



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Restaurador Dinâmico de Tensão Utilizando Transformadores com Enrolamentos Abertos e Inversores com Barramentos Isolados

Gregory Arthur de Almeida Carlos

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação da Universidade Federal de Campina Grande - Campus I, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de mestre em ciências no domínio em Engenharia Elétrica.

Área de Conhecimento: Processamento de Energia

Orientadores:

Dr. Ing. Cursino Brandão Jacobina

Dr. Sc. Euzeli Cipriano dos Santos Júnior

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Gregory Arthur de Almeida Carlos, Julho de 2012

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

C284r Carlos, Gregory Arthur de Almeida.
Restaurador dinâmico de tensão utilizando transformadores com enrolamentos abertos e inversores com barramentos isolados / Gregory Arthur de Almeida Carlos. – Campina Grande, 2012.
117f. : il.

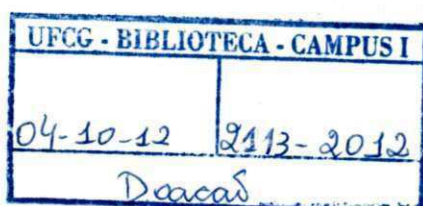
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática.

Orientadores: Prof. Dr. Ing. Cursino Brandão Jacobina, Prof. Dr. Sc. Euzeli Cipriano dos Santos Júnior.

Referências.

1. Qualidade de Energia. 2. Afundamentos de Tensão. 3. DVR. 4. OEW. 5. Perdas. 6. Multinível. I. Título.

CDU 621.3 (043)




RESTAURADOR DINÂMICO DE TENSÃO UTILIZANDO TRANSFORMADORES
COM ENROLAMENTOS ABERTOS E INVERSORES COM
BARRAMENTOS ISOLADOS


GREGORY ARTHUR DE ALMEIDA CARLOS

Dissertação Aprovada em 21.06.2012


CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador


EUZELI CIPRIANO DOS SANTOS JÚNIOR, D.Sc., UFCG
Orientador


ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA
Componente da Banca


EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFCG
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
JUNHO - 2012

Dedico este trabalho aos meus pais, Marluce e José Carlos, por terem dedicado a vida na educação e bem estar dos seus filhos.

Agradecimentos

Agradeço a Deus por estar sempre comigo.

Aos Meus pais, Marluce de Almeida Carlos e José Carlos Filho pelo suporte, apoio e conselhos da vida.

Aos meus irmãos, Guibergue e Gustavo pelo apoio e compreensão.

Aos professores Cursino Brandão Jacobina e Euzeli Cipriano dos Santos pelos ensinamentos e motivações que me foram dados durante a realização deste trabalho. Agradeço aos professores que compõem o departamento de Engenharia Elétrica da UFCG, em especial aos professores Edison Roberto Cabral, Alexandre Cunha Oliveira, Edgard Roosevelt Braga Filho, Antônio Epaminondas do Nascimento, Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa pelos ensinamentos e conselhos passados em salas de aula.

Aos companheiros do LEIAM: Abinadabe, Álvaro, Antônio Isaac, Antônio de Paula, Ayslan, Alysson, Bruno, Canindé, Edgard, Fabrício, João Helder, Montiê, Lucas, Luciano, Nady, Nustenil, Roberto, Tâmisia, Vagner, Vinícius, Víctor Santiago, Victor Melo, e a todos aqueles que contribuíram direta ou indiretamente com este trabalho.

Agradeço ao Instituto Federal de Alagoas pela compreensão e apoio dado para finalização deste trabalho.

Sou grato ao CNPq pelo suporte financeiro que permitiu a realização deste trabalho.

Resumo

Existem vários tipos de distúrbios que podem causar o mau funcionamento de um sistema elétrico, o que caracteriza-o como uma fonte de alimentação de baixa qualidade de energia. Entre tais problemas, destacam-se os afundamentos de tensão (*sags*) e elevações de tensão (*swells*). Um dispositivo capaz de mitigar tais problemas é o restaurador dinâmico de tensão (DVR). Tal dispositivo pode compensar distorções harmônicas, saltos de ângulo de fase e eventuais desequilíbrios da rede de maneira que a carga não seja afetada.

Este trabalho apresenta uma estrutura DVR obtida via conexão série de dois inversores trifásicos. Tal arranjo visa alimentar os transformadores de injeção do DVR com seus enrolamentos abertos. Esta topologia de inversor é comumente usada em acionamento de máquinas com terminais a enrolamentos abertos, conhecida na literatura como OEW (do inglês *Open-End Winding*). Neste trabalho, a topologia em estudo engloba alguns aspectos como: (i) Modelo e configuração do DVR, (ii) Estratégia de chaveamento Híbrida PWM, (iii) princípios básicos de operação e (iv) estudos comparativo com relação a estrutura convencional.

As principais vantagens da estrutura proposta em comparação com a convencional são: (i) distorção harmônica reduzida (operando na mesma frequência de chaveamento), (ii) perdas reduzidas no conversor (operando com o mesmo nível de distorção harmônica), (iii) menores esforços (*stress*) nas chaves de potência e (iv) capacidade de tolerância a falhas. O sistema do DVR proposto adequa-se para aplicações em sistemas de média e alta tensão visto que o mesmo é capaz de gerar tensões com maior número de níveis, caracterizando-a em uma estrutura multinível. Os estudos feitos são validados através de resultados de simulação e experimentais.

Palavras-chave: Qualidade de Energia, Afundamentos de tensão, DVR, OEW, Perdas, multinível.

Abstract

There are several types of troubles that can cause the systems to malfunction, meaning in a poor quality of the power supply. Among them, voltage sags and swells are noteworthy. A device capable of mitigating such troubles is the Dynamic Voltage Restorer (DVR). Such device can compensate harmonics distortion, phase jump, and any unbalance in the grid voltage so that the load is not affected

This work presents a DVR obtained through a series connection of two three-phase inverters. Such connection is obtained due to open-end winding arrangement of the transformer. This topology inverter is used commonly for machine drives with open-end windings, known in literature as OEW. The topology presented includes such aspects as: (i) DVR configuration and model (ii) Hybrid PWM strategy, (iii) basic operate principles and (iv) comparative studies to the conventional configuration.

The main advantages of the proposed topology compared to the conventional one are: (i) reduced harmonic distortion (operating at the same switching frequency), (ii) reduced converter losses (operating with the same harmonic distortion), (iii) reduced voltage rating of the power switches and (iv) fault tolerant capability. The proposed DVR system is suitable for medium/high voltage applications since it can generate voltages with more levels numbers, making it a multilevel structure. The studies are validated by experimental results and simulated results.

Keywords: Power Quality, voltage sags, DVR, OEW, Losses, multilevel.

Índice

Agradecimentos	iii
Resumo	iv
Abstract	v
Índice	vi
Índice de Tabelas	ix
Índice de Figuras	x
Glossário	xiv
1 Introdução Geral	1
1.1 Motivação	1
1.2 Qualidade de Energia Elétrica (QEE)	2
1.2.1 Definição	2
1.2.2 Problemas	3
1.2.3 Aspectos Normativos	6
1.2.4 Curva de sensibilidade ITI (CBEMA)	9
1.2.5 Soluções Baseadas em Eletrônica de Potência	10
1.3 Objetivos do trabalho	11
1.4 Conclusão	12
2 O Restaurador Dinâmico de Tensão (DVR)	13
2.1 Considerações quanto aos afundamentos de tensão	13
2.2 Revisão Bibliográfica	16

2.2.1	Introdução	16
2.2.2	Primeiros estudos e testes funcionais	17
2.2.3	Controle do DVR	19
2.2.4	Topologias do sistema	21
2.2.5	Configurações dos inversores	23
2.2.6	Modulação PWM	24
2.3	Breve descrição da estratégia PWM para estrutura convencional	25
2.4	Breve descrição da estratégia PWM para estrutura com seis braços	27
2.5	Conclusão e considerações	28
3	Restaurador Dinâmico de Tensão (DVR) Proposto	29
3.1	Modelo do DVR Proposto	29
3.1.1	Introdução	29
3.1.2	Modelo dos inversores trifásicos	30
3.1.3	Modelo e especificações dos transformadores de injeção	31
3.1.4	Modelo do Filtro de alta frequência	32
3.1.5	Modelo Geral	33
3.2	Controle do DVR	35
3.2.1	Estratégia de controle de tensão por PWM	35
3.2.2	Controladores de tensão na carga	42
3.2.3	Sincronismo com a rede (PLL)	43
3.3	Conclusão e considerações	46
4	Análises e Resultados	47
4.1	Resultados de simulação	47
4.1.1	Afundamento de tensões do tipo trifásico balanceado	48
4.1.2	Afundamento de tensões do tipo trifásico desbalanceado	57
4.1.3	Afundamento de tensões do tipo bifásico	61
4.1.4	Afundamento de tensão do tipo monofásico	65
4.1.5	Elevação de tensões	68
4.2	Resultados Experimentais	70
4.3	Análise da WTHD	78
4.4	Análise comparativa das perdas nos semicondutores	84

