{capmín}}} \quad (4.32)$$

$$S_{INV3\phi} = \frac{S_{\text{carga}} \cdot \alpha_{1\phi} \cdot (1+k_C) \cdot (1+k_L)}{\gamma}, \quad (4.33)$$

Para $k_C = k_L = 0,1 pu$, são calculados os seguintes parâmetros de acordo com as equações anteriormente desenvolvidas:

- Relação de espiras e potência do transformador série;
- Corrente e potência aparente trifásica do inversor.

Para a potência trifásica nominal, tem-se:

$$I_L = \frac{S_{DVR3\phi}}{\sqrt{3} \cdot V_L} = \frac{10kVA}{\sqrt{3} \cdot 220V} \quad (4.34)$$

$$I_L = 26,243A$$

Aplicando-se as equações (4.33) e (4.20), são simulados casos entre $\gamma = 0,5$ e $\gamma = 0,95$. Os resultados estão dispostos em (Figura 4.5), onde então destacados em verde os valores nominais escolhidos para o protótipo.

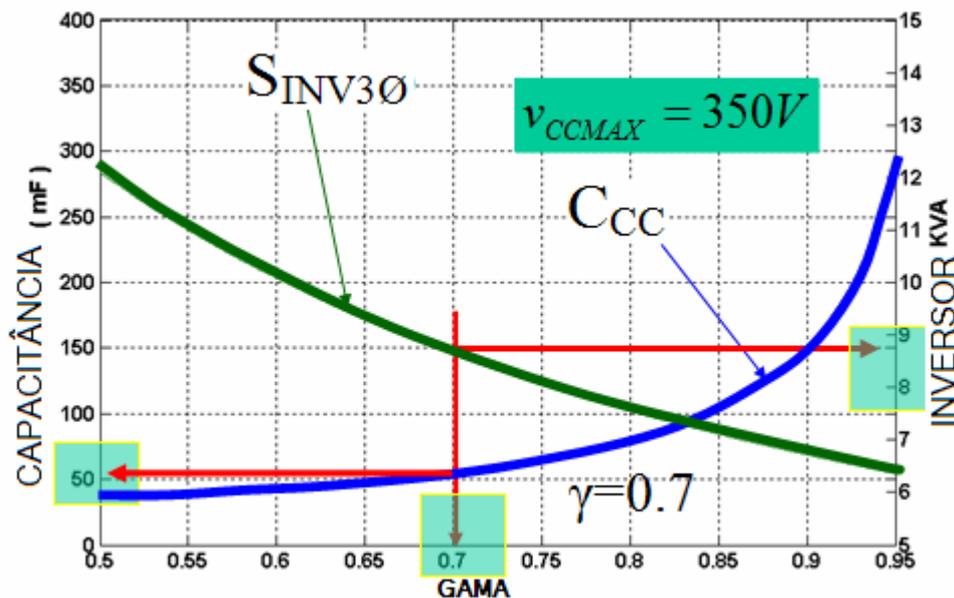


Figura 4.5: Potência do inversor ($S_{INV3\phi}$) e valor do banco de capacitores do barramento CC (C_{CC}) em função do afundamento de tensão (γ)

A análise do gráfico da figura 4.5 mostra que:

- Ao diminuir a tensão mínima do capacitor, para a mesma energia, o valor da capacitância diminui.
- A potência do inversor aumenta com a diminuição de γ .

Baseado nos dados anteriores e neste comportamento descrito pela figura 4.5, é selecionado um afundamento nominal de tensão do barramento CC de $\gamma = 0,7$, pois esta pode ser considerada a melhor relação entre potência dos inversores disponíveis¹ e que levou a um valor aceitável de capacitância para o barramento CC. A partir deste valor, o dimensionamento do filtro de saída do inversor pode ser feito conforme item 4.2.1.3.

A potência do transformador série monofásico é dada para a condição na qual o afundamento de tensão é igual a 0.5 pu:

$$\begin{aligned} V_{DVR_pri} &= 127 \cdot 0,5 = 63,5V = V_{trafo_prim} \\ I_L &= 26,243A \end{aligned} \quad (4.35)$$

$$S_{trafo1\phi} = 1,667kVA$$

Como deve-se garantir que o transformador não sature para esta condição, a tensão nominal do transformador é multiplicada por dois, pois com isso o fluxo máximo no transformador dobra e o DVR pode ser inserido inclusive no cruzamento por zero da tensão CA de fase (Fitzer et al., 2002). Assim, a potência de cada transformador é igual a:

$$S_{trafo1\phi} = 10/3kVA = 3,333kVA \quad (4.36)$$

O transformador é construído com *taps* para flexibilizar a relação de espiras e potências do transformador e inversor. São considerados para o projeto *taps* para as relações de espiras 2:1, 2,5:1 e 3:1.

¹ Devido a considerações de fornecimento (prazos e outros fatores), os inversores adotados no protótipo foram fornecidos pela Semikron e o leque de opções foi limitado, inclusive nas potências disponíveis.

O inversor adquirido para o protótipo de 5kVA é composto pelas chaves SEMIKRON SKM 50 GB 123 D (corrente eficaz máxima de 50A, tensão eficaz máxima de 1200V), para a máxima potência de 60kVA, conforme especificado pelo fabricante.

Os dados nominais dos transformadores de injeção são fornecidos na (Tabela 4.3):

Tabela 4.3: Dados nominais dos transformadores de injeção.

<i>Potência monofásica</i> (kVA)	<i>Relação de Espiras</i> (N_s/N_p)	<i>Tensão primária</i> (V)	<i>Relações de transformação</i>
3,33	2,48	63,5	2:1, 2,5:1 e 3:1

4.2.1.3 Filtro de Saída do Inversor

Conforme especificado anteriormente, o máximo valor de afundamento de tensão monofásico é igual a 0,5 pu. Portanto, a tensão eficaz máxima a ser injetada pelo DVR corresponde a:

$$V_{DVR_pri} = 127 \cdot 0,5 = 63,5V \quad (4.37)$$

Utilizando a relação de espiras calculada no item anterior para $\gamma = 0,7$, têm-se as tensões eficazes:

$$V_{DVR_sec} = V_{DVR_sec} \cdot \frac{N_s}{N_s} = 63,5 \cdot 2,48 \quad (4.38)$$

$$V_{DVR_sec} = 157,48V$$

A tensão de saída do inversor é igual a $V_{INV} = 1,1 \cdot V_{DVR_sec} = 173,23V$. Deste modo, a impedância de base do inversor é igual:

$$Z_{BINV} = \frac{V_{INV}}{I_{INV}} = \frac{173,23}{11,64} = 14,88\Omega \quad (4.39)$$

Admitindo-se a queda de tensão de 10% no indutor e corrente drenada pelo capacitor igual a 10% do valor de base, as reatâncias indutiva e capacitiva são iguais a :

$$X_L = 0,1 \cdot Z_{BINV} = 1,488\Omega$$

$$X_C = 10 \cdot Z_{BINV} = 148,8\Omega \quad (4.40)$$

Assim, para $f = 60Hz$, $L = 3,947mH$ e $C = 17,826\mu F$.

A frequência de ressonância do filtro é dada por:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L \cdot C} \quad (4.41)$$

O projeto do filtro é feito fixando o valor da indutância em $L = 3,947mH$ e admitindo-se a frequência de ressonância do filtro igual a 1kHz. Deste modo, obtém-se da expressão anterior:

$$C = \frac{1}{L \cdot \omega_0^2} = 6,417\mu F \quad (4.42)$$

Note-se que com este último valor de capacitor de filtro respeita-se o critério de corrente drenada pelo capacitor menor que 10%.

5-CONTROLE

Este capítulo apresenta os algoritmos de Phase-Locked-Loop (PLL), geração de referência de tensão, e controle de tensão do DVR. É apresentada uma estratégia de PLL baseada em detecção de cruzamentos por zero do sinal medido da rede e comparada a outra baseada em extração de seqüência positiva. O controle da tensão de saída do DVR é realizado pelo cascadeamento de duas malhas de controle (uma de tensão e outra de corrente) e são apresentadas duas opções para o controle de tensão do DVR.

O sistema de controle do DVR é composto pelos blocos de PLL (*phase locked loop*), Geração de Referência e Controle de Tensão, conforme (Figura 5.1). O PLL garante o sincronismo da tensão injetada com a tensão da rede. O bloco de geração de referência tem por objetivo fornecer ao controlador de tensão a referência de tensão a ser injetada pelo DVR. O controlador de tensão tem a função de reproduzir na saída do filtro do inversor a tensão de referência, garantindo a injeção correta da tensão de compensação com o menor tempo de resposta possível.

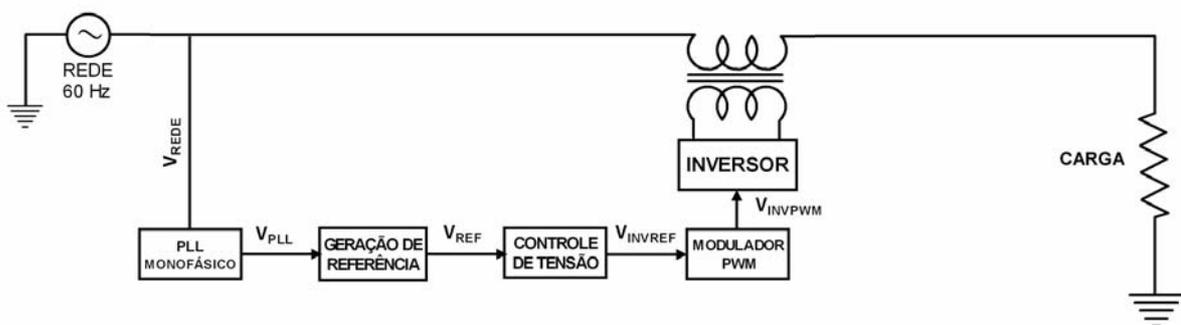


Figura 5.1: Diagrama de blocos simplificado do sistema de controle

5.1 Phase Locked Loop (PLL)

A função do PLL é gerar um sinal de sincronismo fornecendo informações de fase e frequência da rede para os algoritmos de controle da tensão injetada pelo DVR.

O PLL implementado (PLL monofásico) é baseado na detecção de cruzamento por zero da tensão de uma das fases da rede usada como referência para as demais (neste trabalho foi usada a fase A).

O algoritmo implementado em um Processador Digital de Sinais (DSP) tem como entrada a tensão da rede amostrada $v_{REDE}(k)$ com período de amostragem representado por $T_A(k)$. A saída é um novo valor de $T_A(k')$, atualizado a cada detecção de passagem por zero de v_{REDE} e o valor de um ponteiro, atualizado a cada amostragem, que endereça os valores $v_{PLL}(n_k)$ de uma tabela contida na memória interna do DSP onde se encontra discretizado, em n posições de memória, um ciclo de senoide com amplitude considerada, para o sistema de controle deste trabalho, como sendo de 1pu para tensão de rede.

O valor do ponteiro varia de 1 até n , e é incrementado de uma unidade a cada amostragem realizada pelo DSP. Quando o valor do ponteiro atingir n , na amostragem seguinte ele voltará ao valor 1. Ao variar a frequência de amostragem no sistema, varia-se a velocidade com que a tabela é lida e com isso a frequência da senoide resultante desta leitura.

O algoritmo (Junqueira; Komatsu; Matakas, 2002) é implementado em um modelo de tempo discreto e consiste em fazer com que, variando-se o período de

amostragem $T_A(k)$, o momento em que for detectada a próxima passagem por zero da tensão da rede coincida com o valor do ponteiro $n'(k) = n$ (Figura 5.2).

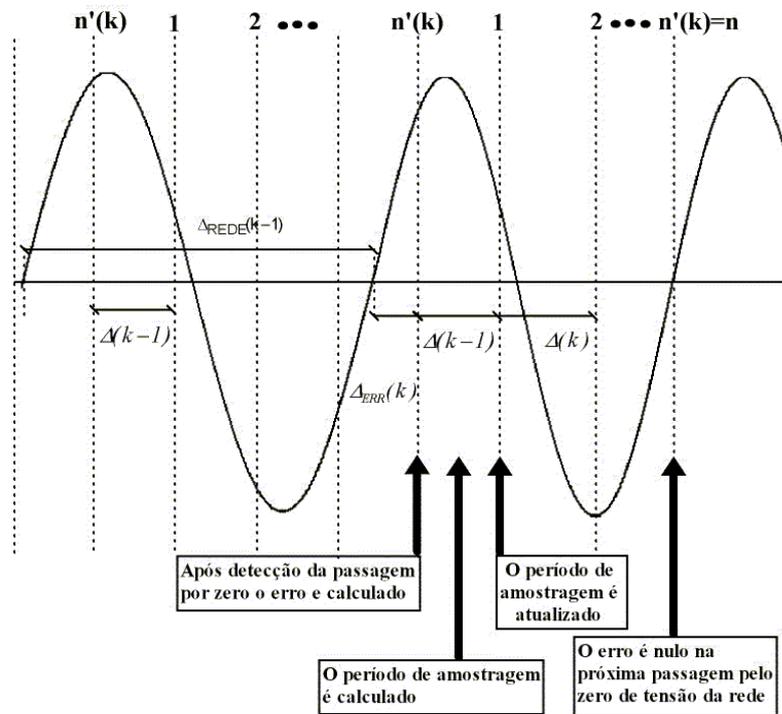


Figura 5.2 - Descrição gráfica do PLL

Na primeira vez que o algoritmo é executado, ele detecta o primeiro cruzamento por zero da tensão de rede e calcula o ângulo de fase. Da segunda detecção em diante, toda vez que uma nova passagem por zero for detectada, um novo cálculo do período de amostragem $T_A(k)$ é feito, levando em conta o período anterior da tensão da rede $v_{REDE}(k-1)$, o último número acumulado de amostras $n'(k-1)$, o tamanho da tabela n e o erro de cruzamento de zero $T_{err}(k)$, conforme (5.1):

$$T_A(k) = \frac{v_{REDE}(k-1) - T_{err}(k) - T_A(k-1)}{2n - n'(k-1) - 1} \quad (5.1)$$

Deve-se notar que o cálculo de cruzamento por zero é baseado em uma interpolação linear, já que o sinal senoidal é aproximadamente linear na região próxima ao cruzamento por zero.

O algoritmo de PLL é aplicado apenas para uma fase (fase de referência, neste caso, a fase A). O sincronismo para as fases B e C é obtido defasando-se de -120° e 120° , respectivamente, o ponteiro referente à fase A, de modo a gerar um conjunto de seqüência positiva.

Para o DVR, o PLL efetua o sincronismo da tensão injetada com a tensão da rede ao fornecer o novo período de amostragem. No processador digital de sinais, o chaveamento é sincronizado com a amostragem por meio de um sinal interno de sincronismo do modulador PWM.

Este algoritmo apresenta como desvantagens o fato de não necessariamente seguir a seqüência positiva da freqüência fundamental da rede, já que a passagem por zero pode ser afetada por harmônicas presentes no sistema de potência ou por múltiplas passagens por zero comumente provocadas, por exemplo, por retificadores controlados. Além disso, como um número fixo de amostras por ciclo de rede é adotado, para que o sincronismo seja atingido, a freqüência de amostragem do sistema deve ser variada.

A variação da freqüência de amostragem eleva o tempo de execução dos cálculos computacionais devido às variações nos parâmetros das malhas de controle que devem ser recalculados sempre que T_A variar e é especialmente crítico por implicar na necessidade de se incluir operações de divisão no código do DSP, procedimento que demanda um mínimo de 14 ciclos de *clock* para sua execução¹, o que é muito se comparado com um dois ciclos necessários para realizar uma soma ou multiplicação.

Como em sistemas de potência a variação de freqüência geralmente é pequena, o período de amostragem pode ser considerado praticamente constante. Adotando-se essa simplificação, deixa de ser necessário recalculer os parâmetros das malhas de controle dependentes de T_A sempre que esse for alterado. A facilidade de implementação deste algoritmo também é uma vantagem.

Uma alternativa mais sofisticada, se comparada à implementada, é um detector de fase baseado no produto escalar dos sinais amostrados da rede e dos sinais de

¹ Valores típicos para o DSP adotado, ADSP21992 da Analog Devices, mas que são semelhantes em outras famílias e outros fabricantes de DSPs de ponto fixo.

sincronismo e uma posterior filtragem desse resultado que obtenha a seqüência positiva da tensão da rede (Figura 5.3). Se os sinais estiverem sincronizados com defasagem de 90 graus, a componente contínua desse produto terá valor nulo. Caso eles estejam em alguma outra situação, um controlador PI faz o ajuste na freqüência do PLL para corrigir fase e freqüência. A partir desse sinal defasado é gerado um sinal em fase com a componente fundamental de seqüência positiva da rede.

Neste algoritmo, tem-se a opção de substituir a variação de T_A pela variação do passo de integração do ponteiro da tabela de seno. Como desvantagem tem-se uma tabela com um número muito maior de pontos para evitar que a cada amostragem tenha que ser executada uma rotina de cálculo de seno que tomaria um tempo de execução similar ao de uma rotina de interpolação eficiente entre pontos da tabela, já que a interpolação linear, nesse caso, apesar de ser mais rápida, teria precisão insuficiente.

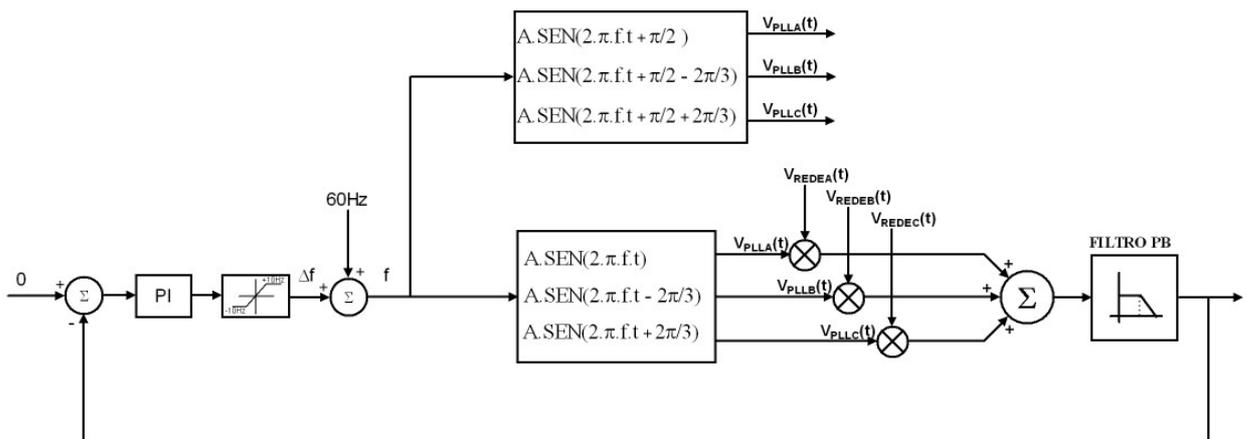


Figura 5.3: PLL baseado na seqüência positiva

Este método apresenta a vantagem de obter um conjunto trifásico de referências em fase com a componente fundamental da seqüência positiva da rede. Além disso, é possível desenvolver um PLL com saída não mais dependente da variação da freqüência de amostragem como no caso anterior, embora com maior tempo de processamento. Este algoritmo será implementado em trabalhos futuros de aperfeiçoamento do protótipo de DVR.