4.4.1	Estudo comparativo com o DVR convencional e seis braços	84
4.5	Análise da disponibilidade de tensão nos barramentos	89
4.6	Análise comparativa de custo do conversor	94
4.7	Estudo da operação com barramentos CC distintos	95
4.8	Conclusão	99
5	Conclusão Geral e Trabalhos Futuros	101
5.1	Introdução	101
5.2	Síntese do trabalho de dissertação	101
5.3	Conclusão Geral	104
5.4	Trabalhos Futuros	106
	Referências	107
	A Plataforma de ensaios experimentais	114
	I Anexo - Artigos Publicados	117
I.1	DVR with Open-End Winding Transformer, IECON 2011, Melbourne	117
I.2	Hybrid PWM Strategy Applied to a Dynamic Voltage Restorer with Open- End Winding Transformer, PCIM (South America) 2012, São Paulo	117

Índice de Tabelas

1.1	Principais problemas e seus efeitos	6
1.2	Características típicas dos problemas em QEE segundo IEEE 1159 [1]	7
1.3	Características das variações de tensão segundo EN 50160, [2]	8
1.4	Classificação das variações de tensão de curta duração segundo a ANEEL, [3]	8
1.5	Comparativo entre as soluções destacadas para variações de tensão	11
3.1	Parâmetros dos transformadores de injeção	32
4.1	Principais parâmetros de simulação utilizados.	47
4.2	Principais parâmetros do sistema simulado em baixa tensão.	48
4.3	Principais parâmetros da montagem experimental.	70
4.4	Custo dos principais componentes para inversores em um DVR.	94
4.5	Análise da WTHD das tensões geradas na estrutura OEW com barramentos distintos $v_{ca} = 66,7\%$ e $v_{cb} = 33,3\%$ e utilizando-se 1 portadora.	96
4.6	Análise da WTHD das tensões geradas na estrutura OEW com barramentos distintos $v_{ca} = 66,7\%$ e $v_{cb} = 33,3\%$ e utilizando-se 2 portadoras.	97

Índice de Figuras

1.1	Principais distúrbios (fonte: [4]).	5
1.2	Problemas de QEE em clientes industriais.	5
1.3	Curva ITI (CBEMA).	9
2.1	Representação vetorial de <i>sags</i> balanceados:	14
2.2	Representação vetorial de <i>sags</i> desbalanceados:	15
2.3	Representação vetorial de <i>sags</i> monofásicos:	16
2.4	Histograma dos artigos publicados sobre DVRs.	17
2.5	Três métodos de estratégias de controle propostos em [5].	21
2.6	Topologia de Sistema do DVR sem armazenamento de energia: (a) Sistema 1, (b) Sistema 2.	22
2.7	Topologia de Sistema do DVR com armazenamento de energia: (a) Sistema 3, (b) Sistema 4.	23
2.8	Algumas estruturas de DVR existentes: (a) Convencional, (b) <i>Transformerless</i> , (c) Multinível (ponte H), (d) Inversor com seis braços.	24
2.9	Modelo básico da estrutura de DVR convencional.	26
2.10	Modelo básico da estrutura de DVR com seis braços (6B).	28
3.1	Modelo simplificado do DVR proposto para um sistema genérico	30
3.2	Circuito equivalente monofásico do transformador de injeção	32
3.3	Modelo Geral	34
3.4	Diagrama de blocos para a estratégia de chaveamento PWM proposta.	38
3.5	HPWM proposto para topologia OEW em uma fase: Modulante e portadora (superior), sinais de gatilho (centro) e tensão de pólo (inferior).	40
3.6	Tensões no inversor em uma fase: Tensões de pólo individuais (superior), Tensão de modo comum (centro) e tensão de fase (inferior).	41

3.7	Diagrama de bloco do controle em malha aberta	42
3.8	Diagrama de blocos do PLL monofásico utilizado.	43
3.9	Teste do PLL monofásico utilizado.	44
3.10	Variáveis manipuladas no PLL.	45
4.1	Tensões no sistema: (a) Rede de alimentação, (b) DVR (secundário do transformador), (c) Carga.	49
4.2	Tensões injetadas pelo DVR: (a), (c), (e) Primário do transformador, (b), (d), (f) Secundário do transformador.	50
4.3	Ampliação das tensões injetadas pelo secundário do transformador (v_{s123}).	52
4.4	Tensões na fase a : (a) de referência do PWM e (b) no DVR com 1 portadora e (c) 2 portadoras.	53
4.5	Tensões na fase b : (a) de referência do PWM e (b) no DVR com 1 portadora e (c) 2 portadoras.	53
4.6	Tensões na fase c : (a) de referência do PWM e (b) no DVR com 1 portadora e (c) 2 portadoras.	53
4.7	Tensão homopolar de referência ($v_{\mu 0}$) do PWM.	54
4.8	Tensões de pólo para fase a	55
4.9	Tensões de pólo para fase b	55
4.10	Tensões de pólo para fase c	55
4.11	Tensão de modo comum.	56
4.12	Tensão entre fases: (a) v_{p12} , (b) v_{p23} e (c) v_{p31}	56
4.13	Tensões no sistema: (a) Grid, (b) DVR (secundário do transformador), (c) Carga.	57
4.14	Tensões injetadas pelo DVR: (a), (c), (e) Primário do transformador, (b), (d), (f) Secundário do transformador.	58
4.15	Tensões injetadas sem filtro.	59
4.16	Tensões injetadas com filtro.	59
4.17	Tensões Auxiliares de referência.	60
4.18	Tensões injetadas com filtro.	60
4.19	Tensões no sistema: (a) Grid, (b) DVR (secundário do transformador), (c) Carga.	61

4.20	Tensão v_{nm} em um caso de afundamento bifásico.	61
4.21	Tensões injetadas pelo DVR: (a), (c), (e) Primário do transformador, (b), (d), (f) Secundário do transformador.	63
4.22	Tensões de pólo: (a), (c), (e) Inversor A, (b), (d), (f) Inversor B.	64
4.23	Tensão de modo comum v_{0a0b} para o caso de afundamento bifásico.	65
4.24	Tensões no sistema: (a) Grid, (b) DVR (secundário do transformador), (c) Carga.	65
4.25	Tensão v_{nm} em um caso de afundamento monofásico.	66
4.26	Tensões injetadas pelo DVR: (a), (c), (e) Primário do transformador, (b), (d), (f) Secundário do transformador.	66
4.27	(a) Tensões de referência e (b) tensões de pólo.	67
4.28	Tensões chaveadas no inversor: (a) pólo no inversor A, (b) pólo no inversor B.	67
4.29	Tensões no sistema para um caso trifásico: (a) Grid, (b) DVR (secundário do transformador), (c) Carga.	68
4.30	Tensões no sistema para um caso bifásico: (a) Grid, (b) DVR (secundário do transformador), (c) Carga.	68
4.31	Tensões no sistema para um caso monofásico: (a) Grid, (b) DVR (secundário do transformador), (c) Carga.	69
4.32	Tensão v_{nm} em três casos de elevação de tensão: (a) trifásica, (b) bifásica, (c) monofásica.	69
4.33	Diagrama esquemático da montagem experimental.	71
4.34	Tensões no sistema para uma fase: (a) Grid, (b) DVR e (c) Carga.	73
4.35	Tensões no lado primário do transformador de injeção do DVR: (a) estrutura convencional e (b) estrutura proposta.	74
4.36	Tensões no DVR em uma fase: (a) primário do transformador, (b) secundário do transformador e (c) ampliação da tensão no primário do transformador de injeção	75
4.37	Tensões no DVR proposto para uma fase: tensão de pólo efetiva (parte supe- rior), tensão de pólo individual no inversor A (parte central) e tensão de pólo individual no inversor B (parte inferior).	75
4.38	Implementação da estrutura com terminais a enrolamentos abertos (OEW): tensão de pólo efetiva (parte superior), tensão de modo comum (parte inferior).	76

4.39	Tensões do DVR durante o transitório de operação: (a) visão geral, (b) zoom no início da operação e (c) zoom no final da operação.	77
4.40	WTHD da tensão gerada pelo DVR - v_{p1}	79
4.41	WTHD das tensões geradas em função do índice de modulação m	79
4.42	WTHD das tensões de fase no DVR em função de μ_0	80
4.43	WTHD das tensões de fase no DVR como função de μ_1 : (a) Visão geral (b) ampliação da região em torno de $\mu_1 = 0,5$	81
4.44	WTHD das tensões de fase no DVR em função de μ_2 : (a) Visão geral (b) ampliação da região em torno de $\mu_2 = 0,5$	81
4.45	WTHD das tensões de fase no DVR em função de μ_3 : (a) Visão geral (b) ampliação da região em torno de $\mu_3 = 0,5$	82
4.46	WTHD das tensões de fase no DVR, com uma portadora, como função da variável auxiliar local: (a) μ_1 , (b) μ_2 e (c) μ_3	83
4.47	Perdas totais nos inversores.	86
4.48	Perdas em cada chave nos inversores.	88
4.49	Afundamento trifásico balanceado: (a) demanda de tensão do barramento, (b) comportamento das tensões de linha.	90
4.50	Afundamento trifásico desbalanceado: (a) demanda de tensão do barramento, (b) comportamento das tensões de linha.	91
4.51	Afundamento bifásico balanceado: (a) demanda de tensão do barramento, (b) comportamento das tensões de linha.	92
4.52	Afundamento monofásico: (a) demanda de tensão do barramento, (b) comportamento das tensões de linha.	93
4.53	tensão gerada em uma fase pelo DVR no enrolamento primário do transformador de injeção: (a) uma portadora, (b) duas portadoras.	98
A.1	Plataforma de ensaio experimental.	116
A.2	Diagrama esquemático.	116

Glossário

QEE	–	Qualidade de Energia Elétrica
CLP	–	Controlador Lógico Programável
CP	–	do inglês <i>Custom Power</i>
SDCD	–	Sistemas Digitais de Controle Distribuído
CNC	–	Comando Numérico Computadorizado
RMS	–	do inglês <i>Root Mean Square</i>
RLC	–	Circuito Resistivo Indutivo Capacitivo
EMI	–	do inglês <i>Electromagnetic Interference</i>
CUPS	–	do inglês <i>Custom Power Systems</i>
APF	–	do inglês <i>Active Power Filters</i>
DSTATCOM	–	do inglês <i>Distribution Static Synchronous Compensator</i>
DVR	–	do inglês <i>Dynamic Voltage Restorer</i>
UPS	–	do inglês <i>Uninterruptible Power Supplies</i>
SSTS	–	do inglês <i>Solid-State Transfer Switches</i>
SMES	–	do inglês <i>Super Conducting Magnetic Energy Storage Systems</i>
OEW	–	do inglês <i>Open-End Winding</i>
PWM	–	do inglês <i>Pulse Width Modulation</i>
CA	–	Corrente Alternada
CC	–	Corrente Contínua

-
- CBEMA – do inglês *Computer and Business Equipment Manufacturers Association*
- ITI – do inglês *Information Technology Industry Council*
- ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica
- IEEE – do inglês *Institute of Electrical and Electronics Engineers*
- EN – do inglês *European Norm*
- IGBT – do inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor*
- WTHD – do inglês *Weighted Total Harmonic Distortion*
- LV – do inglês *Low Voltage*
- MV – do inglês *Medium Voltage*
- HV – do inglês *High Voltage*

1

Introdução Geral

Este documento relata estudos sobre dispositivo para aplicações do tipo CP (do inglês *Custom Power*), bem como técnicas de controle elementares e características de seus elementos. O tipo de dispositivo tratado especificamente neste trabalho é denominado restaurador dinâmico de tensão, ou DVR (do inglês *Dynamic Voltage Restorer*). Neste capítulo, abordar-se-ão tópicos relacionados ao contexto, motivação, introdução aos conceitos sobre qualidade de energia elétrica, normatizações, objetivos do trabalho, e a organização geral do mesmo.

1.1 Motivação

Qualidade de Energia Elétrica (QEE) é um tema de cunho financeiramente global em processamento de energia. De fato, alguns estudos já apontaram que, anualmente, bilhões de dólares são perdidos no setor comercial e industrial americano, [6] e [7]. No Brasil a situação não é diferente [8]. Esta perda é consequência dos eventuais problemas associados ao mau funcionamento de diversos equipamentos, cargas e até mesmo do próprio sistema de potência, os quais caracterizam quão baixa poderá ser a QEE em um determinado sistema.

Estes problemas, comumente denominados de distúrbios, são as razões para se buscar otimizar os sistemas de potência como um todo. De fato, a proteção contra distúrbios tornou-se essencial devido ao fortalecimento do laço de sistemas computadorizados (eletroeletrônicos) com setores industriais, comerciais e residenciais, fazendo com que o rompimento desse laço seja cada vez menos aceitável [4].

É interessante observar que as cargas atuais estão mais sensíveis aos distúrbios se comparadas àquelas de décadas passadas. Com isso, justifica-se o compromisso existente da concessionária fornecer seu produto, energia elétrica, com a melhor qualidade possível ao consumidor, e este, estar ciente dos prejuízos que podem ser causados no seu processo por eventuais distúrbios elétricos. Estas cargas sensíveis decorrem dos avanços tecnológicos vinculados ao desenvolvimento de equipamentos derivados da eletrônica digital e eletrônica de potência.

As principais cargas sensíveis no cenário industrial são: Equipamentos eletrônicos microprocessados, Controladores Lógico Programáveis (CLPs), Sistemas Digitais de Controle Distribuído (SDCD), Comando Numérico Computadorizado (CNC) e Acionamentos à velocidade variável. No cenário residencial podem ser citadas máquinas programáveis de lavar, computadores, sistemas de refrigeração, dentre outros.

1.2 Qualidade de Energia Elétrica (QEE)

1.2.1 Definição

A definição para QEE, neste trabalho, é a mesma presente no dicionário de normas do *IEEE*: *O conceito de alimentação e aterramento de equipamentos eletrônicos de tal forma que a operação deste equipamento seja adequada e compatível com o sistema local e os outros equipamentos.*, [9].

Apesar dos diferentes conceitos encontrados na literatura [9] e [10], todos convergem para um mesmo ponto englobando as formas de onda de tensão e corrente em um sistema de corrente alternada (CA), a presença de harmônicos nos sinais de tensão tanto na rede quanto na corrente da carga, a presença de *spikes* e afundamentos de tensão momentâneos e outras questões relacionadas a distorção de uma forma de onda puramente senoidal.

1.2.2 Problemas

Os problemas em QEE vem sendo tratados na literatura por décadas [4], [11] e [12]. Estes problemas são caracterizados basicamente por qualquer divergência do perfil da forma de onda física no sistema elétrico, semelhante a uma senóide, de uma forma de onda senoidal. Dentre os vários distúrbios existentes, destacam-se os seguintes fenômenos ou grandezas mensuráveis [13]:

1. Spike: Trata-se de um evento rápido (ordem de nanosegundos) quando comparado ao período na rede elétrica (16 ms). O *spike* é uma abrupta elevação de tensão que pode atingir várias vezes o valor de pico da rede, seguido por queda igualmente rápida. Um dos agentes causadores do *spike* é o chaveamento de cargas indutivas (motores, solenóides, contadores, bobinas, etc). Enfim, o principal motivo do surgimento do *spike* é devido a força contra-eletromotriz (f.c.e.m).
2. Sag ou Dip: Consiste em uma redução no valor RMS da tensão entre 0,1 e 0,9 pu, tendo uma duração de meio ciclo de operação (8,33 ms) a menos de um minuto. Este tipo de afundamento de tensão pode ser instantâneo, momentâneo e temporário. A principal causa dos afundamentos de tensão é a partida de grandes motores elétricos, porém a conexão de grandes cargas também podem gerar esse tipo de distúrbio. Vale salientar também que a variação de tensão pode vir diretamente da concessionária de energia elétrica. De um modo geral, o efeito do *Sag* é sentido principalmente nos equipamentos eletro-eletrônicos, principalmente os de tecnologia da informação.
3. Subtensão: Ao contrário do *Sag*, a subtensão tem um período maior de duração. Não se trata de 30 ciclos de tensão abaixo da nominal, mas de minutos (mais de 60 ciclos) a até mesmo horas. Geralmente, a subtensão ocorre nos horários de pico, ou seja, das 18 às 21 horas (fora do horário de verão) e das 19 às 22 horas (durante o horário de verão).
4. Swell: É uma rápida elevação no valor RMS da tensão entre 1,1 e 1,8 p.u, com uma duração de 8,33 ms a menos de um minuto. Trata-se de um evento de curta duração que pode ser instantâneo, momentâneo ou temporário. A principal causa do *swell* é a manobra de cargas na rede, por exemplo, o desligamento de uma carga de baixa