5.2 Geração de Referência de Tensão

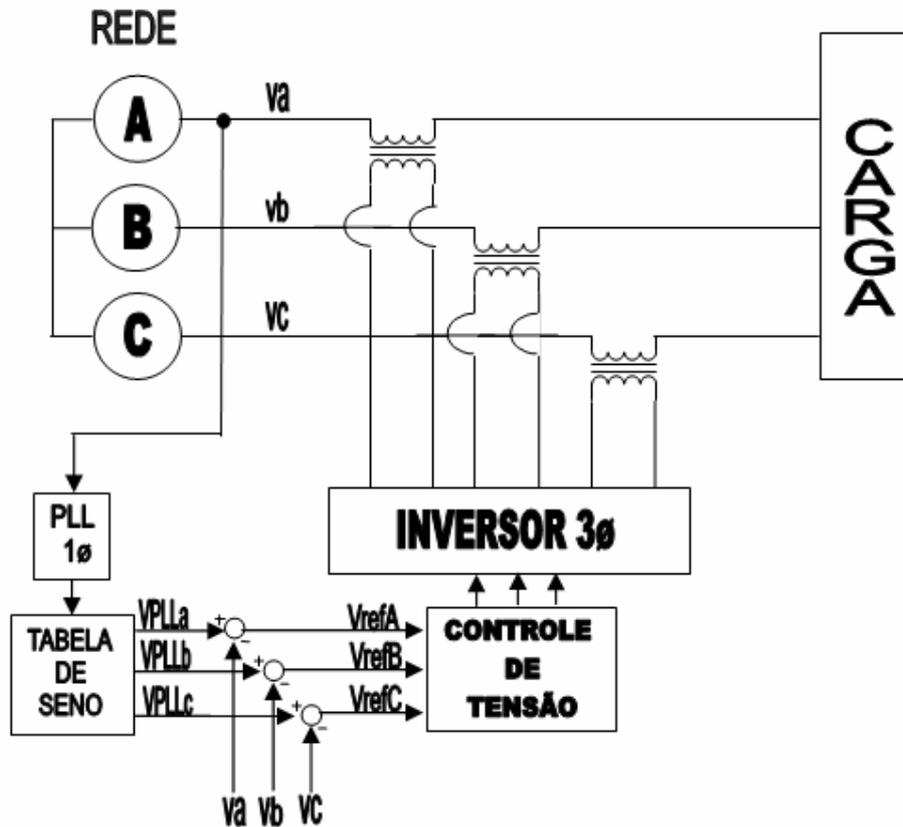


Figura 5.4: Geração de Referência de Tensão

Como $v_{PLLa}(n_k)$, $v_{PLLb}(n_k)$ e $v_{PLLc}(n_k)$ são resultado da leitura dos valores de uma tabela de senos com amplitude de 1pu para tensão nominal da rede, espera-se que da atuação do DVR resulte em a carga receber esta tensão.

A referência para o controle da tensão injetada pelo DVR é resultado da diferença da tensão senoidal de 1pu esperada pela carga e a tensão da rede (5.2).

$$v_{refA,B,C}(k) = v_{PLLA,B,C}(k) - v_{REDEA,B,C}(k) \quad (5.2)$$

Tendo $v_{refA,B,C}(k)$ como referência de tensão a ser injetada e supondo que o sistema de controle seja capaz de reproduzir esse sinal, pode-se considerar o DVR capaz

não só de corrigir *voltage sags e voltage swells*, mas também qualquer deformação presente na rede como harmônicas ou desequilíbrios de tensão dentro dos limites impostos pela energia armazenada, tensão no banco de capacitores, frequência de corte do filtro de saída do inversor e capacidade dos componentes de eletrônica de potência.

As desvantagens desse sistema de geração de referência estão em ser dependente de um PLL que não está necessariamente sincronizado com a seqüência positiva da rede e também por possuir amplitude fixa que não acompanha as variações normais na amplitude da tensão da rede durante o dia, o que, em alguns períodos como quando a rede está com tensão ligeiramente inferior à da referência, leva o DVR a injetar tensão e retirar energia armazenada no banco de capacitores continuamente, mesmo sem a presença de *Voltage Sag*.

5.3 Controle de Tensão

O objetivo do bloco Controle de Tensão é rastrear corretamente a tensão de referência fornecida pelo bloco Geração de Referência $v_{refA,B,C}(k)$. O projeto do controlador deve considerar obrigatoriamente a modelagem da planta e posterior discretização da mesma, conforme o item seguinte.

5.3.1 Modelagem da Planta

A Figura 5.5 mostra o sistema de controle (por fase) com planta e controlador de tensão. A planta é basicamente composta por um inversor em ponte H completa chaveado por Modulação em Largura de Pulso (PWM) e um filtro passa-baixas de

segunda ordem (filtro LC). À saída do filtro LC conecta-se a carga do dispositivo, refletida para o lado secundário do transformador de injeção (lado do inversor). Sensores medem a tensão do barramento CC $V_{CC}(t)$, corrente de indutor de filtro $i_L(t)$, tensão de capacitor de filtro $v_{cap}(t)$ e corrente de carga $i_{carga}(t)$.

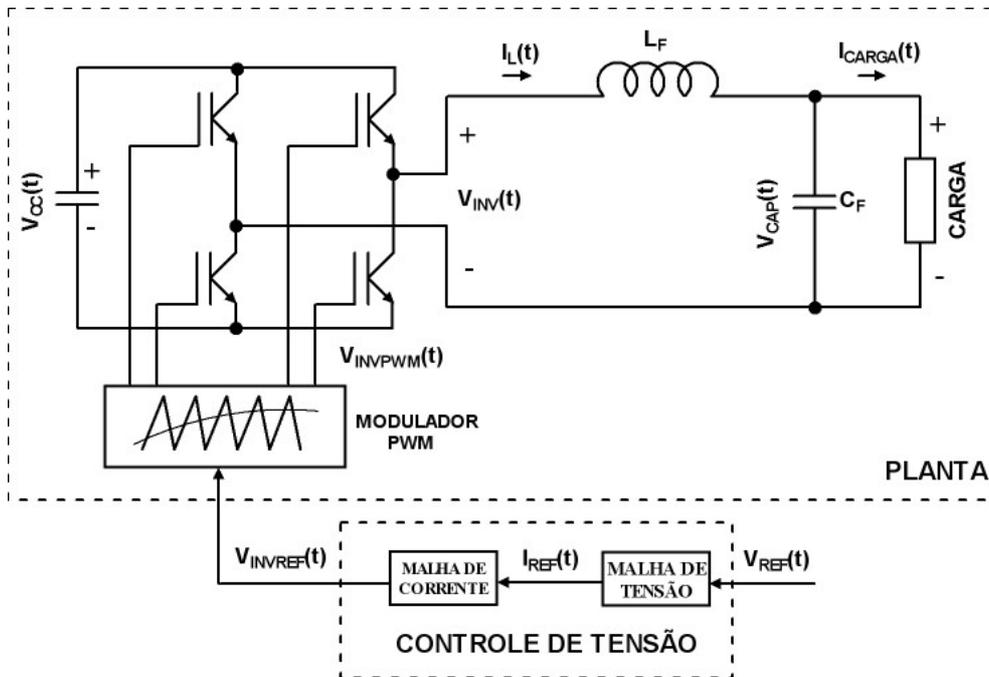


Figura 5.5: Modelagem da planta – Domínio contínuo

As equações que representam a planta no domínio contínuo são:

$$v_{inv}(t) = v_{cap}(t) + L_F \frac{d}{dt} i_L(t) \quad (5.3)$$

$$i_L(t) = C_F \frac{d}{dt} v_{cap}(t) + i_{carga}(t) \quad (5.4)$$

A planta é modelada por variáveis de estado, considerando como estados do sistema a tensão no capacitor $v_{cap}(t)$ e a corrente no indutor $i_L(t)$ (5.9), a tensão de referência $v_{ref}(t)$ como entrada da planta (5.5a), a corrente de carga $i_{carga}(t)$ como perturbação do sistema (5.5a) e a tensão do capacitor como variável de saída $y(t)$, (5.5b):

$$\frac{d}{dt}x(t) = A \cdot x(t) + B_1 \cdot v_{ref}(t) + B_2 \cdot i_{carga}(t) \quad (5.5a)$$

$$y(t) = D \cdot x(t) \quad (5.5b)$$

onde:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1/C_F \\ -1/L_F & 0 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1/C_F \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.7a)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L_F \end{bmatrix} \quad (5.7b)$$

$$D = [1 \quad 0] \quad (5.8)$$

$$x(t) = \begin{bmatrix} v_{cap}(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

As seguintes considerações são feitas na obtenção do modelo discreto da planta (Mattavelli; Buso, 2001):

- As variáveis tensão do inversor e corrente de carga são constantes entre dois períodos de amostragem, isto é, utiliza-se um amostrador de ordem zero;
- Considerando o modelo médio da Figura 5.6, o inversor é representado por uma fonte de tensão controlada pela tensão de referência do PWM e um limitador, representando a limitação física de tensão do barramento CC;
- A frequência de amostragem é muito maior que a frequência de ressonância do filtro LC de saída;

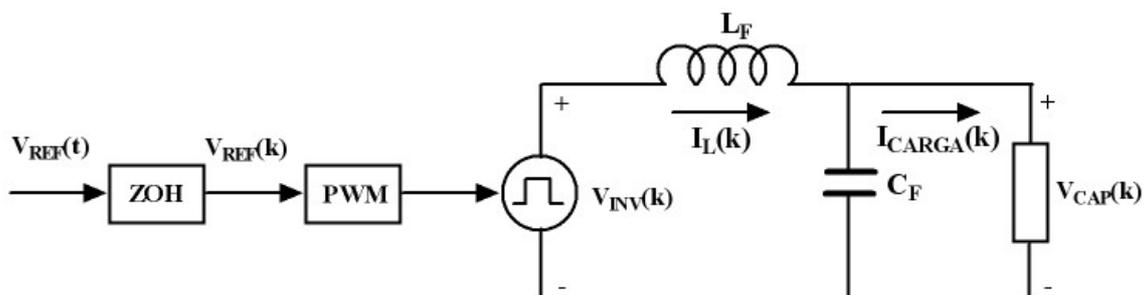


Figura 5.6: Modelo médio da planta

Assim, o modelo discreto da planta é descrito pelas seguintes equações:

$$x(k+1) = \Phi \cdot x(k) + \Gamma_1 \cdot v_{ref}(k) + \Gamma_2 \cdot i_{carga}(k) \quad (5.10a)$$

$$y(k) = D \cdot x(k) \quad (5.10b)$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & T_A/C_F \\ -T_A/L_F & 1 \end{bmatrix} \quad (5.11a) \quad \Gamma_2 = \begin{bmatrix} -T_A/C_F \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.11b)$$

$$\Gamma_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ T_A/L_F \end{bmatrix} \quad (5.12a) \quad D = [1 \ 0] \quad (5.12b)$$

$$x(k) = \begin{bmatrix} v_{cap}(k) \\ i_L(k) \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

onde $v_{cap}(k)$ é a k -ésima tensão de saída no lado do inversor, $i_L(k)$ é a k -ésima corrente de indutor de filtro e $i_{carga}(k)$ é a k -ésima corrente de carga no lado do inversor. Rearranjando (5.10)-(5.13), as equações dinâmicas em tempo discreto da planta são:

$$v_{ref}(k) = \frac{i_L(k+1) - i_L(k)}{T_A} \cdot L_F + v_{cap}(k) \quad (5.14)$$

$$i_L(k) = \frac{v_{cap}(k+1) - v_{cap}(k)}{T_A} \cdot C_F + i_{carga}(k) \quad (5.15)$$

5.3.2 Estratégia de Controle

A estratégia de controle consiste em forçar os erros de corrente e de tensão anularem-se após um número pré-determinado de instantes de amostragem, garantindo assim o rastreamento do parâmetro de referência do controlador. Este tipo de comportamento é conhecido como resposta *deadbeat*. 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. A Figura 5.7 mostra o comportamento de um

controlador de corrente com resposta *deadbeat* de dois passos de amostragem para uma corrente de referência qualquer.

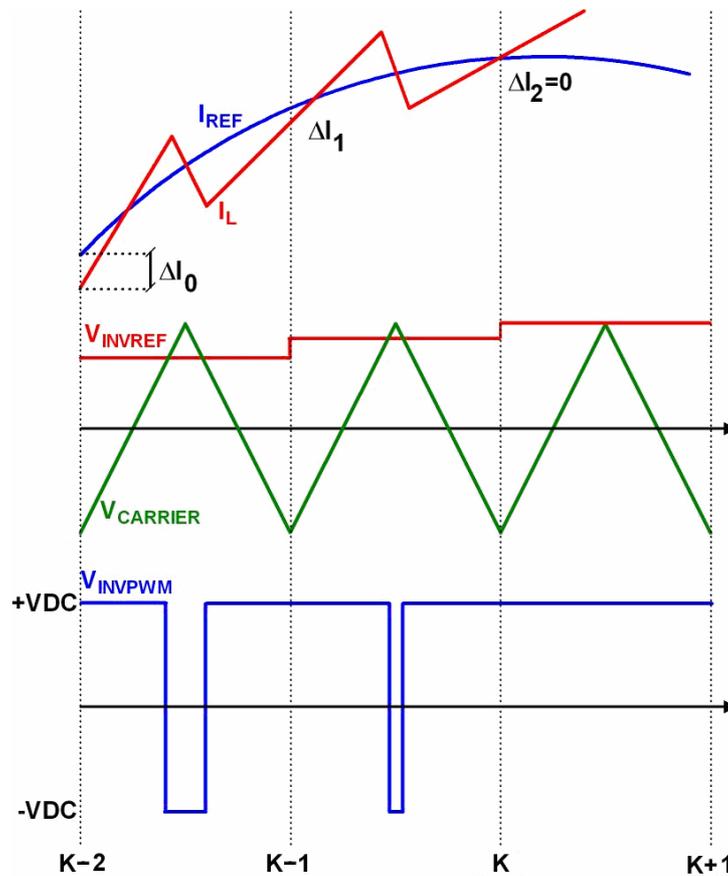


Figura 5.7: Comportamento do controlador de corrente *deadbeat* com dois atrasos de amostragem

A Figura 5.8 mostra o diagrama de controle completo. A escolha da estrutura de malhas cascadeadas (uma de tensão e uma de corrente) é especialmente interessante para aplicações de potência, pois permite que seja implementada limitação de corrente do indutor, ou seja, proteção intrínseca de sobrecorrente no inversor.

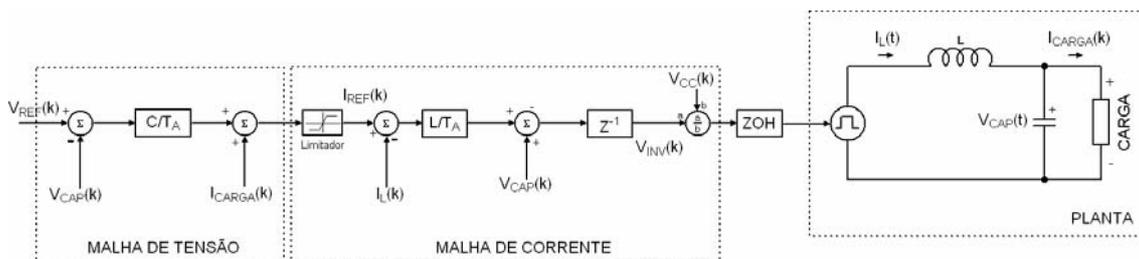


Figura 5.8: Diagrama de blocos do controlador

Considerando k a k -ésima amostra, a tensão de referência da malha de tensão $v_{ref}(k)$, ou seja, a tensão a ser sintetizada pelo inversor, é dada pelo bloco de geração de referência anteriormente apresentado. Esta tensão é comparada com a tensão do capacitor de filtro, de modo que a saída do controlador de tensão forneça a corrente de referência $i_{ref}(k)$ do indutor de filtro. O controlador de corrente tem ação mais rápida que o de tensão e é responsável por rastrear a corrente de referência, forçando o erro a ser zero. Finalmente, a saída da malha de corrente $v_{inv}(k)$ é a tensão de referência do modulador PWM. Deve-se notar que foi incluído um atraso de computação inerente ao sistema de controle da Figura 5.8.

5.3.3 Malha de Corrente

Desenvolvendo a equação (5.14), tem-se:

$$i_L(k+1) = i_L(k) + \frac{T_A}{L} \cdot [v_{ref}(k) - v_{cap}(k)] \quad (5.16)$$

A atuação mais rápida possível para zerar os erros com um controlador *deadbeat* é de um período de amostragem. Considerando que o erro será zerado no próximo instante de amostragem:

$$i_L(k+1) = i_{ref}(k) \quad (5.17)$$

Na prática, há um tempo de atraso de computação que é incluído na equação de controle como um múltiplo da frequência de amostragem. Como a frequência de amostragem está atrelada à frequência de chaveamento, o mínimo período de atuação é igual ao período de modulação do PWM. No controle proposto (Martinz et al., 2005), o período de amostragem é igual ao período de modulação e o mínimo atraso adotado

para a malha de corrente é um período de amostragem. Substituindo (5.17) em (5.16) e considerando um atraso de um período de amostragem:

$$i_{ref}(k) = i_L(k) + \frac{T_A}{L} \cdot [v_{ref}(k+1) - v_{cap}(k)] \quad (5.18)$$

Como a tensão de referência para o inversor no instante (k+1) é desconhecida, a equação (5.18) deve ser baseada em amostras anteriores para que o sistema de controle seja causal:

$$v_{ref}(k) = [i_{ref}(k-1) - i_L(k-1)] \cdot \frac{L}{T_A} + v_{cap}(k-1) \quad (5.19)$$

Em outras palavras, no instante k, a corrente $i_L(k-1)$ e a tensão de saída $v_{cap}(k-1)$ são utilizadas para o cálculo de $v_{ref}(k)$ por (5.19). Essa é a tensão de referência para o inversor que faz com que o erro de corrente seja nulo após um período de amostragem. Do ponto de vista da análise de estabilidade levando se em conta um desvio α no valor da indutância do filtro, (5.19) é mais bem expressa em:

$$v_{ref}(k) = [i_{ref}(k-1) - i_L(k-1)] \cdot \frac{\alpha \cdot L}{T_A} + v_{cap}(k-1) \quad (5.20)$$

A Figura 5.9 apresenta a os pólos em malha fechada no plano z para $0 \leq \alpha \leq 2$. Um sistema de controle é considerado estável se a magnitude dos pólos no plano z é menor que a unidade (localizam-se dentro do círculo unitário (Figura 5.9)). De acordo com (Figura 5.9), para $\alpha > 1$ o sistema é instável, para $\alpha < 1$ o sistema é estável e para $\alpha = 1$ o sistema é criticamente estável (oscilatório).

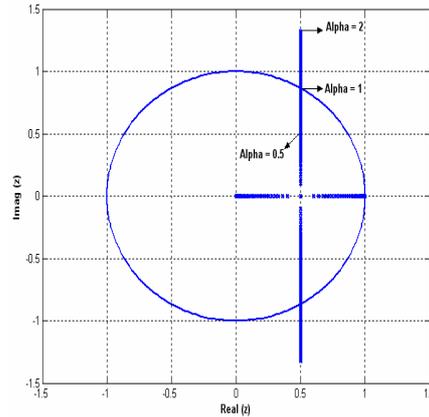


Figura 5.9: Pólos de malha fechada para $0 \leq \alpha \leq 2$

Quando a indutância modelada é igual à real ($\alpha = 1$), a relação entre a frequência amortecida (planta+controlador) e a frequência de amostragem é $\omega_0 / \omega_a = 1/6$. Para evitar trabalhar no limite de estabilidade, dessintoniza-se o controlador de modo que $\alpha = 0.5$.

Com isso mostra-se que, como os pólos nunca estarão na origem, não é possível obter resposta *deadbeat* desse controlador (implementado no protótipo de DVR construído). Um meio (não implementado neste trabalho), admitindo atraso de dois períodos de amostragem no algoritmo, de se obter resposta *deadbeat* é (Mattavelli; Buso, 2001):

Desenvolvendo a equação (5.14) para o instante $T_A \cdot (k+1)$, tem-se:

$$v_{inv}(k+1) = \frac{i_L(k+2) - i_L(k)}{T_A(k)} \cdot L_F + v_{cap}(k) + v_{cap}(k+1) - v_{inv}(k) \quad (5.21)$$

A tensão do capacitor no instante $T_A \cdot (k+1)$ é desconhecida. Entretanto, como entre dois instantes de amostragem a variação desta tensão (aproximadamente 60Hz) é muito pequena, pode-se considerar a seguinte aproximação:

$$v_{cap}(k+1) = v_{cap}(k) \quad (5.22)$$

Considerando que o erro de rastreamento será zerado em dois instantes de amostragem:

$$i_L(k+2) = i_{ref}(k) \quad (5.23)$$

A tensão a ser sintetizada pelo inversor que assegura resposta *deadbeat* é dada por:

$$v_{inv}(k+1) = \frac{i_{ref}(k) - i_L(k)}{T_A(k)} \cdot L_F + 2v_{cap}(k) - v_{inv}(k) \quad (5.24)$$

Com essa segunda estratégia para o controle da corrente tem-se o diagrama do rastreamento da tensão conforme a Figura 5.10. Esta segunda estratégia será implementada em trabalhos futuros de aperfeiçoamento do protótipo de DVR.