- impedância em um ramal. A ausência dessa carga desestabiliza a rede por um breve instante gerando um *swell*. Outra causa pode ser devido ao desligamento de banco de capacitores.
5. Sobretensão: Este, difere do anterior no que diz respeito ao tempo de duração do evento. Enquanto o *swell* dura apenas alguns ciclos de senóide (ordem de ms), a sobretensão pode durar minutos ou até mesmo horas.
 6. Transitório: Consiste em uma variação momentânea indesejável da tensão de alimentação ou da corrente da carga. Transitórios são geralmente classificados em duas categorias: impulsivo e oscilatório. A principal causa de transitórios impulsivos são descargas caracterizadas por relâmpagos. No caso de transitórios oscilatórios, estes são causados por dispositivos de eletrônica de potência bem como circuitos *snubber* RLC.
 7. Desbalanceamento de tensão: Trata-se de uma relação da componente de sequência negativa ou nula com relação à componente de sequência positiva. Em sistemas de potência, tensões de sequência negativa ou zero, geralmente resultam do desbalanceamento de cargas causando a circulação de uma corrente de sequência negativa ou nula.
 8. Distorção Harmônica: Este efeito surge com o incremento de cargas não-lineares, ou seja, circuitos chaveados nas instalações, como reatores eletrônicos, fontes de computadores, inversores de frequência, entre outros. Os harmônicos presentes nesse fenômeno são medidos em inteiros múltiplos da frequência fundamental da fonte de alimentação. Os efeitos mais comuns causados devido a presença de distorção harmônica são: i) aquecimento excessivo dos cabos, ii) Disparo de dispositivos de proteção, iii) Ressonância, iv) EMI, v) Queda do fator de potência e vi) Excesso de corrente de neutro
 9. Notching: O *Notching* se enquadra em um caso especial dentre os transitórios e a a distorção harmônica. Sua característica é de uma perturbação periódica de tensão provocada pelo funcionamento normal de dispositivos de eletrônica de potência, quando a corrente é comutada de uma fase para outra. Um exemplo é o uso de conversores trifásicos que produzem continuamente uma corrente CC.
 10. Flicker: É um termo usado para descrever o efeito de pequenas variações em equipamentos elétricos de iluminação (particularmente lâmpadas com filamento de tungstênio).

11. Outage: Trata-se de uma interrupção a qual tem duração de mais de um minuto.

Alguns dos principais distúrbios considerados neste trabalho estão ilustrados na Fig. 1.1, com destaque para afundamento de tensão (*Sag*) sendo o principal problema em QEE tratado neste trabalho.

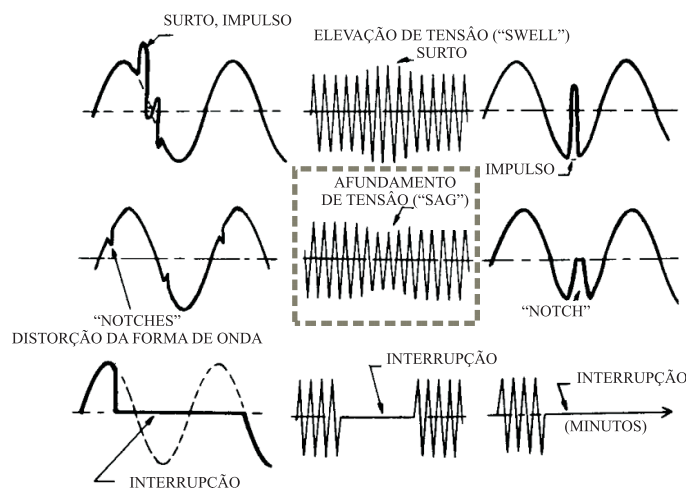


Figura 1.1: Principais distúrbios (fonte: [4]).

Tomando-se todos os tipos de distúrbios em QEE, os afundamentos de tensão (*Sags*), transitórios e interrupções momentâneas constituem 92% dos problemas de QEE encontrados nos clientes industriais [7], conforme a Fig. 1.2.

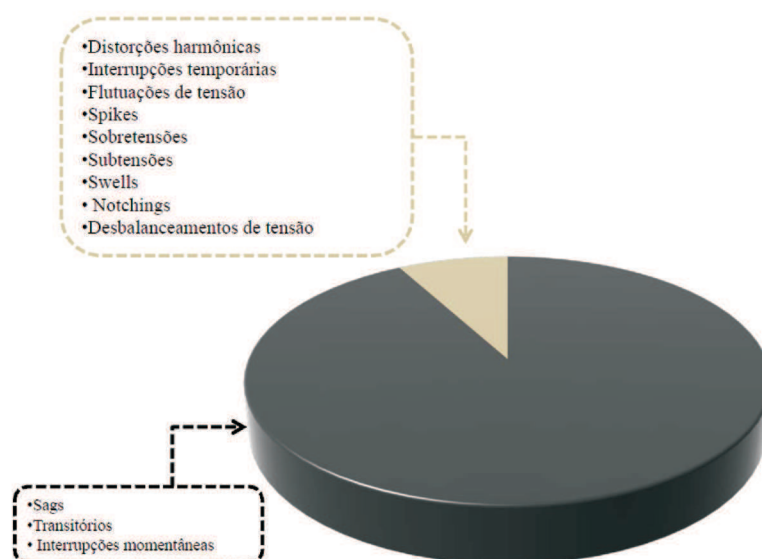


Figura 1.2: Problemas de QEE em clientes industriais.

Alguns efeitos causados por problemas em QEE

Na Tabela 1.1 tem-se alguns efeitos dos principais problemas comentados anteriormente com destaque para os *sags*.

Tabela 1.1: Principais problemas e seus efeitos

Distúrbio	Efeito
Transitórios	Travamento, erro de medida em equipamentos odonto-médico-hospitalares, queima de enrolamentos em transformadores, falha de softwares, queima de placas eletrônicas, travamento, perda de memória em controle de processo, parada de máquinas, dentre outros.
Sag	Reset indesejado, parada de máquinas, custos de reparo e de parada de produção em indústrias causando forte impacto financeiro no usuário final
Harmônicos	Calor excessivo e falta de estabilidade de tensão em transformadores, "zumbido" audível, dentre outros
Flicker	Radiação visual
Spike	Queima de placas eletrônicas, parada de máquinas, queima de fontes de alimentação, travamento, erro de medida em equipamentos odonto-médico-hospitalares
Sobretensão	Queima de placas eletrônicas, queima dos enrolamentos em transformadores, saturação, parada de máquinas, dentre outros

1.2.3 Aspectos Normativos

Comumente, no desenvolvimento de projetos se busca seguir um padrão, o qual atinge vários setores em QEE. O resultado são referências para se quantificar a qualidade de energia elétrica em um cenário de disputa compreendido pelas concessionárias, as quais ficam com o dever de criar níveis mínimos aceitáveis de qualidade de energia [11]. Os padrões variam de acordo com a região. Três tipos de normas são destacadas nesta seção.

IEEE 1159 (1995)

Trata-se de uma prática americana de recomendações pelo IEEE que define, caracteriza e interpreta os fenômenos eletromagnéticos que causam problemas à qualidade de energia elétrica com objetivo de facilitar a comunicação dentro da comunidade de QEE. A Tabela 1.2 lista os tipos de problemas existentes bem como valores típico de duração e magnitude.

Tabela 1.2: Características típicas dos problemas em QEE segundo IEEE 1159 [1]

Categorias	Conteúdo espectral	Duração	Magnitude de tensão
1.0 Transitórios			
1.1 Impulsivo			
1.1.1 Nanosegundo	5 ns	< 50 ns	
1.1.2 Microsegundo	1 μ s	50 ns	
1.1.3 Milesegundo	0,1 ms	> 1ms	
1.2 Oscilatório			
1.2.1 Baixa frequência	< 5 kHz	< 0,3 - 50 ms	0 - 4 pu
1.2.2 Média frequência	5 - 500 kHz	< 20 μ s	0 - 8 pu
1.2.3 Alta frequência	0,5 - 5 MHz	< 5 μ s	0 - 4 pu
2.0 Variações de curta duração			
2.1 Instantânea			
2.1.1 Sag		0,5 - 30 ciclos	0,1 - 0,9 pu
2.1.2 Swell		0,5 - 30 ciclos	1,1 - 1,8 pu
2.2 Momentânea			
2.2.1 Interrupção		0,5 - 3s	<0,1 pu
2.2.2 Sag		30 ciclos - 3s	0,1 - 0,9 pu
2.2.3 Swell		30 ciclos - 3s	1,1 - 1,4 pu
2.3 Temporária			
2.3.1 Interrupção		3s - 1 min	<0,1 pu
2.3.2 Sag		3s - 1 min	0,1 - 0,9 pu
2.3.3 Swell		3s - 1 min	1,1 - 1,2 pu
3.0 Variações de longa duração			
3.1 Falta		> 1 min	0,0 pu
3.2 Subtensão		> 1 min	0,8 - 0,9 pu
3.3 Sobretensão		> 1 min	1,1 - 1,2 pu
4.0 Desbalanceamento de tensão		regime perm.	0,5 - 2%
5.0 Distorção na forma de onda			
5.1 Offset		regime perm.	0 - 0,1%
5.2 Harmônicos	0 - 100° harm.	regime perm.	0 - 20%
5.3 Interharmônicos	0 - 6 kHz	regime perm.	0 - 2%
5.4 Notching		regime perm.	
5.5 Ruído	banda larga	regime perm.	0 - 1%
6.0 Flutuações de tensão	25 Hz	intermitente	0,1 - 7%
7.0 Variação na frequência		<10 s	0

As durações das categorias destacadas estão correlacionadas com o tempo de atuação da proteção e a divisão das durações recomendadas por organismos técnicos internacionais, como a UIE-DWG-2-92-D (1993) [14].