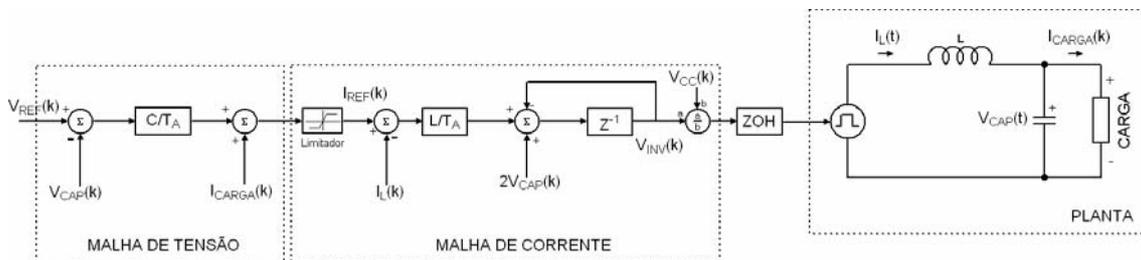


Figura 5.10: Diagrama de blocos do controlador com controle *deadbeat* de corrente

5.3.4 Malha de Tensão

Para a malha de tensão considera-se que o erro de rastreamento será nulo após um instante de amostragem, ou seja:

$$v_{cap}(k+1) = v_{ref}(k) \quad (5.25)$$

Substituindo (5.25) em (5.15), a corrente de referência da malha de corrente é dada por:

$$i_{ref}(k) = \frac{v_{ref}(k) - v_{cap}(k)}{T_A} \cdot C_F + i_{carga}(k) \quad (5.26)$$

6-SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentadas as formas de onda obtidas nos ensaios do protótipo de DVR construído. Juntamente com as formas de onda obtidas experimentalmente são apresentadas, para fins de comparação, resultados de simulações realizadas no simulador PSIMCAD, no qual se procurou reproduzir as condições dos testes.

6.1 Resultados dos Testes e Simulações

Foram realizados testes no Laboratório de Eletrônica de Potência da EPUSP com o protótipo de DVR construído e os resultados foram comparados aos de simulações realizadas em PSIMCAD 5.01, no qual se procurou reproduzir as condições dos ensaios.

Os testes no protótipo do DVR foram realizados com base nas configurações do Apêndice B, para as seguintes condições:

- *Voltage Sag* monofásico para 0,58 pu – Figuras 6.3 a 6.10;
- *Voltage Sag* bifásico para 0,58 pu – Figuras 6.9 a 6.12;
- *Voltage Sag* trifásico para 0,79 pu – Figuras 6.13 a 6.16;
- Desequilíbrio de Tensão - Figuras 6.17 a 6.20;
- Distorção Harmônica de Tensão – Figuras 6.21 e 6.22;

As medições de tensão foram realizadas com os osciloscópios de quatro canais Tektronix Modelo TDS2014 (Tensões fase-neutro de rede) e Modelo TDS3014 (Tensões fase-neutro de carga). Tais medidas podem ser retiradas diretamente dos transformadores de injeção via ponta de diferencial de tensão ou da saída dos

transdutores de tensão LEM. Para minimizar ruído de alta frequência, optou-se por medir as tensões via pontas diferenciais Tektronix Modelo P5200, na atenuação 1/500 e Agilent Modelo N2772A, na atenuação 1/200. O sinal de *trigger* foi dado pela injeção de tensão do DVR no início do distúrbio (*Voltage Sags* e *desequilíbrios*).

Para efeito de comparação, as grandezas no secundário de um dos transdutores LEM de tensão e leitura de uma das pontas diferenciais são mostradas na figura 6.1, na qual os sinais têm amplitude no intervalo $\pm 833mV$ pico-a-pico, dado pelo ajuste de resistores dos transdutores e ganho da ponta diferencial, respectivamente.

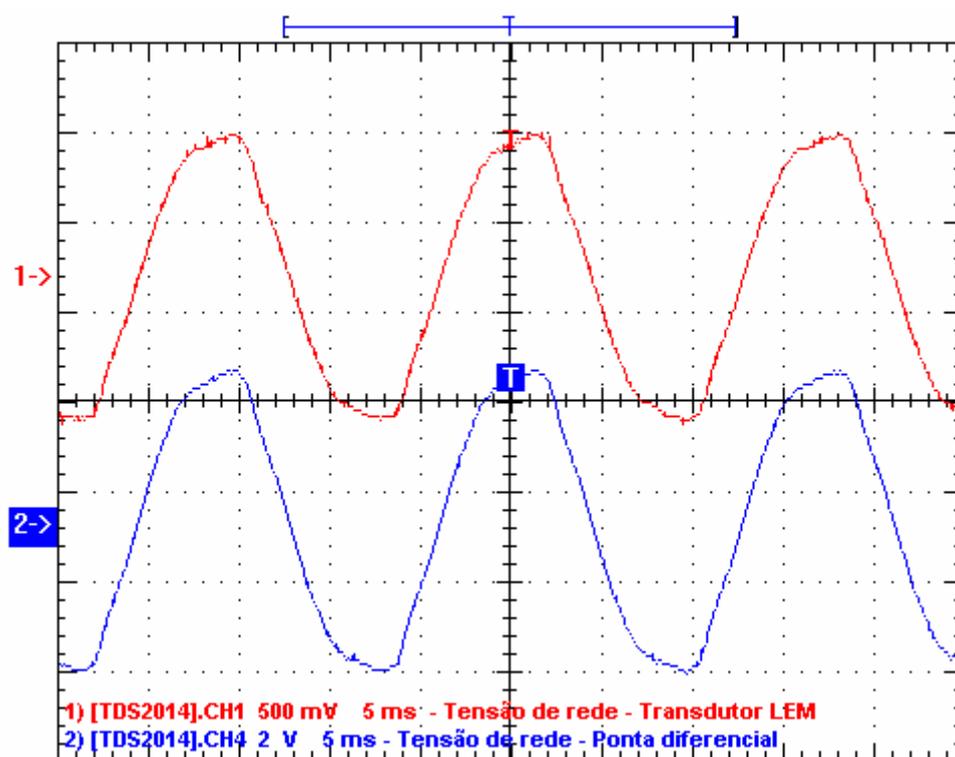


Figura 6.1: Medições de tensões com ponta diferencial e com transdutores LEM – comparação

Na Figura 6.2 está representado o modelo usado para a simulação para a fase A, e na Tabela 6.1 os parâmetros de simulação. Foram incluídas componentes harmônicas ao modelo da rede, com base na medida da tensão CA da rede e posterior obtenção das harmônicas por uma rotina de FFT, usando-se o *software* MATLAB¹.

¹ Em relação à fundamental, as harmônicas consideradas foram: 3^a = 4%; 5^a = 3,7%; 9^a = 1,25%. As fases das harmônicas foram consideradas iguais a zero.

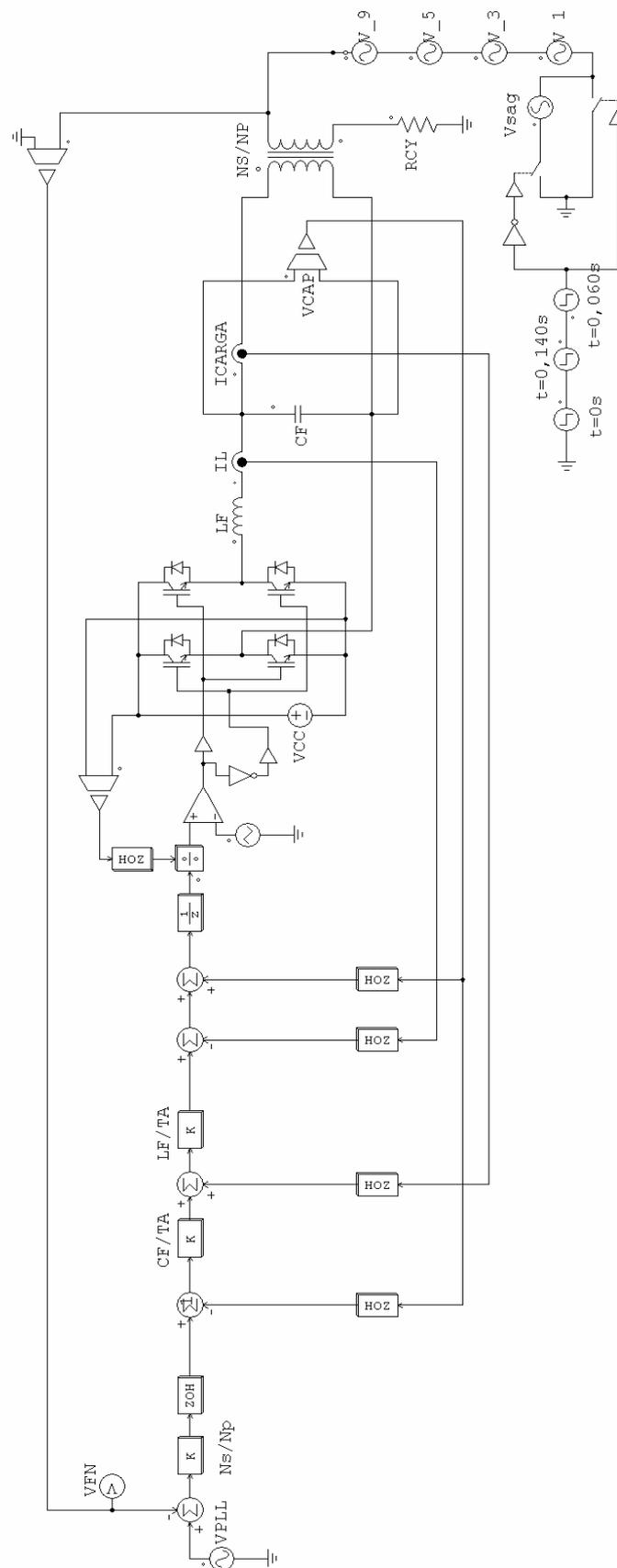


Figura 6.2: Modelo do DVR simulado no PSIMCAD, para a fase A

Tabela 6.1: Parâmetros de simulação do DVR

<i>Símbolo</i>	<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
V_{FN}	Tensão fase-neutro de rede	127V _{RMS} , 60Hz
v_{3_pu}	Tensão, em pu, da 3ª harmônica	0,04
v_{5_pu}	Tensão, em pu, da 5ª harmônica	0,037
v_{9_pu}	Tensão, em pu, da 9ª harmônica	0,0125
R_{CY}	Resistência de carga	27,79Ω
V_{CC}	Tensão do barramento CC	350V
f_A	Frequência de amostragem	6667Hz
T_A	Período de amostragem	150μs
L_F	Indutor de filtro	5mH
C_F	Capacitor de filtro	7,5μF
N_S/N_P	Relação de transformação do transformador de injeção	160/63,5
L_P	Indutância de dispersão primária referida ao primário do transformador de injeção	0,0667 mH
L_S	Indutância de dispersão secundária referida ao primário do transformador de injeção	0,1234 mH
L_M	Indutância de magnetização do transformador de injeção	3,8411 H
R_P	Resistência do enrolamento primário referida ao primário do transformador de injeção	56,6 mΩ
R_S	Resistência do enrolamento secundário referida ao primário do transformador de injeção	44,24mΩ

No modelo apresentado na Figura 6.2 adotou-se:

- O bloco PWM é implementado através de um comparador do sinal de referência com uma onda triangular de modo a se gerar pulsos centrados;

- Amostradores de ordem zero (ZOH) discretizam os valores medidos na planta simulada, que está no domínio de tempo contínuo, para o controlador *deadbeat* implementado, que está no domínio de tempo discreto (vide Figura 5.8);
- A frequência da rede f é fixa. Desta forma, na simulação o bloco de PLL é substituído por um gerador de tensão com valor de pico unitário e mesmas frequência e ângulo de fase da rede;
- Como a frequência da rede é fixa, o parâmetro T_A do controlador (vide Figura 5.8) permanece constante;
- Os harmônicos da tensão CA da rede têm ângulo de fase nulo;
- O transformador e indutor são lineares e não saturam. Os parâmetros apresentados na Tabela 6.1 foram obtidos de ensaios dos transformadores do protótipo;
- Não foram modeladas perdas de chaveamento ou de condução no inversor;
- O filtro LC não apresenta perdas;
- O barramento CC tem tensão V_{CC} constante.

As simulações de *Voltage Sag* iniciam-se no instante $t=0$ s. No instante $t=0,06$ s ocorre o *Voltage Sag*, que cessa no instante $t=0,14$ s.

O resultado do ensaio de *Voltage Sag* monofásico, tensões de fase da rede com afundamento na fase A para 0,58pu, está representado na Figura 6.3 e seu similar computacional na Figura 6.4. As tensões na carga para o ensaio estão representadas na Figura 6.5 e a correspondente computacional na Figura 6.6. Nas Figuras 6.7 e 6.8 (medido e simulado respectivamente) têm-se representadas as formas de onda para a fase afetada da tensão da rede, tensão injetada pelo DVR e a tensão na carga. Nas Figuras de 6.9 a 6.16 estão representados os ensaios e simulações para *Voltage Sags* bifásicos e trifásicos como descritos no item 6.1 deste capítulo e no Apêndice B.

O osciloscópio TDS3014 tem capacidade de mostrar a escala vertical correta em V/div para quaisquer atenuações devidas às pontas de prova nele conectadas, ao passo que o TDS2014 tem esta capacidade limitada a alguns valores mais comuns, mas não aos das atenuações das pontas diferenciais de tensão usadas nas medidas. Desta forma as escalas verticais obtidas do TDS3014 estão no valor correto, mas as do TDS2014

estão em valores *default* de 1V/div, 500mV/div e 400mV/div, e as atenuações estão indicadas nas legendas das figuras. As formas de onda obtidas simultaneamente dos dois osciloscópios foram unificadas na Figura 6.5 através do *software* WAVESTAR.

Da análise das Figuras de 6.3 a 6.16 conclui-se que o protótipo foi capaz de corrigir os afundamentos de tensão a que foi submetido de forma satisfatória e a similaridade com as simulações sugere que o modelo adotado tem verossimilhança com o experimental.

Nas Figuras de 6.17 a 6.20 estão representadas as figuras do ensaio e simulação do DVR para rede com desequilíbrio de tensão. Pode-se notar que em ambos o DVR comportou-se de forma similar e apesar de não conseguir corrigir totalmente os efeitos do desequilíbrio na rede, amenizou seus efeitos na tensão de carga. Isto se deve ao controle de rastreamento de tensão implementado que não é capaz de reproduzir, na saída do DVR, as formas de onda desejadas (tanto nas verificações experimentais como nas simulações).

Nas Figuras de 6.21 a 6.24 estão representadas as figuras do ensaio e simulação do DVR para rede com distorção harmônica de tensão². O ensaio demonstrou que o algoritmo de controle não responde apropriadamente a essa situação e precisa ser aprimorado, já que a carga permaneceu com a tensão distorcida por harmônicas.

Não foram realizados ensaios experimentais de *Voltage Swell* no protótipo, pois à época do ensaio o circuito de *chopper* do barramento CC não estava implementado.

² Em relação à fundamental, as harmônicas consideradas na simulação foram: 3^a = 14,6%; 5^a = 6,5%; 7^a = 4,9%; 9^a = 2,3% e 11^a = 2,2%. As suas fases foram: 3^a = 50,5°; 5^a = -41,4°; 7^a = -138,2°; 9^a = -23,2° e 11^a = -136,2°.

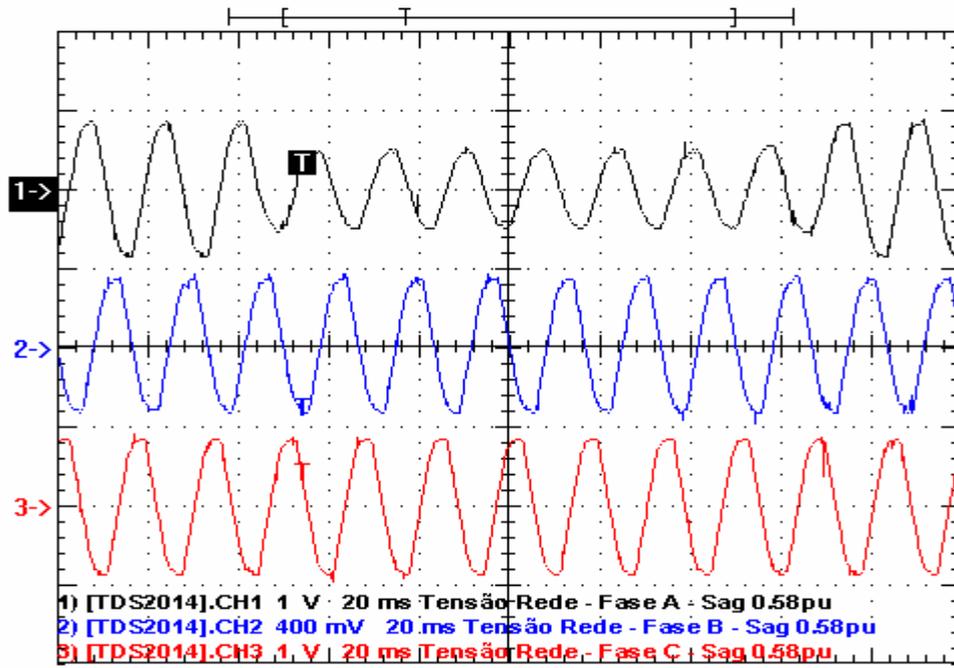


Figura 6.3: Tensões de rede – *Voltage Sag* Monofásico 0,58 pu. Atenuações: Canal 1: 1:200; Canal 2: 1:500; Canal 3: 1:200 (medido)

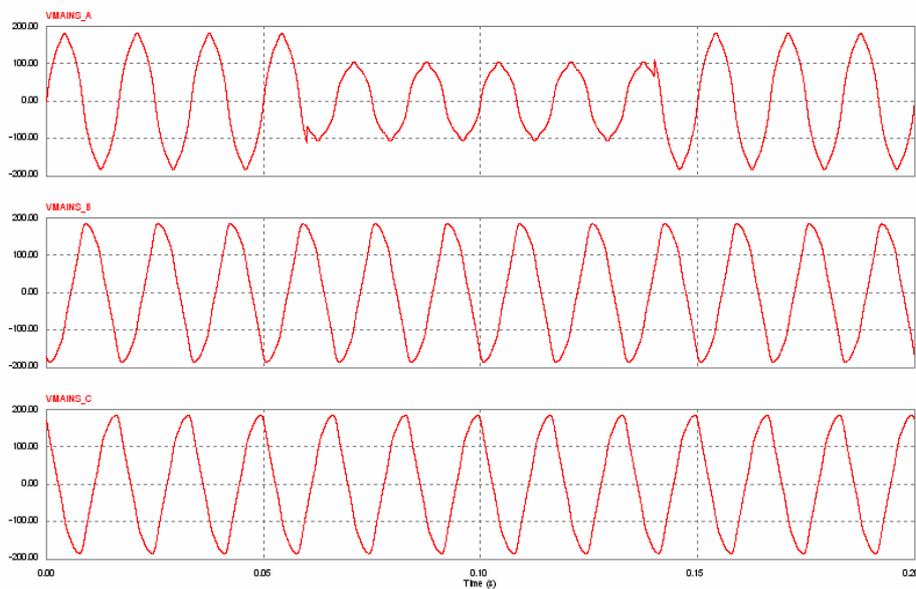


Figura 6.4: Tensões de rede – *Voltage Sag* Monofásico 0,58 pu (simulado)