EN 50160

Esta norma descreve as características de tensão no sistema de distribuição europeu. Ela classifica afundamentos de tensão e eventuais interrupções. A maioria dos eventos descritos são relacionados a transitórios de sobretensão, sobretensão temporária, sags e interrupções de longa e curta duração, conforme mostra a Tabela 1.3.

Tabela 1.3: Características das variações de tensão segundo EN 50160, [2]

Tipo	Magnitude de tensão	Duração
Interrupção de curta duração	< 0,01 pu	0,5 ciclos - 3 min
Interrupção de longa duração	< 0,01 pu	> 3 min
Sag	0,1 - 0,9 pu	0,5 ciclos - 1 min
Transitório de sobretensão	> 1,1 pu	-
Sobretensão temporária	> 1,1 pu	-

ANEEL: Procedimentos de Distribuição - Módulo 8

É uma norma brasileira sobre os Procedimentos de Distribuição (Prodist) para a qualidade de energia aplicadas às concessionárias de energia elétrica brasileiras. Nesta norma encontram-se características, terminologia e parâmetros dos eventos associados a variação de tensão em curta duração tais como swells, sags e interrupções. Na mesma, encontra-se o estabelecimento de metodologia para apuração dos indicadores de continuidade.

Tabela 1.4: Classificação das variações de tensão de curta duração segundo a ANEEL, [3]

Classificação	Duração	Magnitude de tensão
1.0 Momentânea		
1.1 Interrupção	< 3s	< 0,1 pu
1.2 Sag	1 ciclo - 3s	0,1 - 0,9 pu
1.3 Swell	1 ciclo - 3s	> 1,1 pu
2.0 Temporária		
2.1 Interrupção	3s - 1 min	<0,1 pu
2.2 Sag	3s - 1 min	0,1 - 0,9 pu
2.3 Swell	3s - 1 min	> 1,1 pu

1.2.4 Curva de sensibilidade ITI (CBEMA)

A CBEMA (do inglês *Computer and Business Equipment Manufacturers Association*), uma associação de fabricantes de equipamentos, e o ITI (do inglês *Information Technology Industry Council*), um grupo voltado para os interesses da indústria de informática, propuseram uma curva de sensibilidade conhecida como curva ITI/CBEMA, ver Fig. 1.3, no intuito de avaliar a qualidade da tensão em um sistema de potência com relação aos eventos associados às variações de tensão em curta e longa duração.

Esta curva descreve a tolerância típica de diferentes tipos de computadores sujeitos a variações de tensão. Assim, esta curva vem se tornando referência para projeto de equipamentos mais sensíveis a serem aplicados nos sistemas de potência [11]. Observa-se que os equipamentos sensíveis citados anteriormente dizem respeito a equipamentos de tecnologia de informação e computadores. Logo, esta curva não se aplica a todos os tipos de cargas sensíveis. A aplicação desta curva é mais apropriada para equipamentos que operam com tensão nominal em torno de 120 Volts e frequência nominal em 60 Hz.

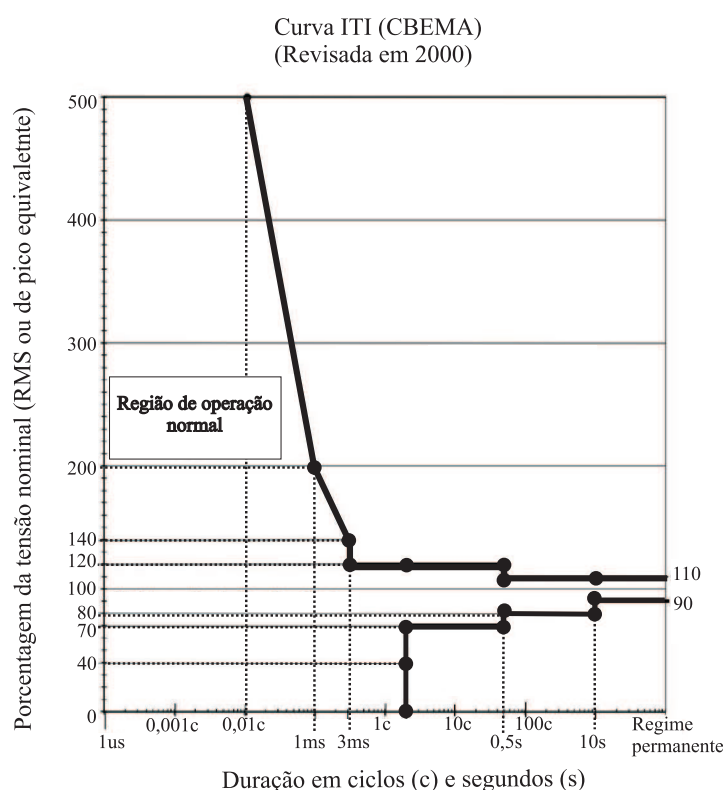


Figura 1.3: Curva ITI (CBEMA).

1.2.5 Soluções Baseadas em Eletrônica de Potência

Conforme é comentado em [6], existem dois possíveis grupos de soluções para os problemas em QEE. O primeiro visa garantir que os equipamentos usados nos processos (industriais, comerciais ou residenciais) sejam menos sensíveis aos distúrbios. O segundo consiste na instalação de dispositivos customizados para eliminar ou compensar os distúrbios. A Eletrônica de Potência está inserida fortemente no segundo grupo.

Dentre os vários dispositivos para CUPS (do inglês *Custom Power System*) destacam-se:

- **Filtros Ativos de Potência:** Presente na literatura como APF (do inglês *Active Power Filters*), estes dispositivos são capazes de compensar distúrbios como harmônicos de corrente e tensão;
- **Sistemas de armazenamento de energia:** Citados na literatura como BESS (do inglês *Battery Energy Storage System*), são apropriados para sistemas de energia renovável bem como nos circuitos auxiliares e deslocamentos de carga comumente encontrados em linhas de distribuição;
- **Compensador estático de distribuição:** Comumente conhecido como DSTATCOM (do inglês *Distribution Static Synchronous Compensator*), é uma solução adequada para variação de tensão. Esta solução é caracterizada por um tipo de compensação em paralelo;
- **Restaurador Dinâmico de Tensão:** Normalmente referenciado como DVR (do inglês *Dynamic Voltage Restorer*), é indicado para compensar afundamentos de tensão. A disposição deste dispositivo se caracteriza por uma compensação série. Maiores explicações serão apresentadas com relação a este dispositivo;
- **Fonte de tensão ininterrupta:** Conhecido na literatura como UPS (do inglês *Uninterruptible Power Supplies*) é capaz de solucionar a maior parte dos distúrbios existentes em QEE. Sua estrutura é composta por um conversor *back-to-back*. Devido a isso apresenta uma alta relação custo/benefício;
- **Chave de transferência de estado sólido:** Presente em vários trabalhos como SSTS (do inglês *Solid-State Transfer Switches*) este tipo de solução é caracterizado por compensar

uma falta utilizando outra unidade alimentadora de uma linha de distribuição;

- Sistemas de armazenamento de energia com material magnético supercondutor: Geralmente citados como SMES (do inglês *Superconducting Magnetic Energy Storage*) é um sistema de tecnologia avançada com altíssima capacidade de armazenamento de energia, capaz de compensar interrupções de tensão porém apresenta um elevado custo no mercado atual;

Três dispositivos (UPS, DVR e SSTS) foram destacados pelo fato de corrigir o mesmo tipo de distúrbio, os afundamentos de tensão (ou Sags). Uma comparação entre estes três tipos de dispositivos foi feita em [15] e mediante esta comparação conclui-se que STSS possui melhor relação custo/benefício caso exista um alimentador secundário. Caso contrário, o DVR é considerado a melhor solução em relação ao custo/benefício. Na Tabela 1.5, tem-se as principais características de cada dispositivo.

Tabela 1.5: Comparativo entre as soluções destacadas para variações de tensão

Dispositivo	Distúrbio	Armazenamento de Energia	Custo	Perdas
UPS	Interrupções, swells e sags	Sim	Alto	Elevadas
DVR	Sags e Swells	Sim	Médio	Baixas
SSTS	Interrupções, swells e sags	Não	Baixo	Baixas

1.3 Objetivos do trabalho

Este trabalho propõe uma estrutura de DVR consistindo de uma topologia de inversor de tensão conhecida como do tipo *Open-End-Winding* (OEW) usada comumente para alimentação de máquinas elétricas trifásicas e aplicações voltadas para estruturas multinível. Com o tipo de inversor OEW, o DVR proposto apresenta características de utilização de barramentos isolados com um nível de tensão inferior se comparado com a estrutura convencional. Muito embora não seja alvo deste trabalho, o DVR proposto pode possuir também característica de tolerância a falhas.

As principais contribuições buscadas neste trabalho são:

- Desenvolvimento de uma estratégia de modulação PWM Híbrida adaptada para a configuração de inversor tipo OEW;
- Estudo comparativo das perdas na estrutura de conversor OEW utilizado com a estrutura convencional e de seis braços;
- Características observadas com relação aos demais elementos do DVR tais como transformadores de injeção, e filtros de alta frequência do PWM;
- Implementação de um protótipo para validação dos resultados de simulação.

1.4 Conclusão

Este capítulo introduziu alguns conceitos considerados importantes para o enquadramento funcional do trabalho de dissertação apresentado. Dentre os problemas existentes em QEE, aqueles em que os DVRs podem mitigar são: i) elevações de tensão (*swells*), ii) afundamentos de tensão (*sags*), iii) distorção na forma de onda e iv) desbalanceamento de tensão na rede. No entanto, neste trabalho, apenas os afundamentos de tensão (balanceados e desbalanceados) serão enfatizados devido ao fato de serem problemas de maior relevância.

2

O Restaurador Dinâmico de Tensão (DVR)

Este capítulo apresenta conceitos básicos sobre o Restaurador Dinâmico de Tensão (DVR). Aqui, encontra-se uma breve revisão sobre os trabalhos já realizados na literatura bem como características elementares sobre os tipos de afundamentos de tensão, modelagem e estrutura de DVR usadas para estudos comparativos com a estrutura proposta OEW.

2.1 Considerações quanto aos afundamentos de tensão

Os afundamentos de tensão são tidos como o tipo de problema mais dispendioso em QEE e, também, de maior relevância [16], [17] e [18]. As características quanto à intensidade e duração deste evento já foram apresentadas nas Tabelas 1.2, 1.3 e 1.5. No entanto, existe outro parâmetro presente nos afundamentos de tensão comumente conhecido como salto de fase, o qual já foi abordado em [5].

Graficamente, o *sag* já foi apresentado na Fig. 1.1. Porém, para estudos de técnicas de detecção e estratégias de controle deve-se buscar sua representação vetorial. Assim, defini-se fasorialmente o *sag* como:

$$\bar{V}_{sag} = \bar{V}_{pre_{sag}} - \bar{V}_{pos_{sag}} \quad (2.1)$$

Basicamente, no que diz respeito aos tipos de afundamentos de tensão (*sags*), pode-se subdividi-los em três grupos:

1. Balancedos: Neste grupo encontram-se os afundamentos de tensão trifásicos e bifásicos equilibrados com ou sem salto de fase, conforme ilustra a Fig. 2.1.

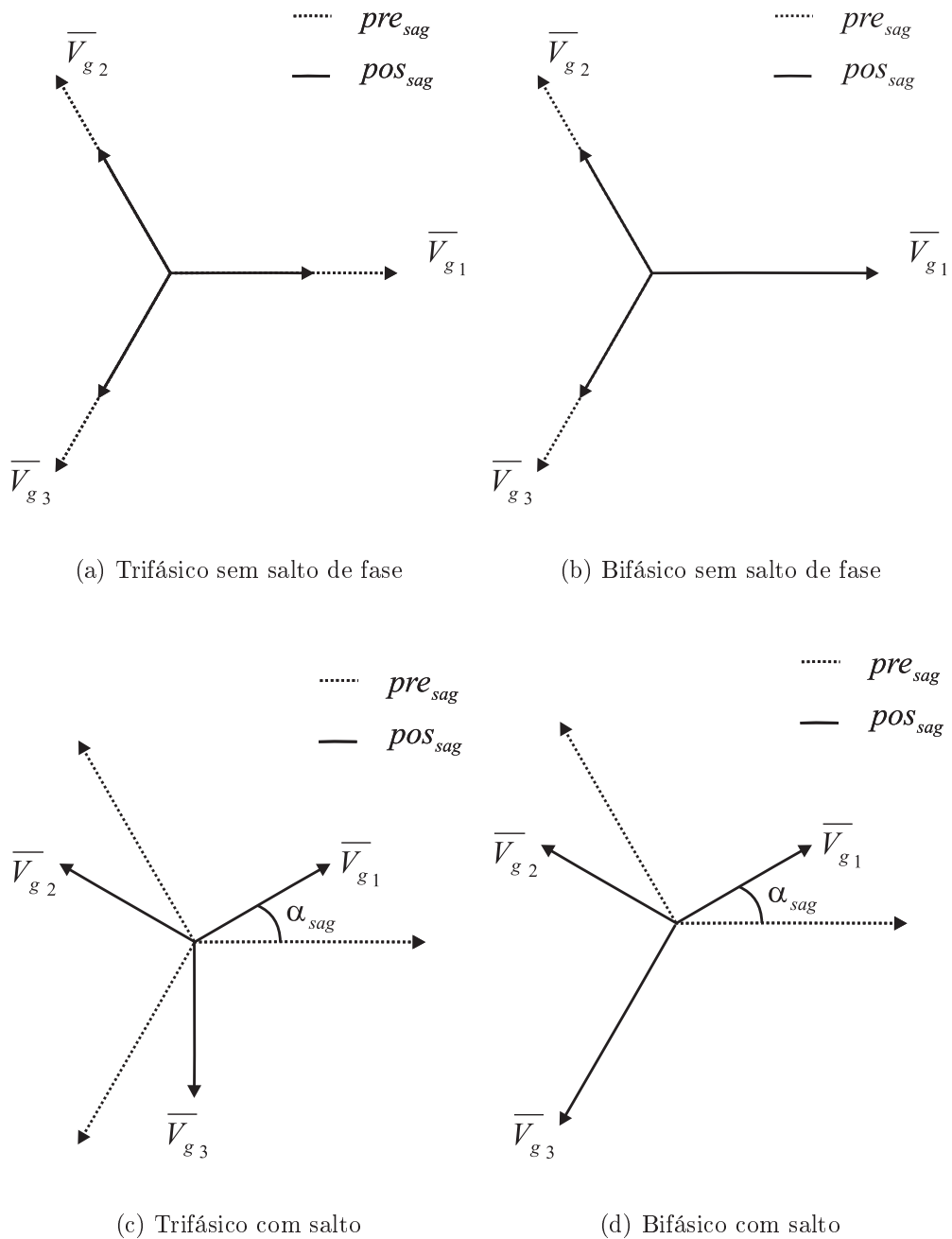


Figura 2.1: Representação vetorial de *sags* balanceados:

2. Desbalanceados: Este grupo engloba os afundamentos de tensão monofásicos, trifásicos e bifásicos desequilibrados com ou sem salto de fase, conforme pode-se observar alguns exemplos na Fig. 2.1.