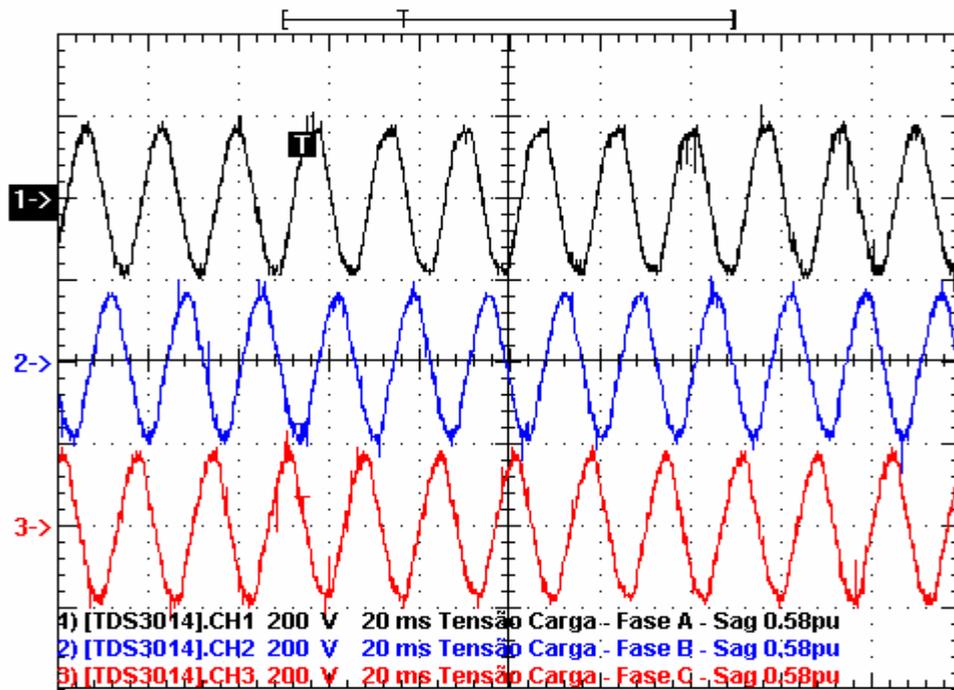


Figura 6.5: Tensões de carga – *Voltage Sag* Monofásico 0,58 pu (medido)

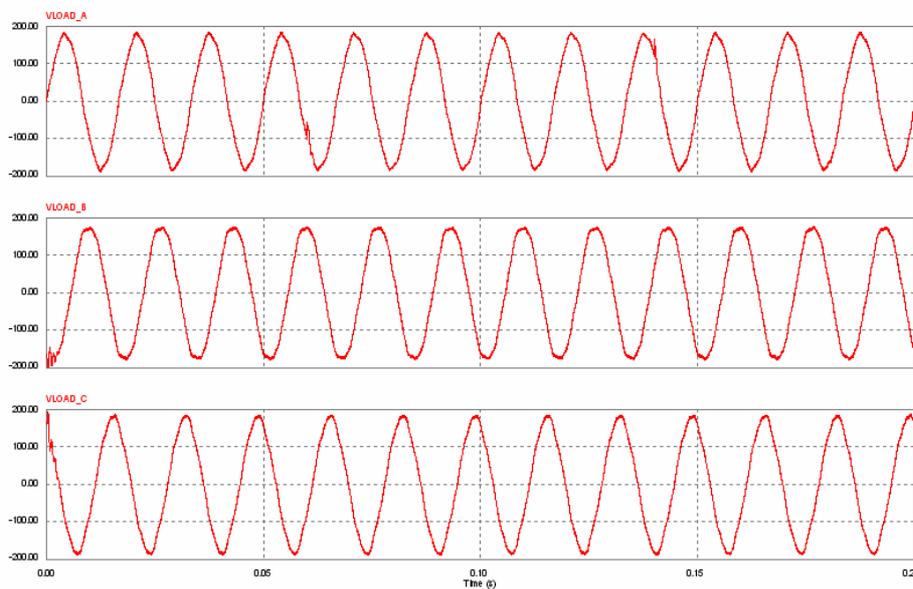


Figura 6.6: Tensões de carga – *Voltage Sag* Monofásico 0,58 pu (simulado)

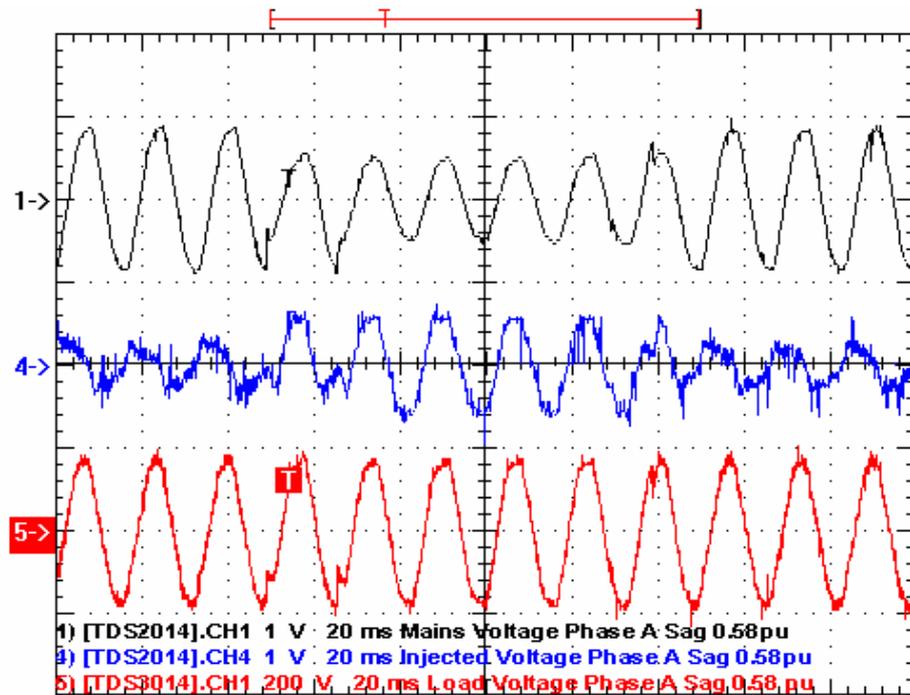


Figura 6.7: Tensões na rede, injetada pelo DVR e na carga para a fase A - *Voltage Sag* Monofásico 0,58 pu. Atenuações: Canal 1: 1:200; Canal 2: 1:340 (ponta de prova 1:1 conectada ao sensor LEM de tensão no lado do inversor) (medido)

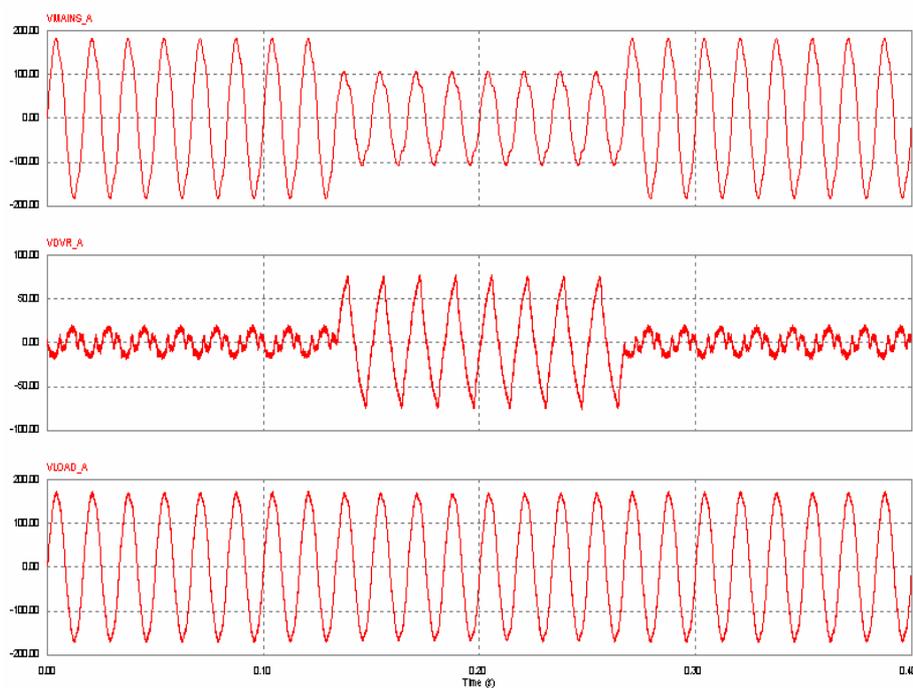


Figura 6.8: Tensões na rede, injetada pelo DVR e na carga para a fase A - *Voltage Sag* Monofásico 0,58 pu. A forma de onda ao centro foi medida no lado da carga. (simulado)

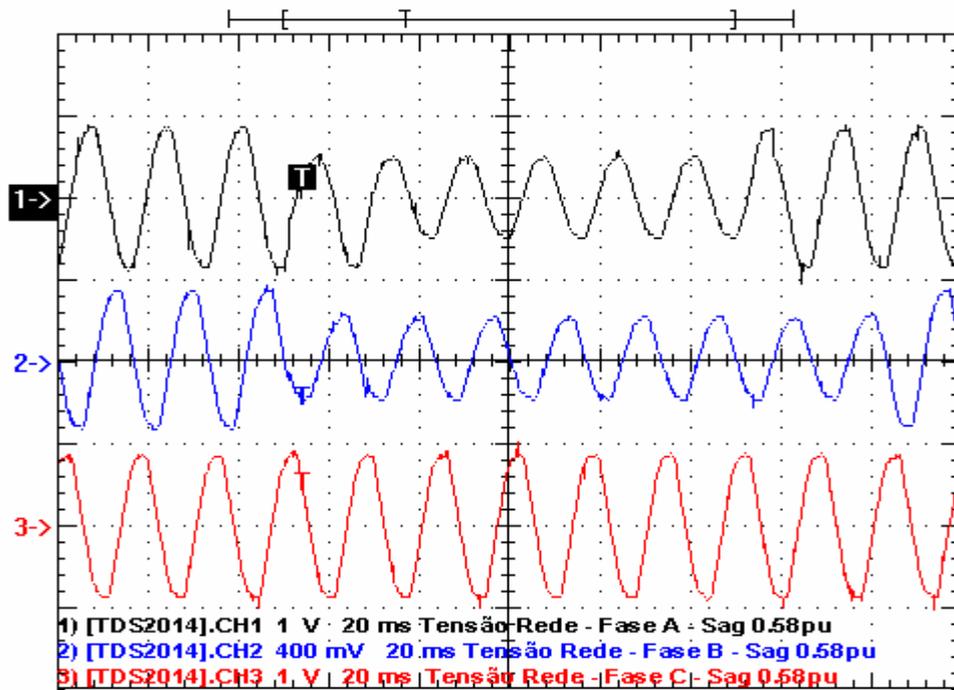


Figura 6.9: Tensões de rede – *Voltage Sag* Bifásico 0,58 pu. Atenuações: Canal 1: 1:200; Canal 2: 1:500; Canal 3: 1:200 (medido)

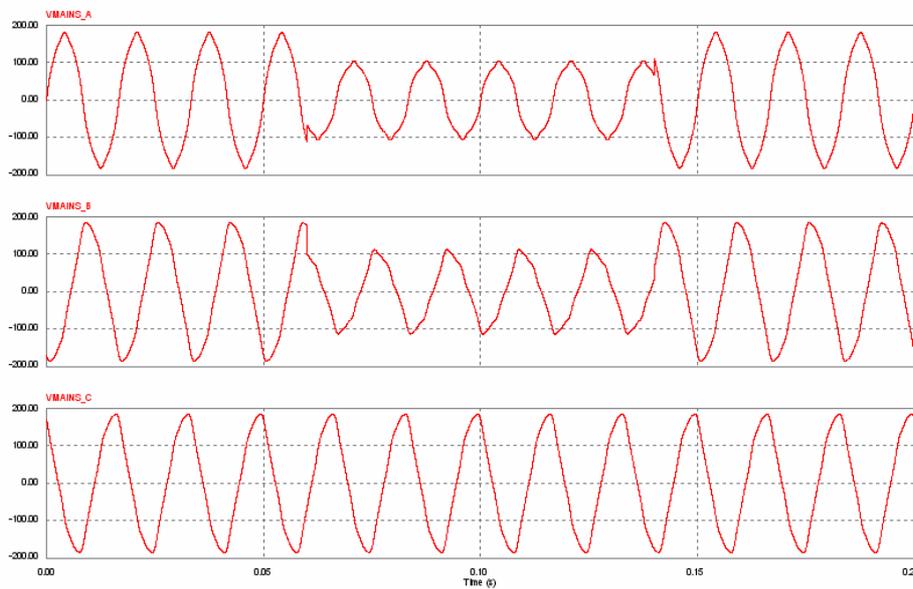


Figura 6.10: Tensões de rede – *Voltage Sag* Bifásico 0,58 pu (simulado)

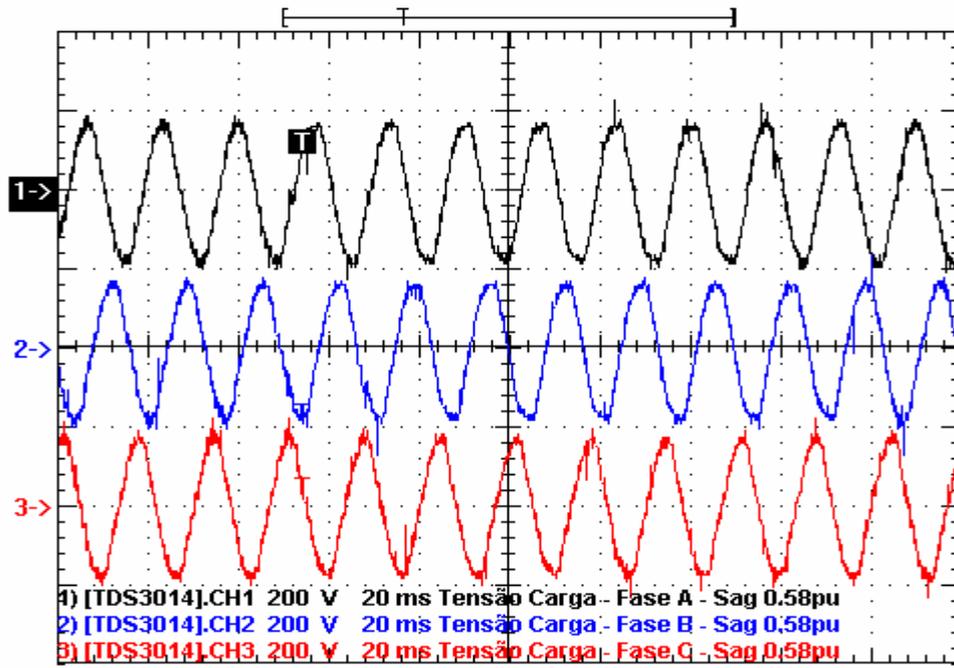


Figura 6.11: Tensões de carga – *Voltage Sag* Bifásico 0,58 pu (medido)

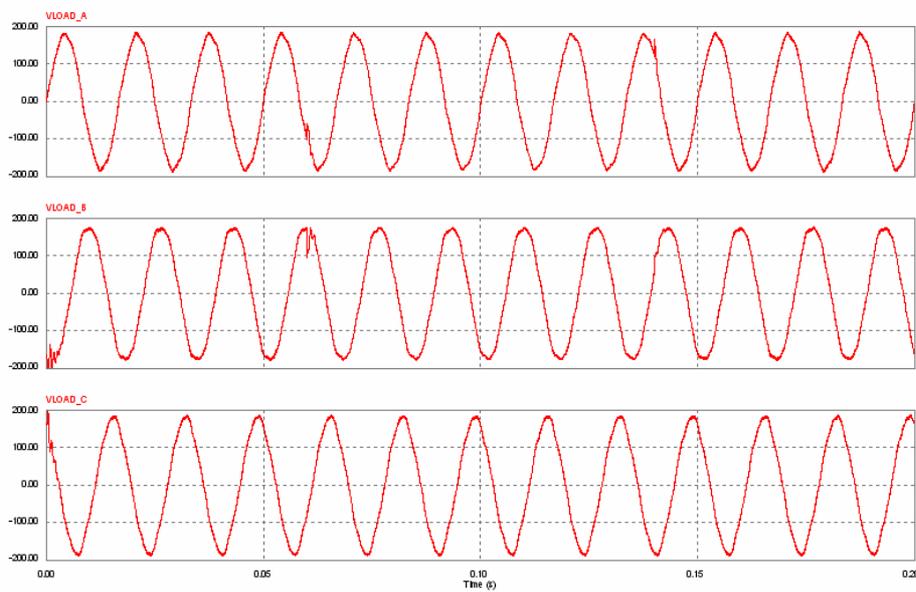


Figura 6.12: Tensões de carga – *Voltage Sag* Bifásico 0,58 pu (simulado)

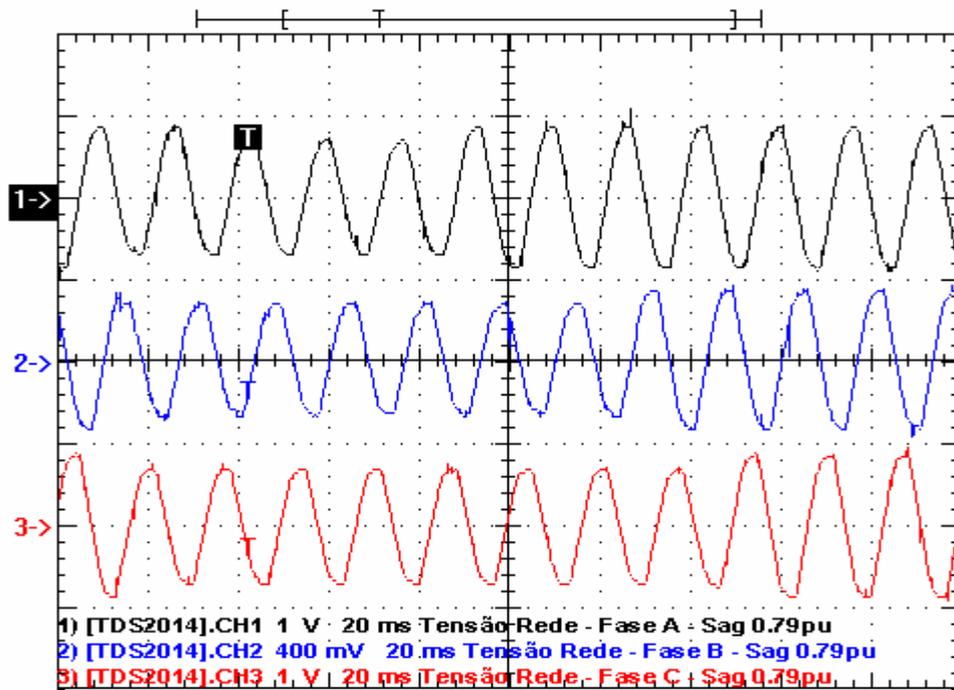


Figura 6.13: Tensões de rede – *Voltage Sag* Trifásico 0,79 pu. Atenuações: Canal 1: 1:200; Canal 2: 1:500; Canal 3: 1:200 (medido)