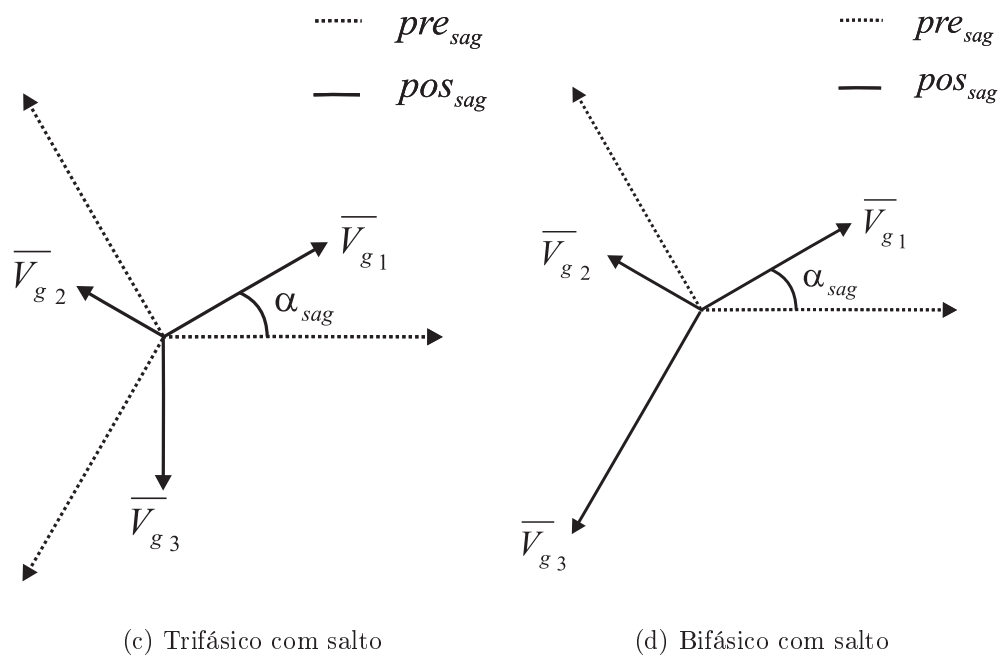
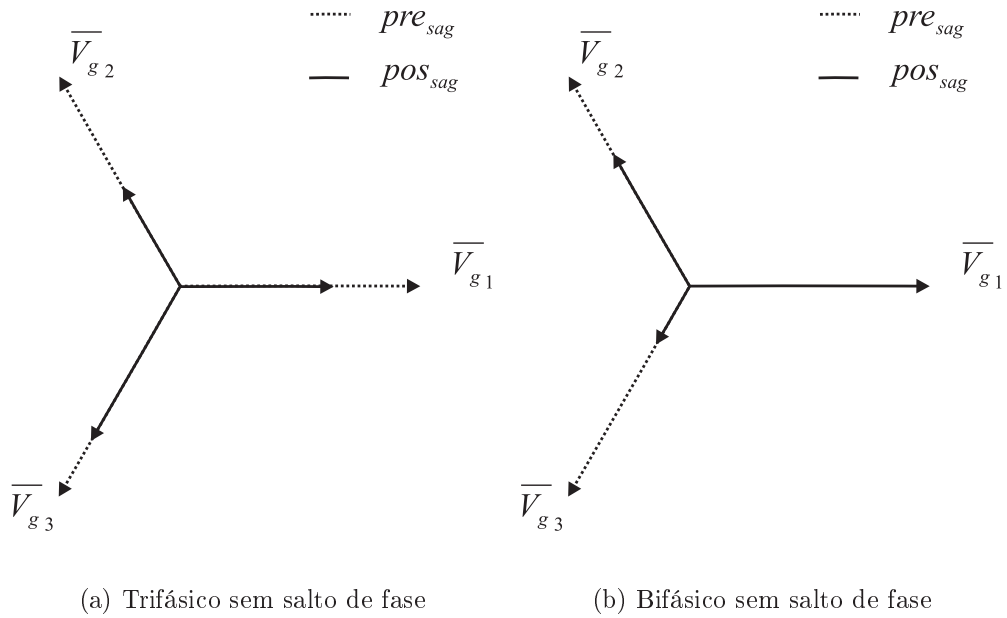


Figura 2.2: Representação vetorial de *sags* desbalanceados:

3. Monofásicos: Alguns exemplos estão dispostos na Fig. 2.3.

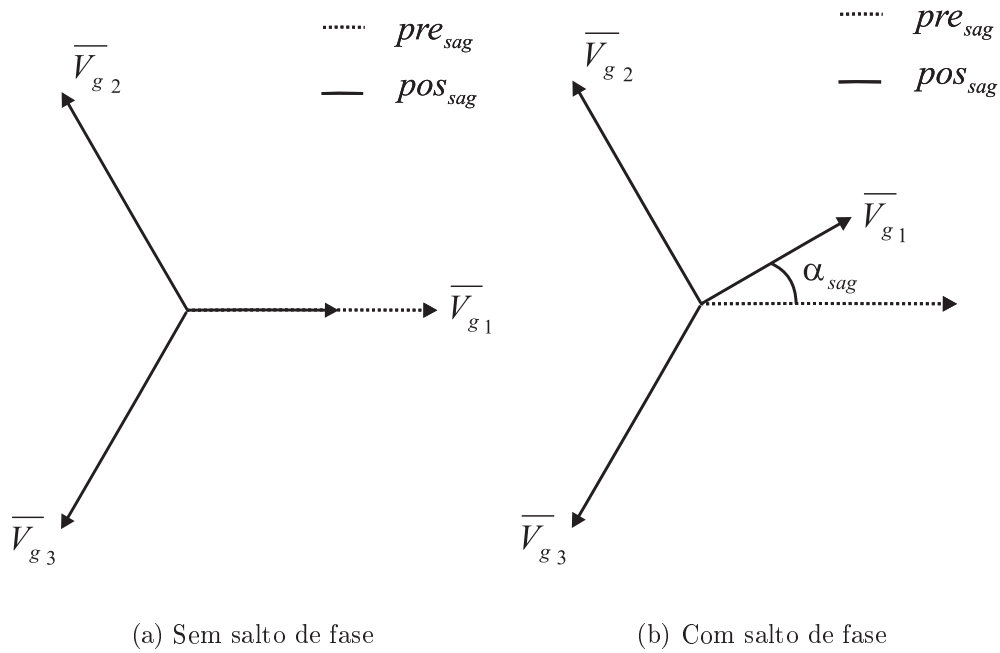


Figura 2.3: Representação vetorial de *sags* monofásicos:

O DVR deve ser capaz de mitigar todos os exemplos de *sags* apresentados. No entanto, algumas limitações podem ser levadas em consideração com relação a profundidade do afundamento, ou seja, a intensidade do vetor \bar{V}_{sag} descrito na Equação 2.1.

2.2 Revisão Bibliográfica

Nesta seção serão apresentados alguns trabalhos tratando-se do restaurador de dinâmico de tensão (DVR) bem como estratégia de modulação PWM em estruturas OEW.

2.2.1 Introdução

O DVR surgiu como proposta para solucionar um dos principais problemas encontrados no cenário de qualidade de energia em CUPS (do inglês *Custom Power System*): afundamentos de tensão ou comumente conhecidos como *sags*. De fato, as quedas de tensões podem causar eventuais danos em cargas sensíveis e o custo associado a esses afundamentos de tensão em

curta duração, em alguns casos, pode justificar a necessidade de se inserir equipamentos baseados em eletrônica de potência para compensar a baixa qualidade de energia [19].

A correção de afundamentos de tensão torna-se desejável em aplicações que possuem potência desde centenas de watts até centenas de megawatts [20]. O DVR é tido como um dos dispositivos mais conhecidos para tratar este tipo de problema.

Dentre os outros dispositivos citados no capítulo anterior, o DVR pode ser considerado como um dispositivo recente, visto que seus estudos não passam de duas décadas na literatura científica, conforme ilustra a Fig. 2.4. Este resultado engloba artigos de conferências e revistas listados no banco de dados do IEEE [21].

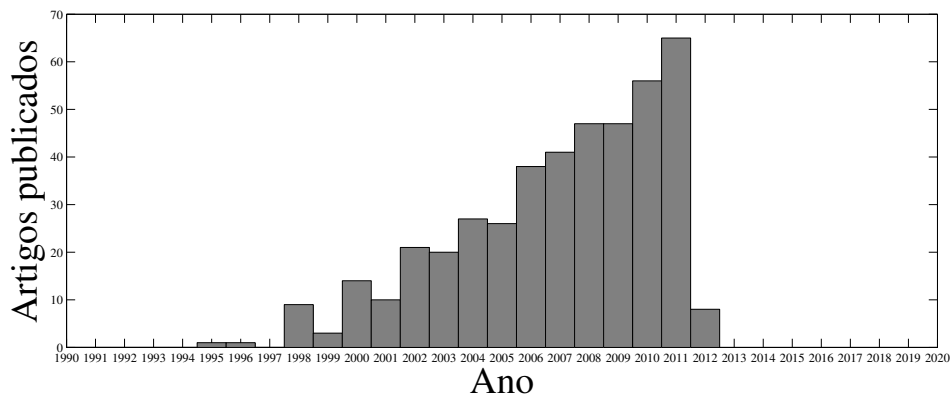


Figura 2.4: Histograma dos artigos publicados sobre DVRs.

No início, a concepção de um DVR seguiam ramificações próprias conforme cada autor estabelecia. Porém, hoje em dia já existe uma definição sólida deste dispositivo. Assim um DVR consiste, basicamente, de um dispositivo baseado em conversores estáticos de potência capaz de proteger cargas críticas de quaisquer distúrbios localizados no lado de alimentação de um sistema elétrico, com exceção de interrupções de longa duração [22].

2.2.2 Primeiros estudos e testes funcionais

Os primeiros DVR foram instalados, nos Estados Unidos, para uma fábrica de tapetes e na Austrália para uma indústria de laticínios, no final da década de 90, respectivamente, [23] e [24]. Em 1997, uma grande companhia europeia destinada a produção de papel, necessitava compensar os custos de parada de produção devido aos afundamentos de tensão. Ela optou por instalar uma DVR ao invés de um DSTATCOM tomando como critério de escolha:

tamanho e custo. O DVR projetado para este cliente era de 4 MVA e tinha capacidade de injetar 50% de tensão com duração em torno de 300ms [25].

O enquadramento funcional do DVR em sistemas de distribuição foi testado por Abi-Samra *et al.* [26] e Stump *et al.* [27].