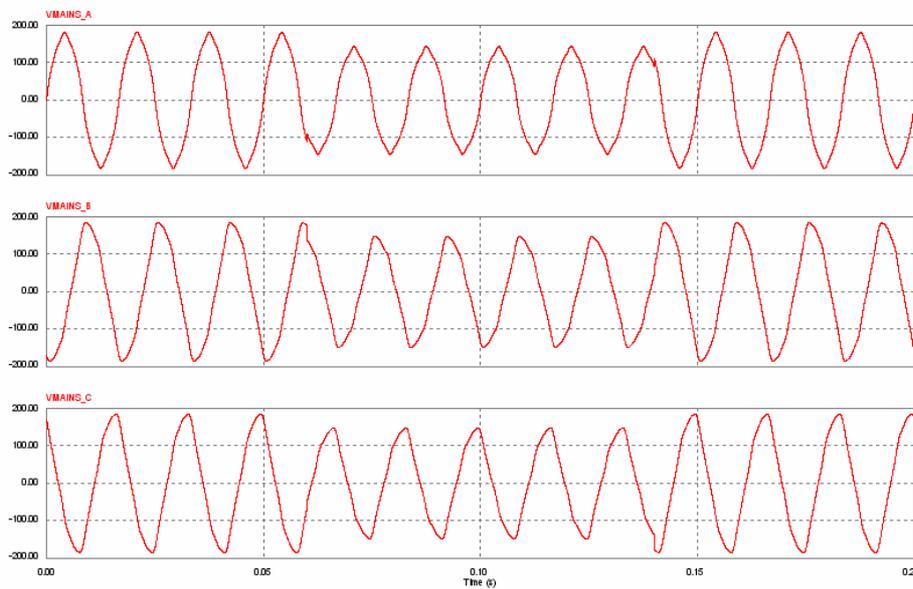


Figura 6.14: Tensões de rede – *Voltage Sag* Trifásico 0,79 pu (simulado)

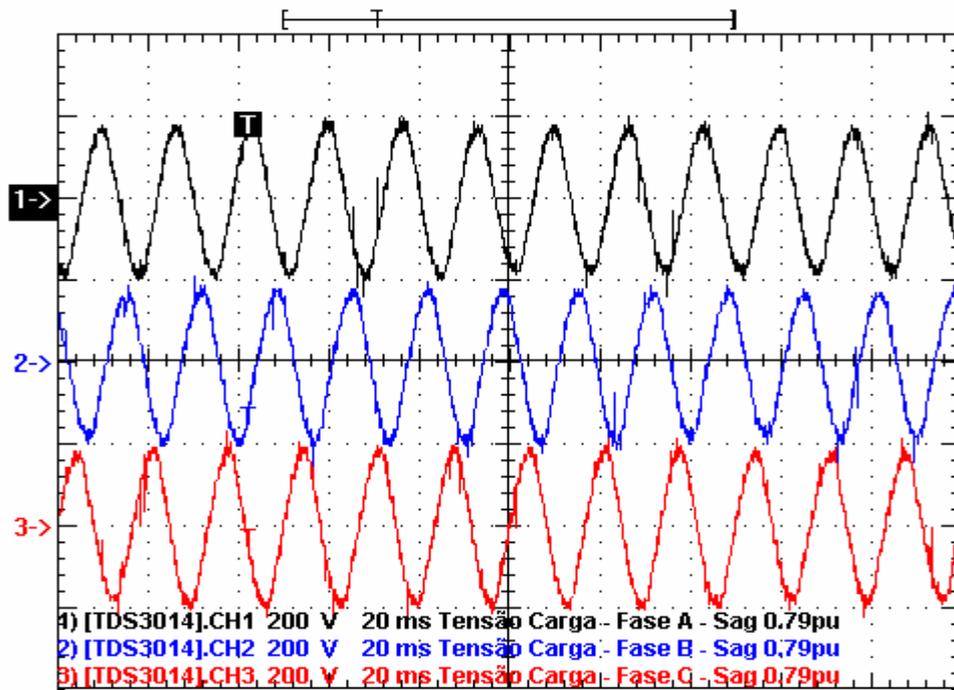


Figura 6.15: Tensões de carga – *Voltage Sag* Trifásico 0,79 pu (medido)

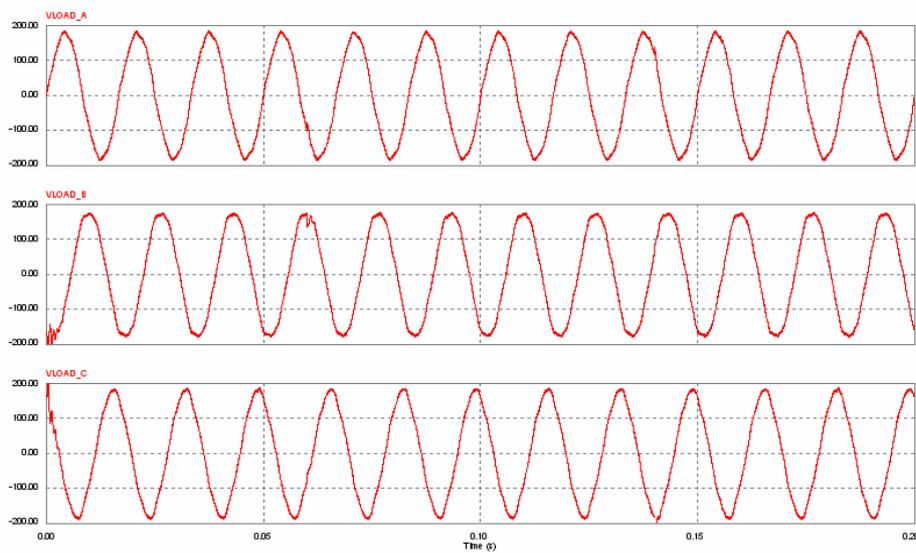


Figura 6.16: Tensões de carga – *Voltage Sag* Trifásico 0,79 pu (simulado)

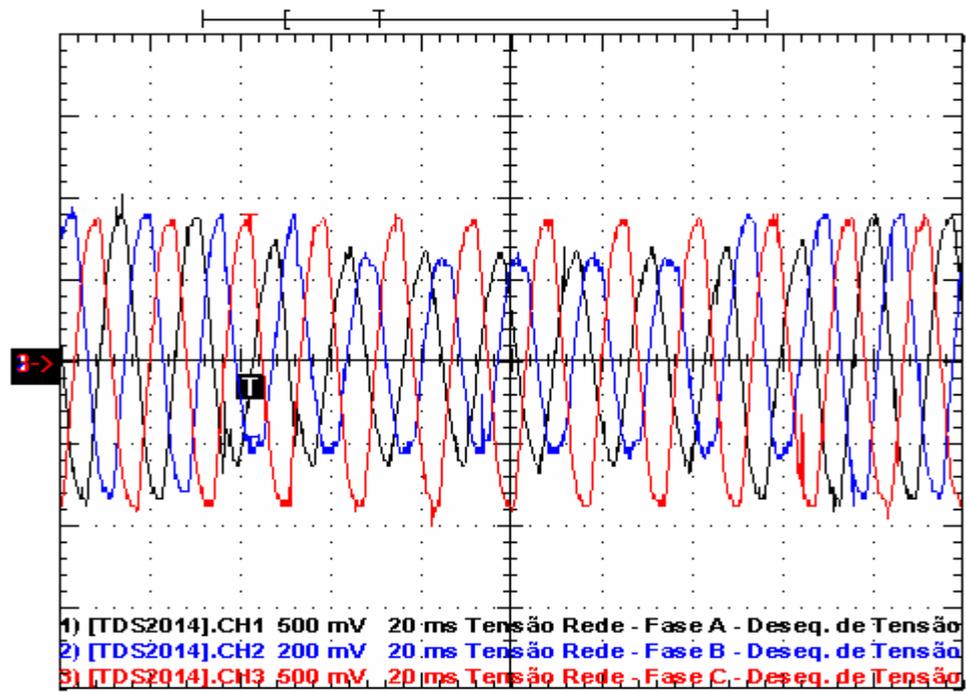


Figura 6.17: Tensões de rede – Desequilíbrio de Tensão. Atenuações: Canal 1: 1:200;
Canal 2: 1:500; Canal 3: 1:200 (medido)

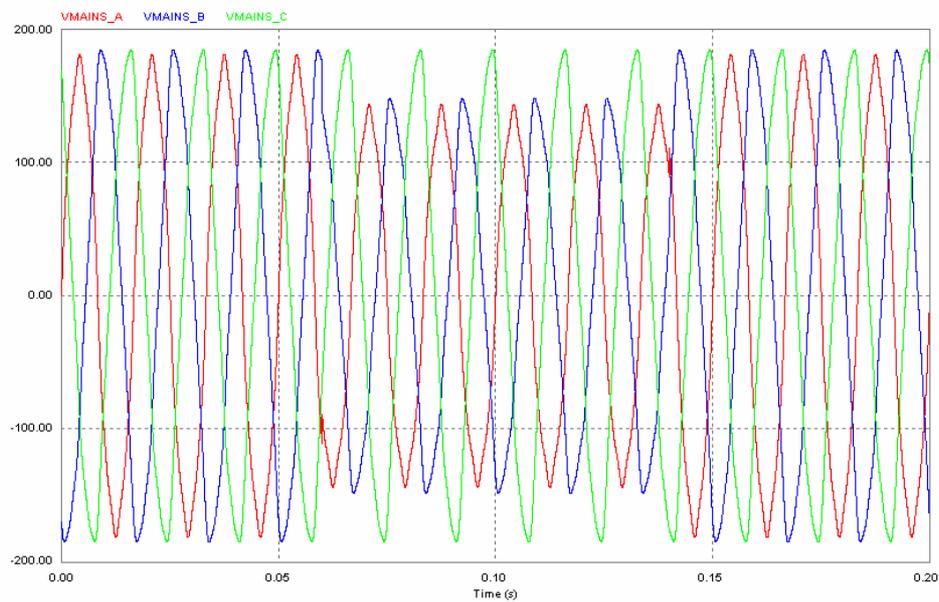


Figura 6.18: Tensões de rede – Desequilíbrio de Tensão (simulado)

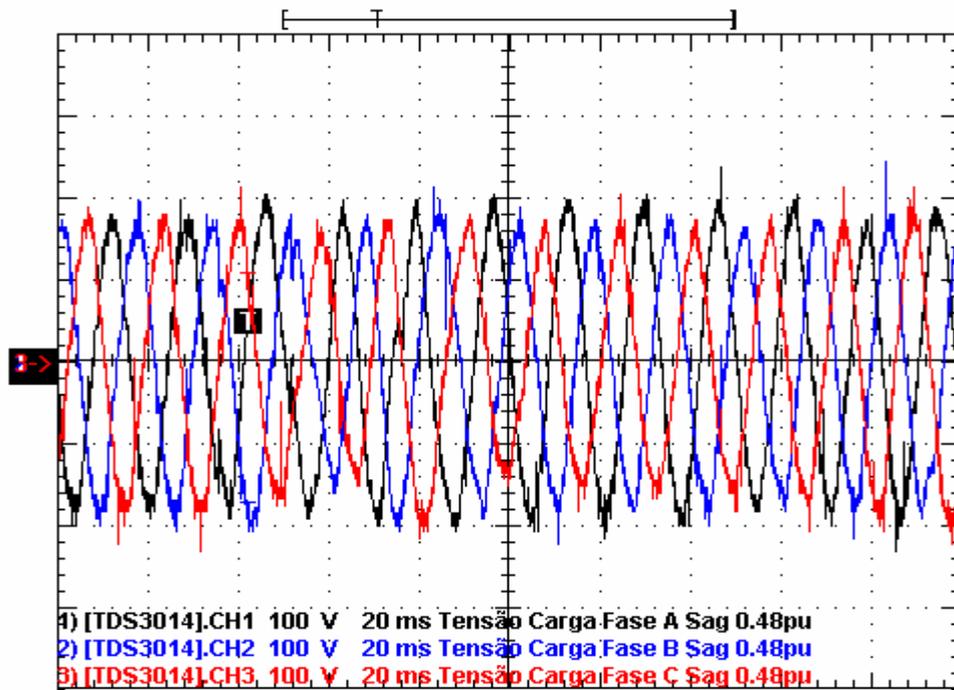


Figura 6.19: Tensões de carga – Desequilíbrio de Tensão (medido)

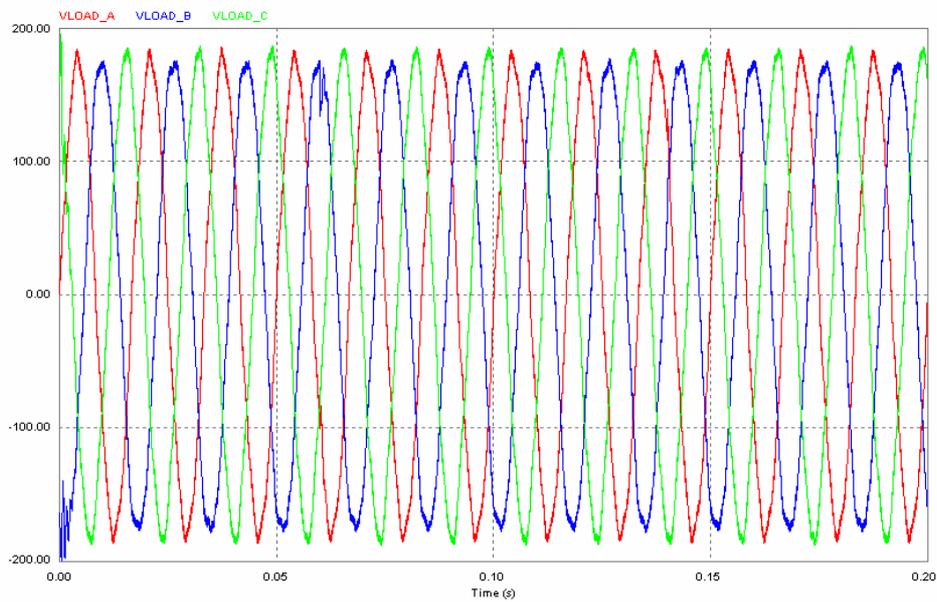


Figura 6.20: Tensões de carga – Desequilíbrio de Tensão (simulado)

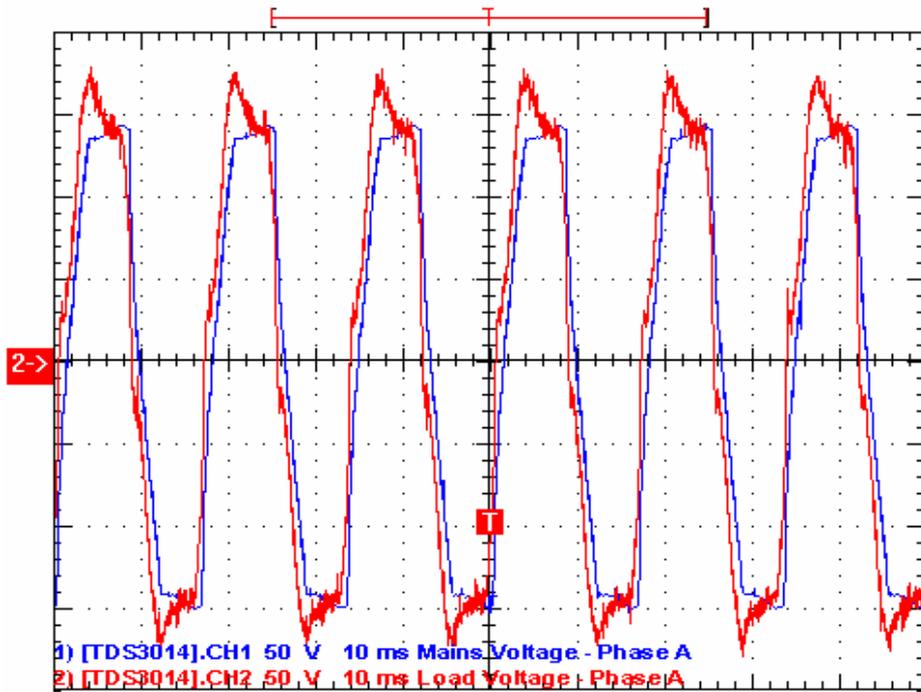


Figura 6.21: Compensação de harmônicas de tensão – rede em azul e carga em vermelho (medido)

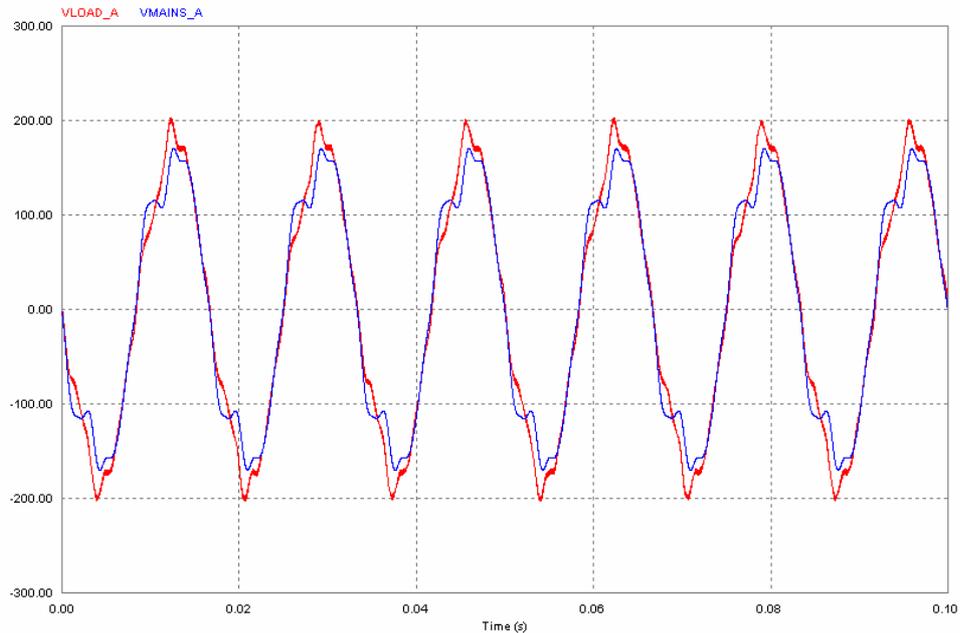


Figura 6.22: Compensação de harmônicas de tensão – rede em azul e carga em vermelho (simulado)

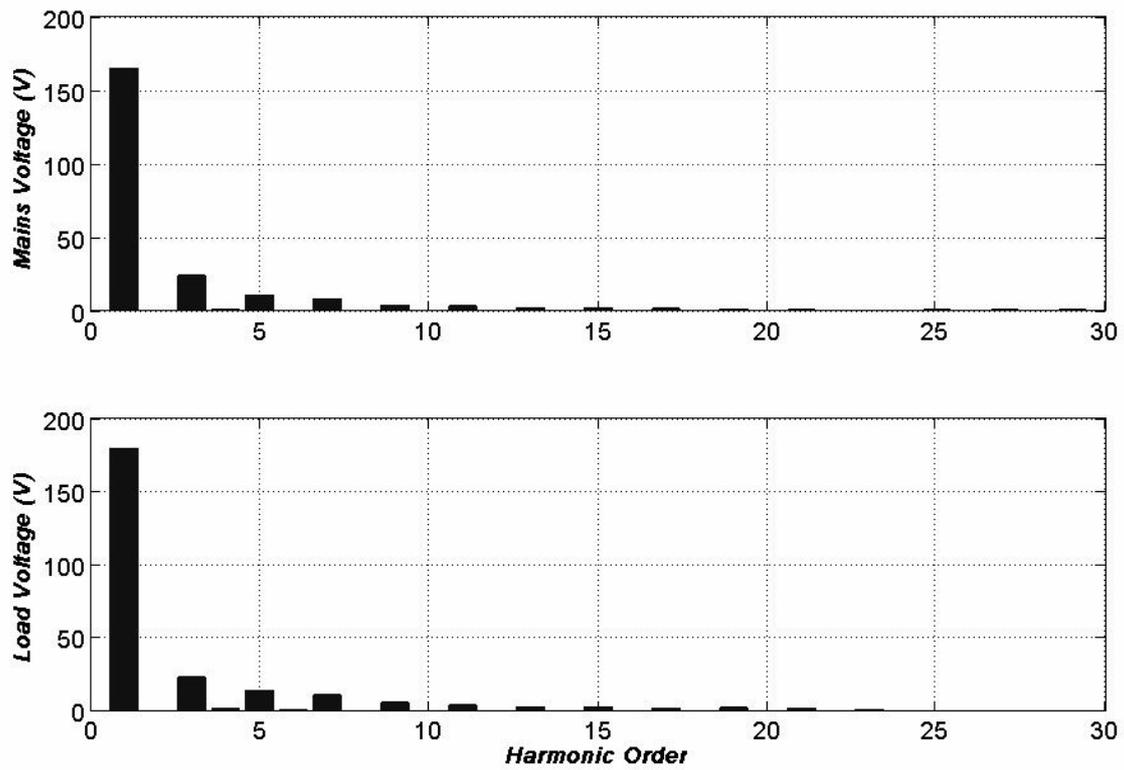


Figura 6.23: Espectro da compensação de harmônicas de tensão (medido)

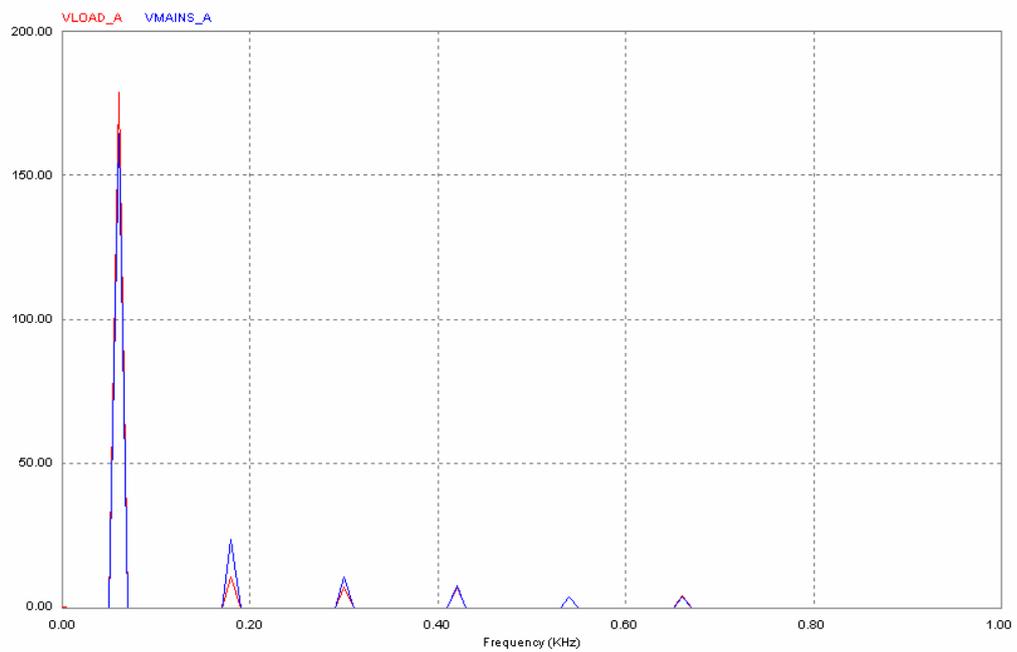


Figura 6.24: Espectro da compensação de harmônicas de tensão – rede em azul e carga em vermelho (simulado)

7-CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

Neste trabalho buscou-se descrever as causas e conseqüências de um dos mais importantes problemas de qualidade de energia, os Voltage Sags e Voltage Swells. Foram apresentadas as principais soluções existentes para esses eventos e o DVR foi escolhido como tema principal deste trabalho. Este capítulo concentra as conclusões mais importantes do trabalho e apresenta propostas de melhoria para o protótipo construído.

7.1 Conclusões

Os *Voltage Sags e Voltage Swells* causam grandes prejuízos econômicos para a indústria e baseando-se nesses valores é que é definida a solução financeiramente vantajosa, levando-se em conta os prejuízos com equipamentos da fábrica, matéria prima, segurança e satisfação do cliente (prazos e qualidade do produto), entre outros.

Há situações em que financeiramente não se justifica a instalação de um UPS para alimentar uma dada carga sensível a eventos de curta duração, isto é, ou o UPS já é dispendioso demais para esta carga, ou para mantê-la funcionando durante tais eventos curtos implicaria na instalação de UPS para outros equipamentos, novamente tornando-o inviável. Nestes casos, torna-se atraente a utilização do DVR para proteger uma dada carga (ou conjunto de cargas) que seria a causa de uma parada na produção no caso de eventos de curta duração como afundamentos de tensão.

Existem, como foi demonstrado no Capítulo 3 deste trabalho, várias topologias possíveis para DVR e o que pode ser considerado ideal pode variar de acordo com o tipo de carga que se deseja proteger, sua importância no processo produtivo da fábrica e até mesmo as características da rede elétrica onde o equipamento está instalado. É de

grande importância o dimensionamento correto e escolha da topologia para que o DVR atenda às expectativas de compensação de *Voltage Sags e Voltage Swells* e ainda assim seja viável economicamente. Neste trabalho foram apresentadas sugestões de dimensionamento e dados para a escolha da topologia adequada. A escolha da estratégia de geração de referência e controle da tensão injetada pelo DVR também influenciam no custo final do equipamento (item 3.4).

Da análise do desempenho do protótipo de DVR construído conclui-se que o equipamento respondeu de forma similar às simulações mesmo com as simplificações adotadas no modelo computacional. O DVR atuou de forma satisfatória nos casos de afundamento de tensão, no entanto, teve um desempenho ruim ao tentar corrigir desequilíbrios e harmônicas de tensão.

7.2 Propostas de Continuidade

Uma possível proposta de continuidade deste trabalho seria a melhoria do desempenho do protótipo apresentado neste trabalho. Os aspectos que podem ser melhorados são:

- Implementação de PLL atracado à seqüência positiva fundamental da rede;
- Implementação de malha de geração de referência sincronizada com a seqüência positiva da rede, de modo que esta referência acompanhe as flutuações normais da tensão da rede ao longo do dia;
- Modificações no sistema de controle de tensão necessárias para melhorar a resposta do equipamento a desequilíbrios e harmônicas de tensão;
- Modificações no *hardware*, como mencionado no item 3.4.3.2, para permitir melhor utilização da energia armazenada no barramento CC, bem como a correção de harmônicos de corrente da linha CA;

Também podem ser incluídos em trabalhos futuros:

- Análise econômica comparando o DVR com UPS em condições brasileiras, já que quase todos os dados disponíveis referem-se ao mercado norte americano e europeu;
- Verificação da viabilidade de um DVR puramente monofásico para cargas de baixa potência agindo como um estabilizador de tensão;
- Estudo de multi-conversores para DVRs ligados à rede de distribuição em média tensão.

APÊNDICE A - CIRCUITO DE CONTROLE

A.1 Circuito de Controle

As placas de interface e controle, descritas neste item, são alimentadas por fontes chaveadas de acordo com a identificação abaixo, para minimizar a possível interferência entre os subsistemas:

- Fonte chaveada $+12V @ 2,1A$ para placa de relés;
- Fonte chaveada $\pm 15V @ 1A$ para placa interface A/D, placa de DSP e transdutores;
- Fonte chaveada $+15V @ 2,8A$ para placa de interface A/D e placa de interface de disparadores;
- Fonte chaveada $\pm 5V @ 5A$ para placa de interface A/D e placa de DSP;

As placas de interface presentes no painel do DVR têm como funções principais:

- Compatibilizar níveis de tensão de sinais analógicos e digitais;
- Realizar operações lógicas simples;
- Tratamento de sinais de erro de fontes e de disparadores;
- Registros de erros (via *flip-flops* e sinalizações por LEDs);
- Multiplexação de sinais analógicos para fins de aquisição pelo DSP;
- Acionamentos de drivers das chaves IGBT e de circuitos de proteção;
- Acionamentos de contadores e chaves estáticas;
- Acionamentos de sinaleiros na porta do painel;
- Disponibilizar entradas e saídas extras para eventuais acréscimos e melhoramentos;
- Isolamento elétrico de sinais via fotoacopladores;
- Permitir eliminação de *loops* de terra e minimização de ruídos.

A (Figura A.1) mostra o diagrama de blocos e interligação das placas de interface.

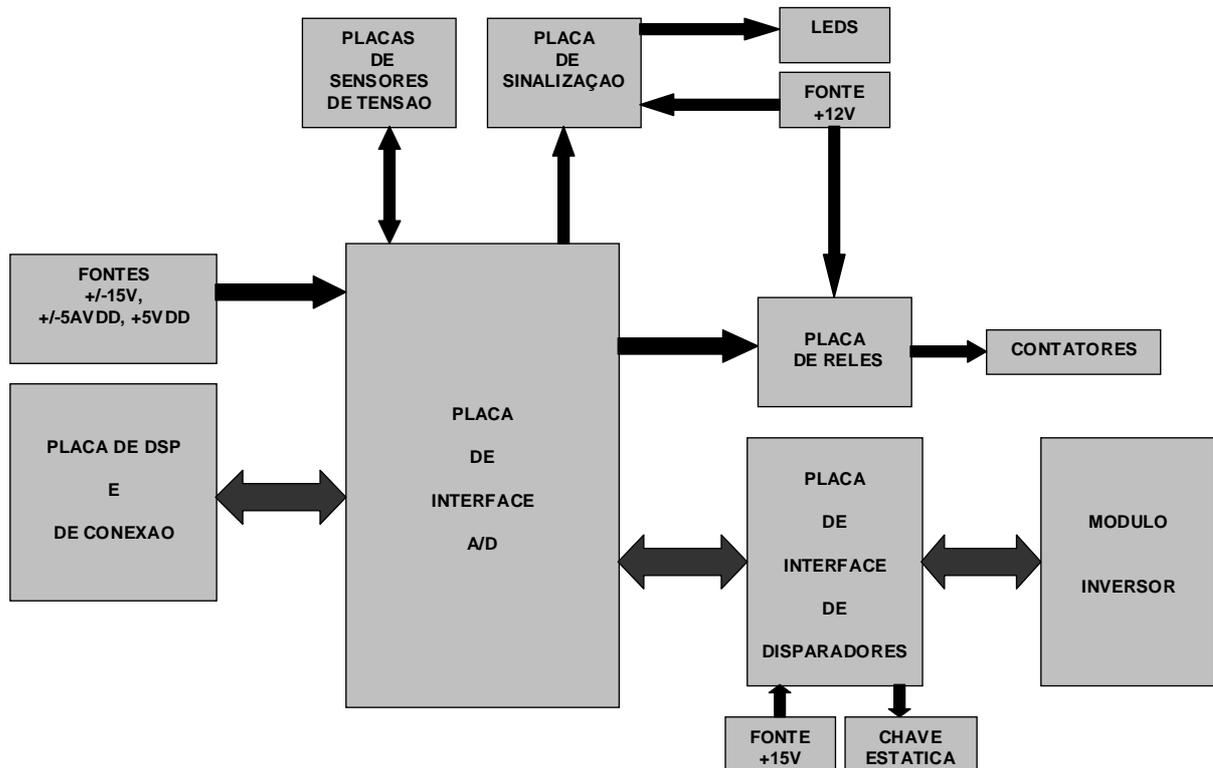


Figura A.1: Placas de interface - Diagrama de blocos

A.1.1 Placa de Sinalização

A placa de sinalização serve como interface para sinalização de estados operativos do DVR: DVR ativo e DVR com erro. Os sinais de entrada isolados por meio de fotoacoplador são originados na placa de interface A/D. São gerados sinais de saída para cinco LEDs de sinalização ([20mA@12VCC](#)). A placa está situada na porta do painel, próxima aos LEDs.

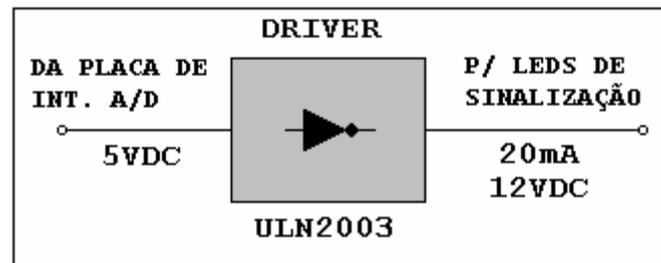


Figura A.2: Placa de sinalização – Diagrama de blocos

A.1.2 Placa de Relés

A placa de relés funciona como interface para acionamento de contatores de barramento CC (NA) e de *bypass* (NF). Possui sinais de entrada diferenciais isolados, originados na placa de interface A/D (5VDC) e os sinais de saída energizam as bobinas de contatores (220VCA) por meio de relés subminiatura. Está localizada próximo aos contatores e distante da placa de interface A/D, com o intuito de prover imunidade a efeitos de chaveamento dos relés.

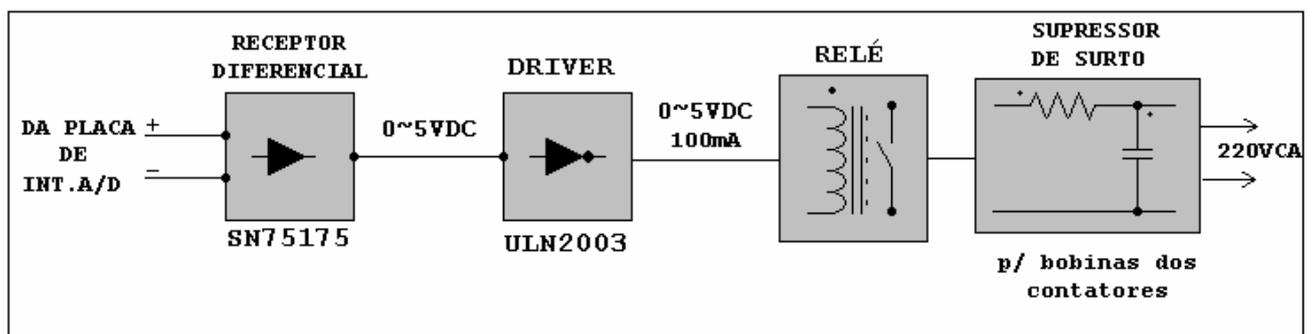


Figura A.3: Placa de relés – Diagrama de blocos

A.1.3 Placas de Transdutores de Tensão

A placa de transdutores de tensão de efeito Hall funciona como interface de níveis de sinais analógicos, com tensões eficazes medidas no primário do transdutor iguais a 127VAC, 200VAC e 350VDC. A tensão secundária, medida em resistores da placa de interface A/D é menor que 1V de pico, que representa a maior tensão de pico da entrada analógica da placa de DSP. As correntes primária e secundária são ajustadas no valor 120% da nominal para possibilitar maior acurácia. Há um conjunto de resistores primários de precisão 0.6W / 1%, de modo a prover dissipação de potência melhor distribuída e medição mais precisa. O valor de resistência secundária é ajustado por meio de resistor variável na placa de interface A/D. São cinco placas no total, com dois transdutores em cada.

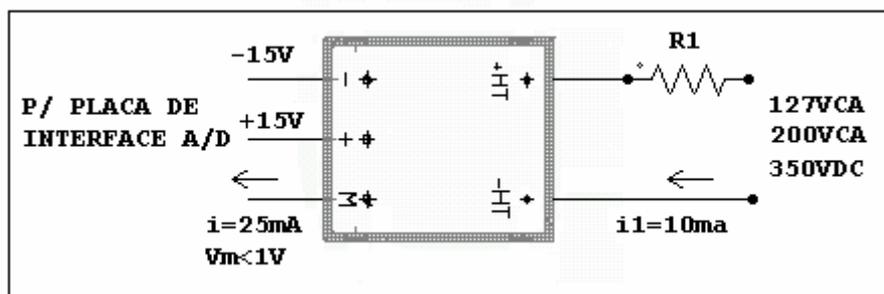


Figura A.4: Placa de transdutores de tensão – Diagrama de blocos

A.1.4 Placa de Interface de Disparadores

A placa de interface de disparadores atua como interface entre sinais PWM gerados no DSP e sinais de acionamento dos IGBTs. Ela recebe sinais de entrada PWM diferenciais e optoacoplados, 5VDC, originados na placa de interface A/D, gerando sinais PWM de saída bufferizados, 5VDC para o inversor (Módulo Semikron). Além disso, realiza o tratamento do sinal de erro dos disparadores, originando um sinal de erro

de saída optoacoplado e bufferizado com destino à placa de interface A/D. A placa está situada ao lado do inversor, sendo verticalmente montada em um perfil de alumínio.

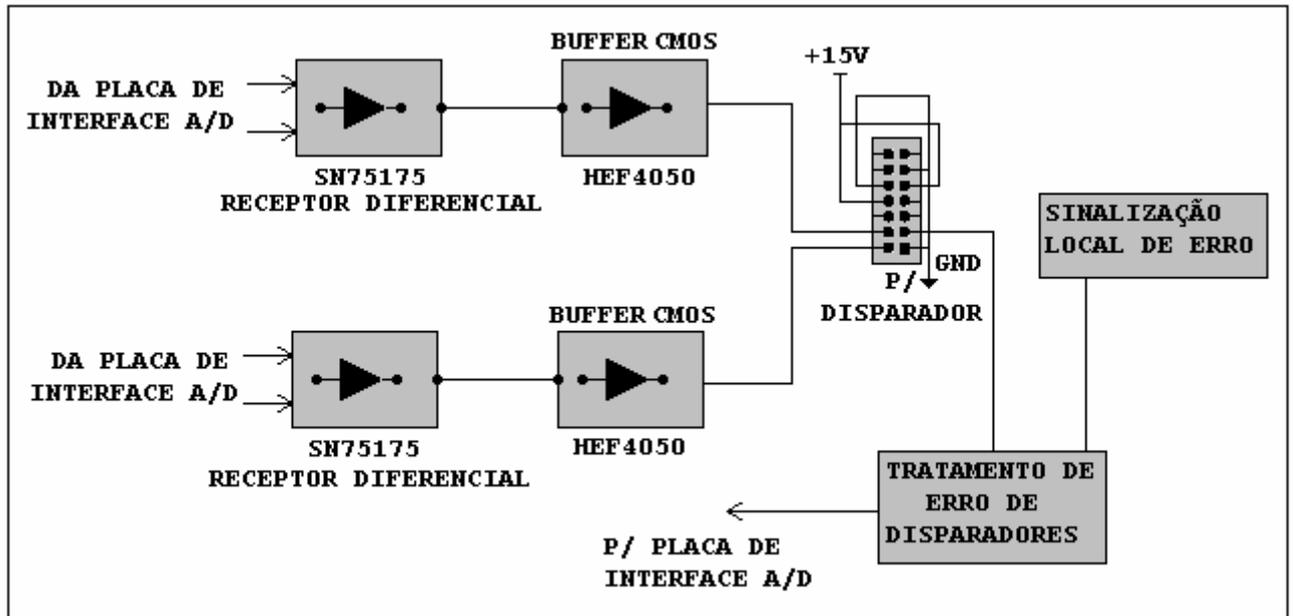


Figura A.5: Placa de interface de disparadores – Diagrama de blocos

A.1.5 Placa de Interface A/D

A placa de interface Analógico-Digital (A/D), situada na parte interna da porta do DVR, tem as seguintes funções:

Interface entre a placa de Processamento Digital de Sinais (DSP) e as demais placas no que diz respeito a:

- Sinais PWM de disparo das chaves do inversor e *chopper*;
- Entradas e saídas digitais (FLAGS): contadores, erros, chave estática, controle do MUX analógico, sinais de *trip*;
- Entradas analógicas;

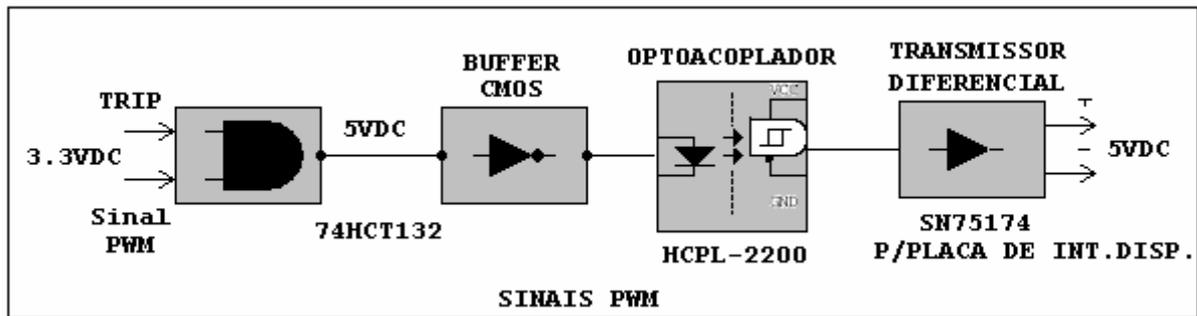


Figura A.6: Placa de interface A/D – Sinais PWM – Diagrama de blocos

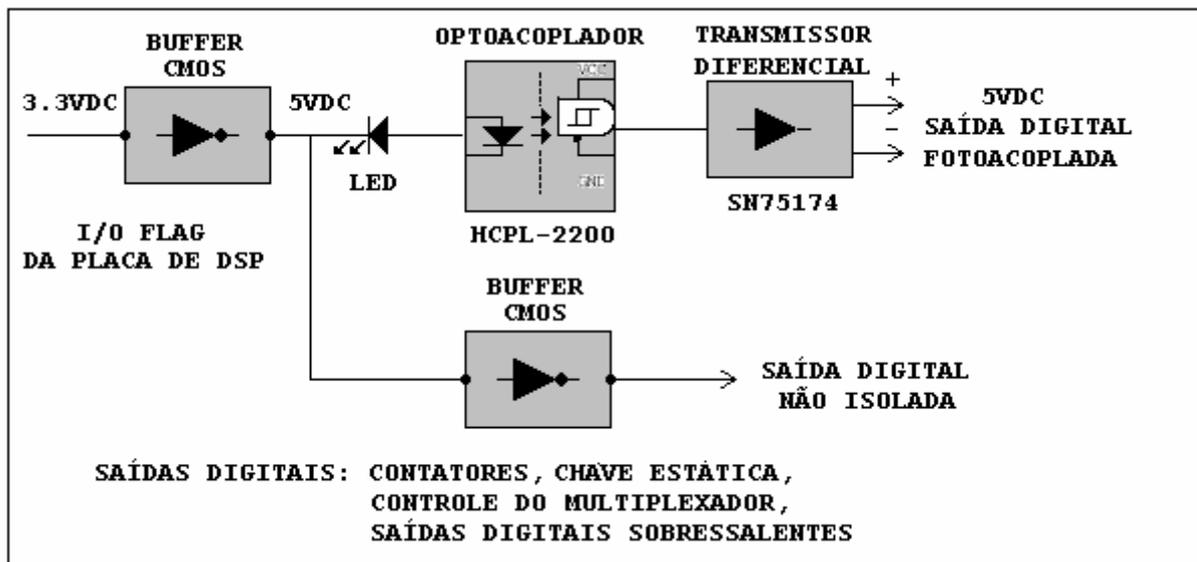


Figura A.7: Placa de interface A/D – Saídas Digitais – Diagrama de blocos

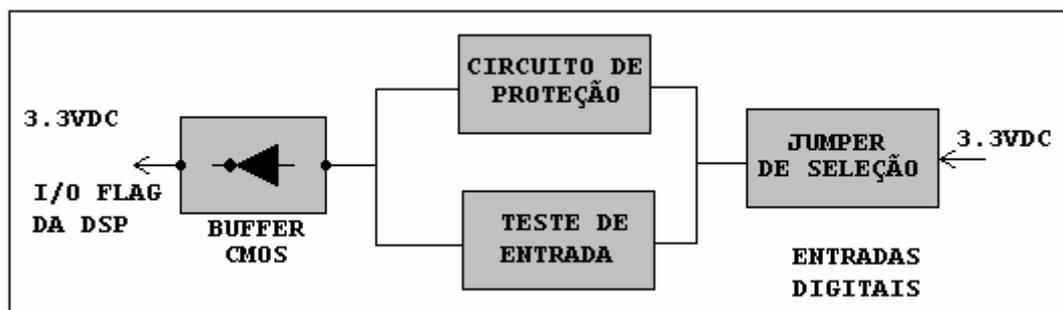


Figura A.8: Placa de interface A/D – Entradas Digitais – Diagrama de blocos

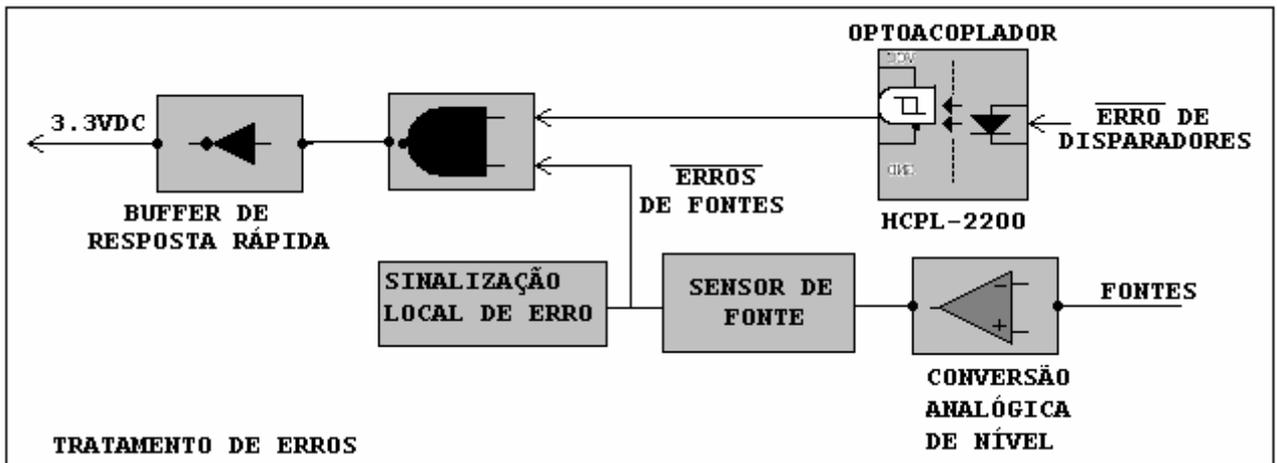


Figura A.9: Placa de interface A/D – Tratamento de erros – Diagrama de blocos

- Sinalização via LEDs de:
- Erros de fontes: +5AVDD, -5AVDD, +5VDD, +15VLEM, -15VLEM;
- Estado dos FLAGS (entradas ou saídas digitais);
- Multiplexação de sinais analógicos;

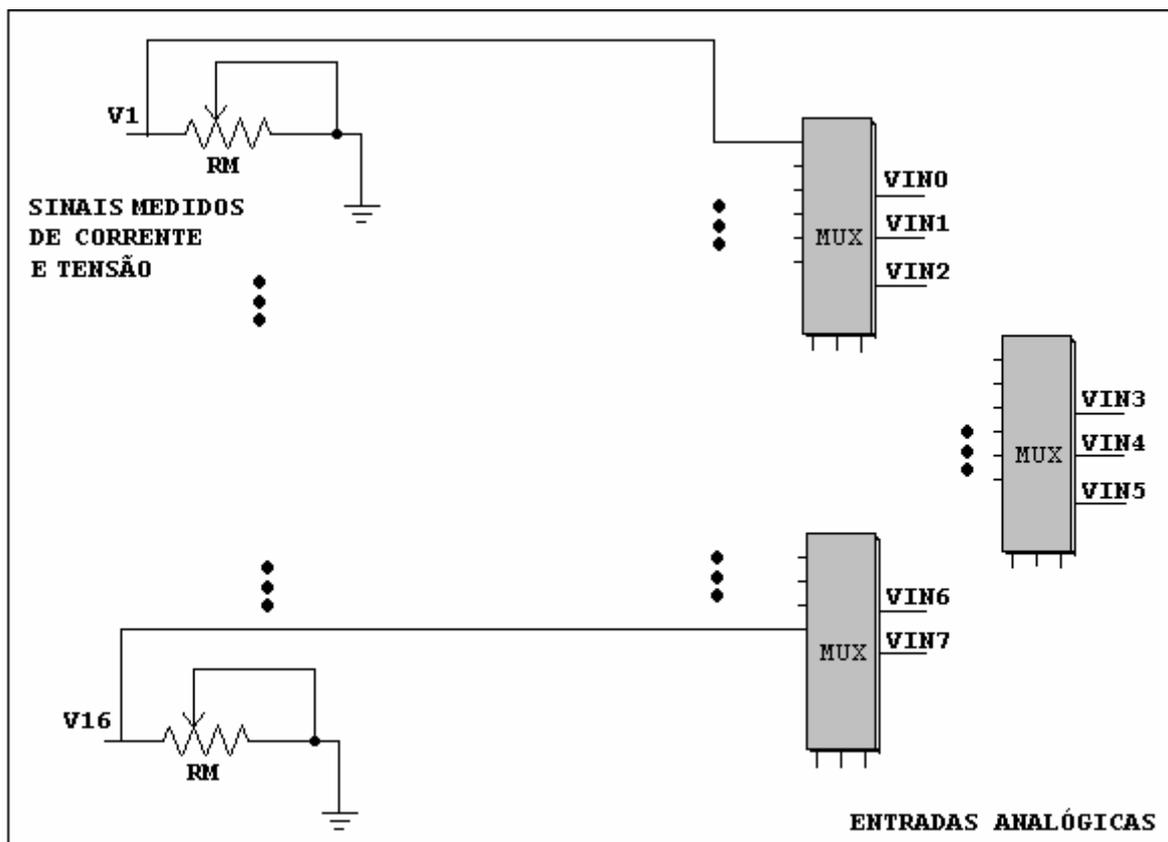


Figura A.10: Placa de interface A/D – Multiplexação de sinais analógicos – Diagrama de blocos

A.1.6 Placa de DSP e Conexão

A placa de Processamento Digital de Sinais (DSP) é um kit de desenvolvimento da Analog Devices ADDS-21992, responsável pelas seguintes funções:

- Conversão Analógico-Digital e Digital Analógico;
- Geração de sinais PWM;
- Controle e sincronização;

A placa de conexão serve como interface elétrica e mecânica entre a placa de DSP e de interface A/D. Ela está situada sobre a placa de DSP, na parte interna da porta do DVR.

APÊNDICE B – METODOLOGIA DE TESTES DO PROTÓTIPO DE DVR

B.1 Metodologia de Testes de *Voltage Sags*

Os testes realizados no Laboratório de Eletrônica de Potência da EPUSP foram realizados com base na montagem observada na Figura B.1. A carga é composta de três caixas de resistores para tensão CA de linha 220V/60Hz. Cada caixa é composta por seis resistores de 500Ω , que ligados em paralelo totalizam $R_C = 83,33\Omega$. Ligando-se a carga em delta, a corrente de fase é dada por (B.1).

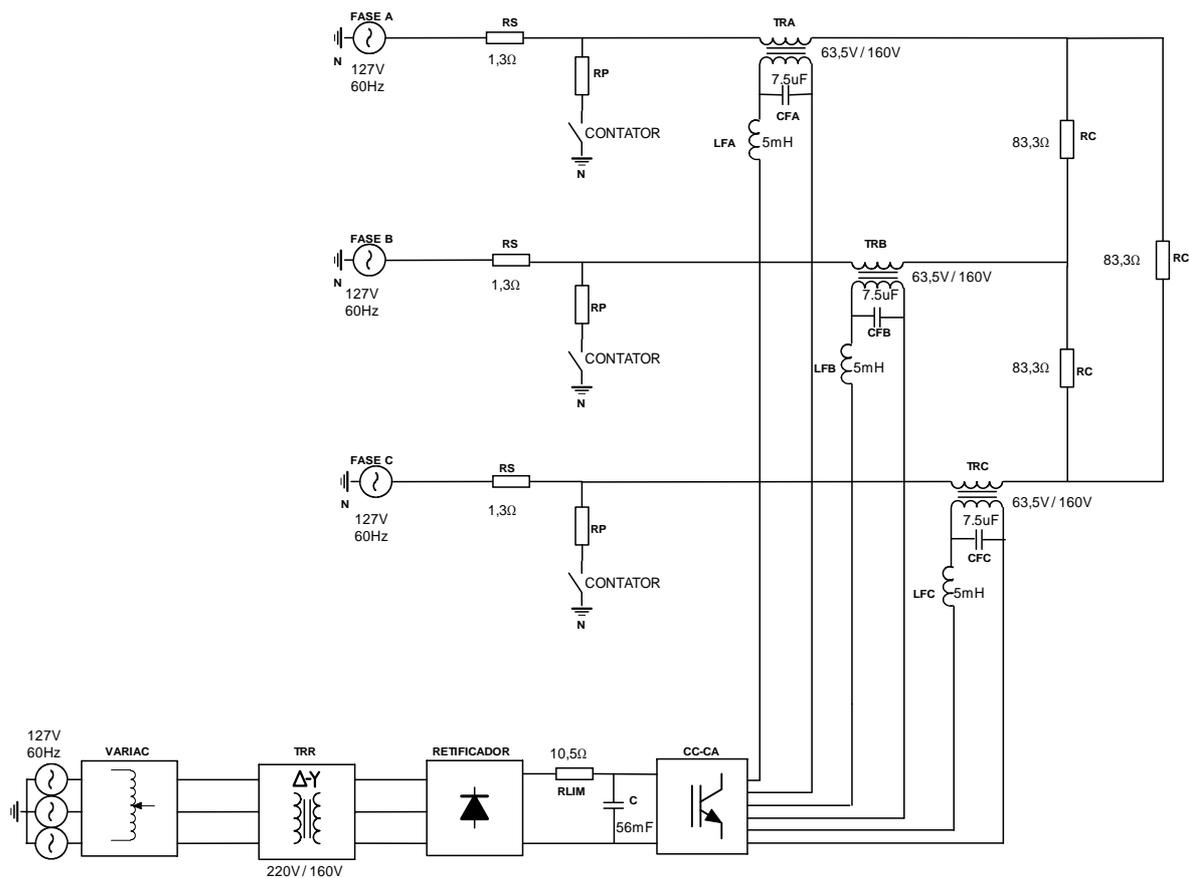


Figura B.1: Montagem de testes de *Voltage Sags* para o DVR

$$I_F = \frac{220}{500/6} = 2,64 A \quad (\text{B.1})$$

Deste modo, a corrente de linha é:

$$I_{\text{carga_teste}} = \sqrt{3} \cdot I_F = 4,57 A \quad (\text{B.2})$$

A corrente nominal de projeto do protótipo do DVR é igual a:

$$I_L = \frac{10 \cdot 10^3 VA}{\sqrt{3} \cdot 220V} = 26,24 A \quad (\text{B.3})$$

Deste modo, a porcentagem de carga sob a qual os testes foram realizados é:

$$\frac{I_{\text{carga_teste}}}{I_L} = \frac{4,57 A}{26,24 A} \times 100 = 17,42\% \quad (\text{B.4})$$

A potência trifásica da carga é igual a 1,74kW.

Os afundamentos de tensão, *Voltage Sags*, são provocados pela inserção dos resistores em paralelo (R_P) no circuito equivalente da fonte de alimentação através de um contator trifásico, conforme a Figura B.1. Em regime, com os contatos abertos, e desprezando a impedância de dispersão do transformador de injeção, a tensão v_{sag} vale:

$$v_{sag_pu} = v_{rede_pu} - R_{S_pu} \cdot I_{\text{carga_teste_pu}} \quad (\text{B.5})$$

$$v_{sag_pu} = 1 - R_{S_pu}, \quad (\text{B.6})$$

Onde:

R_{S_pu} - Resistência série equivalente de teste, em pu da base da carga;

v_{rede_pu} - Tensão de alimentação, rede 60Hz em pu da base da carga;

v_{sag_pu} - Tensão sob afundamento de tensão, em pu da base da carga;

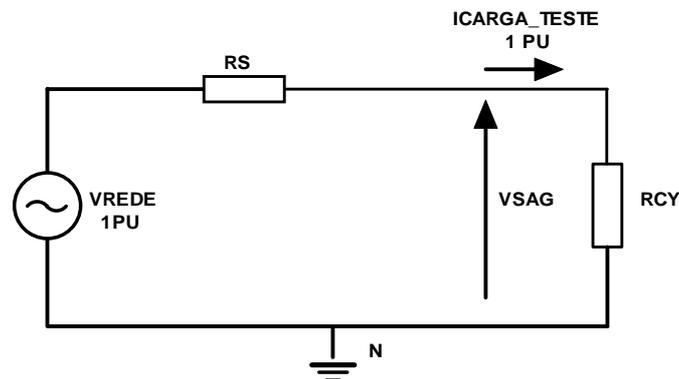


Figura B.2: Circuito equivalente por fase em regime

A resistência série de teste é obtida a partir da associação de três resistores $3R9/50W \pm 10\%$ em paralelo. Assim:

$$Z_{Bteste} = \frac{v_{rede}}{I_{cargateste}} = \frac{220}{\sqrt{3} \cdot 4,57} = 27,79\Omega$$

$$R_{S_pu} = \frac{3,9}{3 \cdot 27,79} = 0,0468 pu$$
(B.7)

onde Z_{Bteste} é a impedância base de teste. Ou seja, em regime, a tensão da carga é $v_{sag_pu} = 0,9532 pu$, e portanto a potência dissipada no resistor série é $P_{RS} = 27,1W$.

Nesta situação, o DVR está injetando a tensão necessária para corrigir componentes harmônicas de tensão provenientes da alimentação CA e correção de amplitude da ordem de 5%.

Com os contatos fechados, e novamente desprezando a impedância de dispersão do transformador de injeção, tem-se conforme Figura B.3:

$$v_{sag} = \frac{R_p // R_{CY}}{(R_p // R_{CY}) + R_S} \times v_{rede}, \quad (\text{B.8})$$

onde:

R_p - Resistência paralela equivalente de teste, em ohms;

R_{CY} - Resistência de carga por fase, em ohms;

R_S - Resistência série equivalente de teste, em ohms;

v_{rede} - Tensão de alimentação, 60Hz, em volts;

v_{sag} - Tensão sob afundamento de tensão em volts;

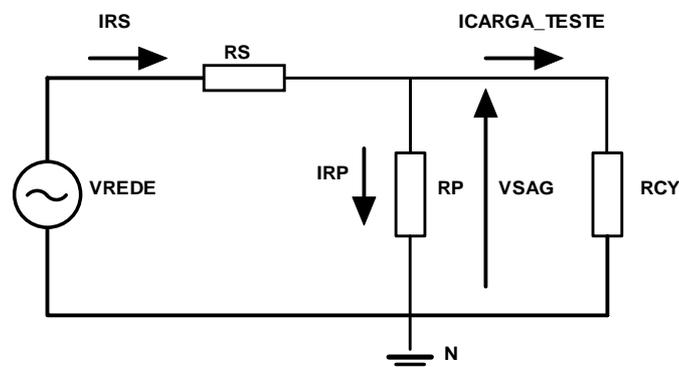


Figura B.3: Circuito equivalente por fase durante *Voltage Sag*

Como a carga é equilibrada, tem-se:

$$R_{CY} = \frac{R_C}{3} = 27,78\Omega \quad (\text{B.9})$$

A potência dissipada em R_p é:

$$P_{RP} = R_p \cdot \left\{ \frac{v_{rede} \cdot (R_p // R_{CY})}{(R_p // R_{CY}) \cdot [(R_p // R_{CY}) + R_s]} \right\}^2 \quad (\text{B.10})$$

$$P_{RP} = R_p \cdot \left[\frac{v_{rede}}{(R_p // R_{CY}) + R_s} \right]^2 \quad (\text{B.11})$$

A potência dissipada em R_s quando o contator está fechado é:

$$I_{RS} = I_{cargateste} + I_{RP} \quad (\text{B.12})$$

$$P_{RS} = R_s \cdot (I_{cargateste} + I_{RP})^2, \quad (\text{B.13})$$

onde:

I_{RS} - corrente no resistor série equivalente, em ampères

I_{RP} - corrente no resistor paralelo equivalente, em ampères

Os resistores equivalentes R_p e R_s estão montados em uma caixa com dezoito resistores $3R9/50W \pm 10\%$ (seis por fase), de modo a permitir diferentes valores de resistência por meio de chaves. Na Tabela B.1, são apresentadas diferentes configurações da caixa de resistores e calculados alguns parâmetros. Deve-se observar:

- A coluna R_s, R_p mostra os valores de resistência série e paralela para a configuração dada na coluna “Conf” em função de R, sendo $R = 3R9/50W \pm 10\%$.
- A coluna P_{R_SAG} mostra a maior a potência dissipada nos resistores R durante o *Voltage Sag*.
- Na coluna “Aplicação”, deve-se lembrar que a especificação do DVR contempla compensação de *Voltage Sags* monofásicos de até 0,5pu e *Voltage Sags* trifásicos de até 0,65pu.
- O resistor R_s é fixo e igual a $1,3\Omega$.

Tabela B.1: Parâmetros de teste

Conf.	R_P	v_{sag}		i_{RS}	i_{RP}	P_{RP}	P_{RS}	R_S, R_P	P_{R_SAG}	Aplicação
	Ω	V	pu	A	A	W	W	R		
1	1,30	62,04	0,48	52,30	47,73	2962	3556	$R_S = R/3$ $R_P = R/3$	1185W em $R/3(R_S)$; 987W em $R/3(R_P)$;	Desequilíbrio de tensão; <i>voltage sag</i> monofásico;
2	1,95	74,12	0,58	42,57	38,00	2816	2357	$R_S = R/3$ $R_P = R/2$	786W em $R/3(R_S)$; 1408W em $R/2(R_P)$;	Desequilíbrio de tensão; <i>voltage sag</i> monofásico e bifásico;
3	3,90	92,02	0,72	28,16	23,59	2170	1031	$R_S = R/3$ $R_P = R$	344W em $R/3(R_S)$; 2170W em $R(R_P)$;	<i>Voltage sag</i> monofásico, bifásico e trifásico;
4	5,85	100,10	0,79	21,69	17,12	1715	611	$R_S = R/3$ $R_P = 3R/2$	204W em $R/3(R_S)$; 1143W em $R(R_P)$; 286W em $2R(R_P)$;	<i>Voltage sag</i> monofásico, bifásico e trifásico;
5	7,80	104,65	0,82	17,98	13,42	1405	421	$R_S = R/3$ $R_P = 2R$	140W em $R/3(R_S)$; 702W em $R(R_P)$;	<i>Voltage sag</i> monofásico, bifásico e trifásico;
6	11,7	109,70	0,86	13,94	9,37	1028	253	$R_S = R/3$ $R_P = 3R$	84,3W em $R/3(R_S)$; 514W em $R(R_P)$;	<i>Voltage sag</i> monofásico, bifásico e trifásico;

Para os casos mostrados na Tabela B.1, é necessário fazer as conexões dos resistores R_S, R_P das três fases através das chaves *CHI-CH5* e de acordo com a Figura B.4. Ou seja, conforme as figuras B.1 e B.4, os *Voltage Sags* serão causados ao fechar o contator manualmente, conectando uma ou mais fases, conforme o caso descrito na Tabela B.1.

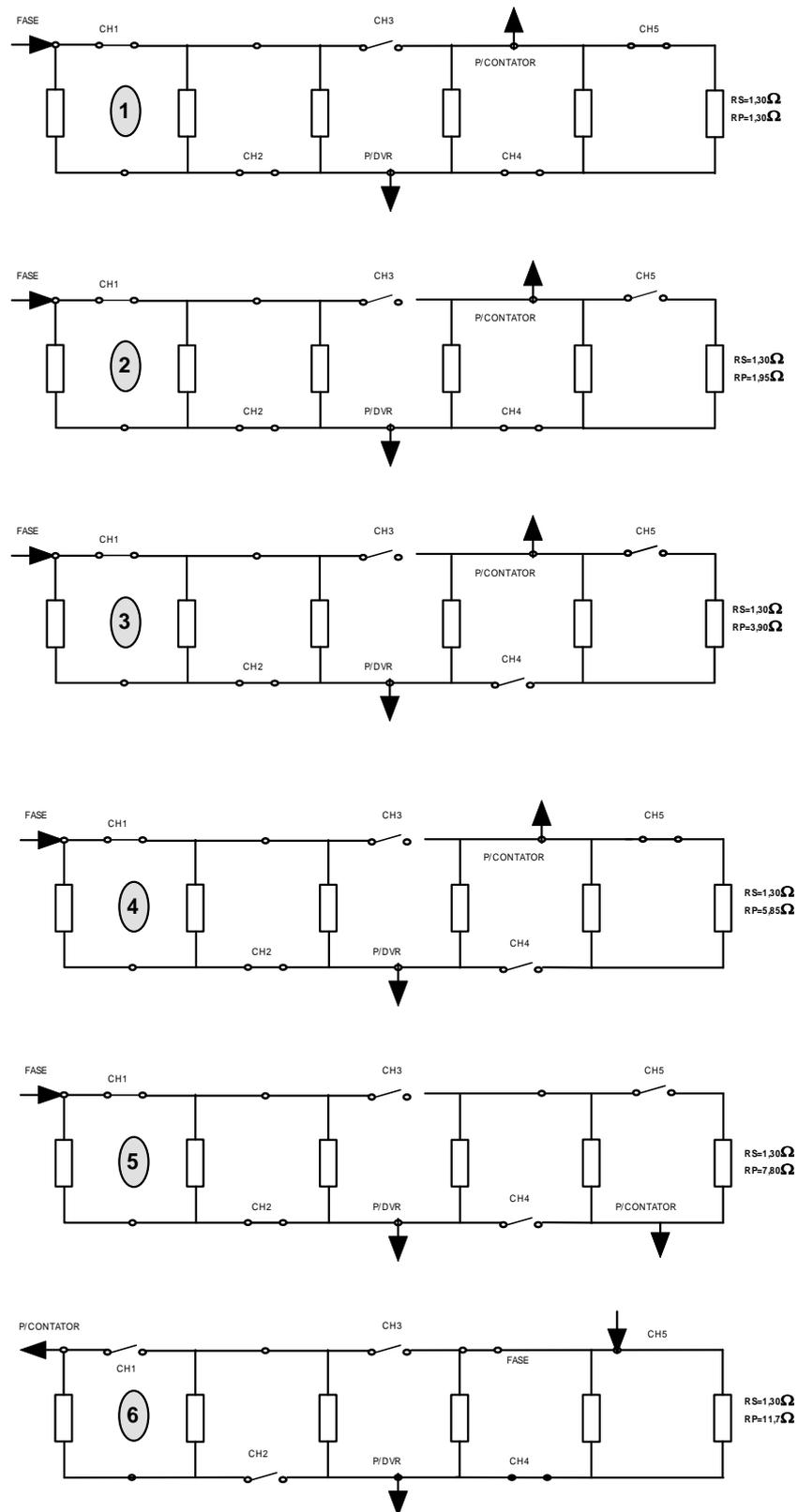


Figura B.4: Conexões da caixa de resistores para diferentes valores de *voltage sags*

B.2 Metodologia de Testes de Desequilíbrio de Tensão

O algoritmo de controle do DVR possibilita a correção de desequilíbrios de tensão. Para este tipo de teste, é utilizada a montagem das figuras B.1 e B.4 modificadas conforme Figura B.5.

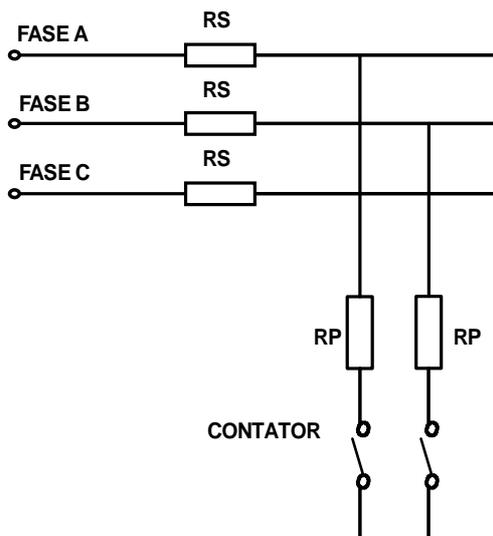


Figura B.5: Esquema elétrico de testes de desequilíbrio de tensão

Ao fechar o contator, dois resistores equivalentes R_p serão conectados ao circuito sem a ligação com o neutro. O diagrama fasorial para esta situação é mostrado na Figura B.6.

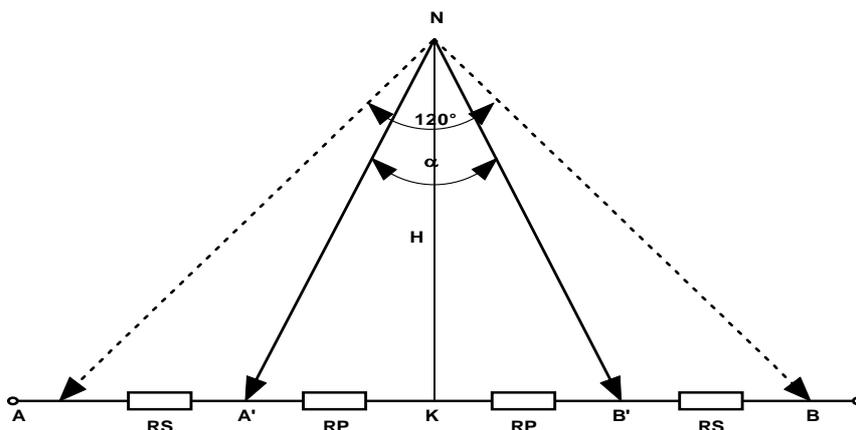


Figura B.6: Diagrama fasorial antes (tracejado) e durante desequilíbrio de tensão

Para o circuito sob teste na situação normal os módulos das tensões de fase e linha valem:

$$\begin{aligned} |V_{AN}| = |V_{BN}| = |V_{CN}| &= 127V \\ |V_{AB}| = |V_{BC}| = |V_{CA}| &= 220V \end{aligned} \quad (\text{B.14})$$

Nos triângulos BKN e B'KN da Figura B.7, tem-se:

$$|V_{BK}| = \frac{|V_{AB}|}{2} = 110V \quad (\text{B.15})$$

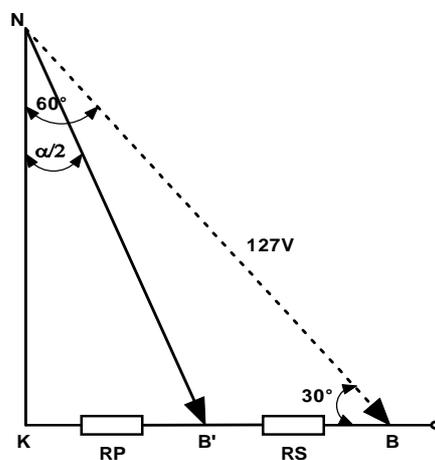


Figura B.7: Diagrama fasorial antes (tracejado) e durante desequilíbrio de tensão – detalhe

Aplicando divisor de tensão:

$$|V_{B'K}| = \frac{R_p \cdot |V_{BK}|}{R_p + R_s} = \frac{110R_p}{R_p + R_s} \quad (\text{B.16})$$

A altura H dos triângulos é:

$$H = |V_{BN}| \cdot \text{sen } 30^\circ = 63,5V \quad (\text{B.17})$$

Deste modo, a defasagem entre as fases A e B é dado por:

$$\operatorname{tg}\left(\frac{\alpha}{2}\right) = \frac{|V_{B'K}|}{H} \quad (\text{B.18})$$

$$\alpha = 2 \cdot \operatorname{arctg}\left(\frac{\sqrt{3} \cdot R_P}{R_P + R_S}\right) \quad (\text{B.19})$$

A Tabela B.2 mostra as defasagens calculadas para as configurações da Tabela B.1.

Tabela B.2: Defasagem e *Voltage Sag* – teste de desequilíbrio de tensão

Conf.	R_P	v_{sag}		R_S, R_P	α
	Ω	V	pu	R	Graus
1	1,30	62,04	0,48	$R_S = R/3$ $R_P = R/3$	81,78
2	1,95	74,12	0,58	$R_S = R/3$ $R_P = R/2$	92,20
3	3,90	92,02	0,72	$R_S = R/3$ $R_P = R$	104,82
4	5,85	100,10	0,79	$R_S = R/3$ $R_P = 3R/2$	109,58
5	7,80	104,65	0,82	$R_S = R/3$ $R_P = 2R$	112,07
6	11,7	109,70	0,86	$R_S = R/3$ $R_P = 3R$	114,64

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Ahn, S.U.; Jardini, J.A.; Masuda, M.; Silva, F.A.T.; Copeliovitch, S.; Matakas, L.; Komatsu, W.; Galassi, M.; Ortiz, F.; Camargo, J.; Zanetti, E.R. Mini DVR - dynamic voltage restorer with active harmonic filter (tests of prototype). In: International Conference on Harmonics and Quality of Power, 11, Lake Placid, 2004, Conference Record. Potsdam, Clarkson University, 2004. p.559-566.
- Bollen, M. H. J. Understanding Power Quality Problems. Voltage Sags and Interruptions. Power Engineering. IEEE Press, 2000.
- Brumsickle, W.E.; Luckjiff, G.A.; Schneider, R.S.; Divan, D.M.; McGranaghan, M.F. Dynamic Sag Correctors: Cost-Effective Industrial Power Line Conditioning. IEEE Transactions on Industry Applications, v.37, n.1, p.212-217, Jan/Feb. 2001.
- Choi, S.S.; Li, B.H.; Vilathgamuwa, D.M. Dynamic voltage restoration with minimum energy injection. IEEE Transactions on Power Systems, v.15, n 1, p.51-57, Feb. 2000a
- Choi, S.S.; Li, B.H.; Vilathgamuwa, D.M. On the injection transformer used in the dynamic voltage restorer. In: International Conference on Power System Technology (PowerCon 2000), 4, Perth, 2000, Proceedings. Piscataway, IEEE, 2000b, v.2, p.941-946.
- Divan, D. M.; Luckjiff, G.; Schneider, R.; Brumsickle, W. E.; Kranz, W. R. Dynamic Voltage Sag Correction. U.S.Patent 6,118,676, Sep. 2000
- Espinoza, J. R.; Morán, L. A.; Zargari, N. R. Multi-Level Three-Phase Current Source Inverter based Series Voltage Compensator. In: IEEE Conference on Power Electronics Specialists, 36, Recife, 2005, Conference Record, Piscataway, 2005 p.2264-2269.

- Fitzer, C.; Arulampalam, A.; Barnes, M.; Zurowski, R. Mitigation of saturation in dynamic voltage restorer connection transformers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v.17, n. 6, p.1058-1066, Nov. 2002.
- Haque, M.H. Voltage sag correction by dynamic voltage restorer with minimum power injection. *IEEE Power Engineering Review*, v.21, n5, p.56-58, May 2001.
- IEEE recommended practices for monitoring electric power quality, IEEE Std. 1159-1995.
- IEEE Standard for Ferroresonant Voltage Regulators, IEEE Std 449-1998 (Revision of IEEE Std 449-1990).
- Junqueira, A. D.; Matakas JR, L.; Komatsu, W. Digital Implementation of Three-Phase Rectifier with Dead-Beat Controller. *Revista de Eletrônica de Potência da SOBRAEP*, v.7, n.1, p. 30-37, Nov. 2002.
- Funahashi, S.; Yamamoto, H.; Hosokawa, Y.; Tamai, S. An Application of a Low Loss Solid-State Transfer Switch (SSTS) in Shanghai. In: *International Power Electronics Conference*, 4, Niigata, 2005. Proceedings. Tokyo, IEEJ, 2005, p.482-488.
- Komatsu, W.; Matakas Jr., L.; Jardini, J. A.; Ahn, S. U.; Galassi, M.; Martinz, F. O. A Low Power Dynamic Voltage Restorer With Voltage Harmonic Compensation. In: *COBEP 2005*, 8, Recife, 2005. *Anais. Campinas, SOBRAEP*, 2005, p. 587-592.
- Lamoree, J.; Mueller, D.; Vinett, P.; Jones, W. Voltage sag analysis case studies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 30, n. 4, p.1083-1089, Jul/Aug 1994.
- Li, B.H.; Choi, S.S.; Vilathgamuwa, D.M. Transformerless dynamic voltage restorer. *Generation, IEE Proceedings-Transmission and Distribution*, v.149, n.3, p.263-273, May 2002.

- Martinz, F. O.; Galassi, M.; Junqueira, A. D.; Matakas Jr., L. Stability Analysis Of A Digital Predictive Current Controller For Pwm Converters. In: COBEP 2005, 8, Recife, 2005. Anais. Campinas, SOBRAEP, 2005, p. 146-150.
- Mattavelli P., and Buso S., Uninterruptable power supply multi-loop control employing digital predictive voltage and current regulators, IEEE Transactions on Industry Applications, v.37, n.6, p.1846-1854, Nov/Dec 2001.
- Maule, D. Guia de Aplicação de Qualidade de Energia. Disponível em: <<http://www.procobrebrasil.org>>. Acesso em: 23 jan. 2003.
- Melhorn, C.J.; Davis, T.D.; Beam, G.E. Voltage sags: their impact on the utility and industrial customers. IEEE Transactions on Industry Applications, v.34, n.3, p.549-558, May/June 1998.
- Meyer, C.; Romaus, C.; De Doncker, R.W. Optimized Control Strategy for a Medium-Voltage DVR. In: IEEE Conference on Power Electronics Specialists, 36, Recife, 2005, Conference Record, Piscataway, 2005, p.1887-1893.
- Middlekauff, S.W.; Collins, E.R., Jr. System and customer impact: considerations for series custom power devices. IEEE Transactions on Power Delivery, v.13, n.1, p.278-282, Jan. 1998.
- Nielsen, J. G.; Blaabjerg, F. Comparison of system topologies for dynamic voltage restorers. In: Industry Applications Conference, 36, Chicago, 2001, Conference Record, Piscataway, 2001, v.4, p.2397-2403.
- Pomilio, J. A. Conversores CC-CA para acionamento de máquina de indução trifásica. Disponível em:<<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/files/eltpot/cap7.pdf>>. Acesso em: 03 fev. 2006.
- Praveen, J.; Muni, B.P.; Venkateshwarlu, S.; Makthal, H.V. Review of dynamic voltage restorer for power quality Improvement. In: IEEE Industrial Electronics Society

Annual Conference, 30, Pusan, 2004, Conference Record, Piscataway, 2004, v.1, p.749-754.

Routimo, M.; Salo, M.; Tuusa, H. Comparison of Voltage-Source and Current-Source Shunt Active Power Filters. In: IEEE Conference on Power Electronics Specialists, , 36, Recife, 2005, Conference Record, Piscataway, 2005 p.2571-2577

Schoenung, S.M.; Meier, W.R.; Fagaly, R.L.; Heiberger, M.; Stephens, R.B.; Leuer, J.A.; Guzman, R.A. Design, Performance and cost characteristics of high temperature superconducting magnetic energy storage. IEEE Transactions on Energy Conversion, v.8, n.1, p.33-39, March 1993

Silva, S.M. Estudo e Projeto de um Restaurador Dinâmico de Tensão. Minas Gerais, 1999. 196p. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Minas Gerais.

Sullivan, M.J.; Vardell, T.; Johnson, M. Power interruption costs to industrial and commercial consumers of electricity. IEEE Transactions on Industry Applications, v.33, p.1448-1458, Nov/Dec 1997.

Viktorin, O.; Driesen, J.; Belmans, R. Comparison of dynamic restorer topologies. In: Power Tech, 5, Bologna, 2003, Conference Proceedings, Bologna, University of Bologna, v.3, p.6.