Abi-Samra *et al.* [26] apresentam resultados práticos de um DVR de 2MVA, desenvolvido pela *Westinghouse*, através da aplicação de faltas, separadamente, em diferentes pontos de um sistema distribuição elétrico. Os mesmos constataram que o DVR é capaz de suprir e absorver tanto reativos quanto ativos no sistema. Uma vez que na maioria dos casos pequenos distúrbios podem ser restaurados trocando-se apenas energia reativa. Já no outro cenário, distúrbios com magnitudes maiores, o DVR deve suprir energia ativa para a carga.

Stump *et al.* [27] justificam a necessidade do uso do DVR no cenário de qualidade de energia elétrica. Onde, a partir da norma IEEE 1100-1992, foram abordados aspectos técnicos importantes para tratar os efeitos relacionados aos afundamentos de tensão presentes em uma rede de distribuição de média e alta tensão. Ainda em [27], são apresentados um DVR e um compensador estático de distribuição (DSTATCOM), desenvolvidos pela *Westinghouse* como soluções para compensação em série (DVR) ou paralelo (DSTATCOM), reduzindo, assim, a vulnerabilidade do sistema. Woodley *et al.* [23] realizaram um estudo detalhado do primeiro DVR instalado para uma fábrica de tapetes na Carolina do Norte, em 1996, desenvolvido pela *Westinghouse*. Neste estudo observa-se um sistema de proteção bypass do DVR que utiliza um SCR como interruptor com objetivo de curto circuitar o secundário do transformador para garantir total isolamento do DVR quando submetido a elevados níveis de correntes da carga a jusante. Além disso, os autores observaram o comportamento do DVR perante diferentes níveis de afundamentos de tensão, atingindo assim casos extremos e médios correspondendo a afundamentos de 13%, 33% e 88%.

No início do século XXI, área de estudos de compensação série em sistemas de distribuição era relativamente nova. Naquela época, Peng *et al.* propuseram o uso de filtros ativos série em conjunto com filtros ativos paralelos [28]. A partir desta proposta de fusão dos filtros ativos, Fujita e Akagi [29] propuseram um dispositivo que condicionava a qualidade de energia de forma unificada, este dispositivo ficara conhecido como UPQC (do inglês *Unified Power-Quality Conditioner*). O mesmo adquire capacidade de eliminar *flickers* de

tensão, correntes de sequência negativa, e harmônicos. Estes dispositivos também são conhecidos como filtros ativos universais [30], [31]. Muito embora estas e outras alternativas tenham sido relatadas, soluções usando DVR para compensação série, persistem como as mais atrativas quando se leva em consideração o custo comparado às demais.

Mesmo ainda sendo um equipamento de uso comercial raro na época (devido ao elevado custo), os testes realizados com DVRs possibilitaram levantar características do sistema de proteção do equipamento e armazenamento de energia dos mesmos em um cenário prático [23], [32], [33].

De fato, os fabricantes de condicionadores de energia (tais como ABB) têm centrado sua produção de DVR em equipamentos de potências superiores a 2MVA, parâmetro que não se adequa aos números brasileiros, onde as cargas sensíveis possuem potências bem menores [34]. Conforme [35], para uma 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 viável a aplicação do DVR na indústria nacional.

2.2.3 Controle do DVR

A partir das publicações pioneiras, sobre DVRs, observou-se a necessidade do estudo de estratégias de controle na estrutura dos mesmos. Estes estudos foram bem explorados em [22], [5], [36], [37], [38], [39], [40], [41].

Nos artigos de Gosh e Ledwich [22], Gosh e Joshi [40] e Kanjiya, Singh e Jayaprakash [41] são propostas estratégias de controle envolvendo a teoria de componentes simétricas instantâneas em conjunto com relações da transformada de Fourier para obtenção dos fasores relacionados às componentes simétricas.

Em [22], durante eventuais análises do DVR em um sistema de distribuição, os autores estipularam a condição em que no regime estacionário o DVR não deve fornecer qualquer energia ativa. Isto implica que a diferença dos ângulos entre os fasores tensão no DVR e a corrente na linha deve ser de 90° . Assim três casos foram levados em consideração: (i) caso 1: quando a resistência na linha do modelo apresentado fora desprezada: este caso implica que o DVR compensará completamente a queda de energia reativa no alimentador implicando

na tensão da rede estar em fase com a tensão na carga. Considerando que ambas as tensões (rede e carga) estejam com a mesma amplitude, (ii) caso 2: a carga é puramente resistiva: este caso caracteriza que as magnitudes das tensões na carga e rede nunca serão iguais caso o DVR deixe de compensar com energia ativa, e (iii) caso 3: caso genérico em que são feitas análises fasoriais de diferentes pontos possíveis de operação do DVR e verificam-se pontos particulares em que o DVR pode injetar o mínimo de tensão possível, sendo estes pontos os mais desejáveis.

No trabalho de Gosh e Joshi [40], foi proposto um algoritmo para geração das tensões de referência para regulação do DVR perante condições de desbalanceamento e harmônicas na tensão da rede. Ainda neste, foi usada uma técnica para extração da sequência positiva no intuito de forçar o DVR a uma compensação em regime permanente balanceada por um ciclo e meio de operação do sistema. A vantagem deste esquema é que o mesmo não demanda energia ativa do DVR.

A proposta de Kanjiya, Singh e Jayaprakash [41] fora de extrair as sequências positivas e negativas do sistema de alimentação e compara-las com as tensões necessárias na carga porém em seu algoritmo é estabelecido que as tensões geradas pelo DVR devem ser forçadamente em quadratura com a corrente na rede, com isso não é necessária o gasto de energia ativa do barramento do DVR. Em seus resultados os autores validam a estratégia de controle com simulações e experimentais considerando tanto afundamentos de tensão, harmônicos na rede e elevações de tensão. Porém, a análise de desempenho perante saltos de fase é desprezada neste trabalho.

Nielsen, Blaabjerg e Mohan [5] propuseram três métodos de controle para compensação tanto da amplitude como o deslocamento de fase. Porém apenas dois (dos três) métodos são testados. Basicamente, os três métodos caracterizam-se pelo DVR gerar uma tensão que garanta a compensação com a fase igual àquela do estado anterior ao afundamento de tensão (método 1: *pre-sag compensation*), o DVR gera uma tensão em fase com a tensão medida no sistema após o afundamento (método 2: *in-phase compensation*), o DVR gera uma tensão defasada em 90° com relação à corrente da carga (método 3: *energy optimal compensation*). O primeiro método mantém a tensão na carga quase intacta, o segundo método irá impor o sistema com a fase imposta após o afundamento de tensão e o terceiro método utiliza a energia do barramento de forma otimizada, esta característica já fora observada nas publicações de

seus contemporâneos. A Fig. 2.5 ilustra a descrição dos fasores conforme cada método.

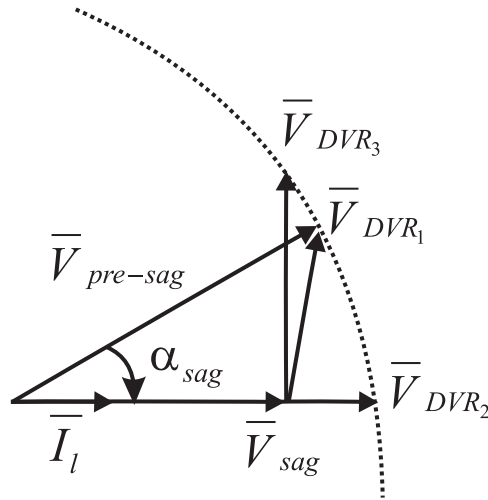


Figura 2.5: Três métodos de estratégias de controle propostos em [5].

Os métodos de controle para DVRs podem ser realizados tanto do tipo antecipativo (*Feedforward*) quanto do tipo realimentados (*Feedback*), [36]. Por razões de simplicidade, é normal encontrar apenas resultados de testes de simulação e experimentais feitos em malha aberta [37]. De fato estes métodos mais simples são comuns nos trabalhos em que o foco ou a contribuição tem maior peso em outro aspecto. Todavia, Nielsen *et al.* já implementaram sistemas com estratégia de controle em malha fechada [37], [38], [39].

2.2.4 Topologias do sistema

Diferentes tipos de topologias do sistema para DVRs podem ser obtidas visto que o sistema de armazenamento de energia pode ser obtido a partir de diferentes maneiras.

Nos trabalhos publicados por Nielsen e Blaabjerg [37] e [38], foram comparados quatro tipos de topologias possíveis com relação ao sistema como um todo. Eles classificaram os sistemas como:

- Sem armazenamento de energia:
 - Sistema 1: A energia do DVR provém de um retificador conectado ao lado da unidade alimentadora, conforme ilustra Fig. 2.6(a).
 - Sistema 2: A energia do DVR provém de retificador conectado ao lado da carga, conforme ilustra Fig. 2.6(b). Esta topologia também está relatada em [42].

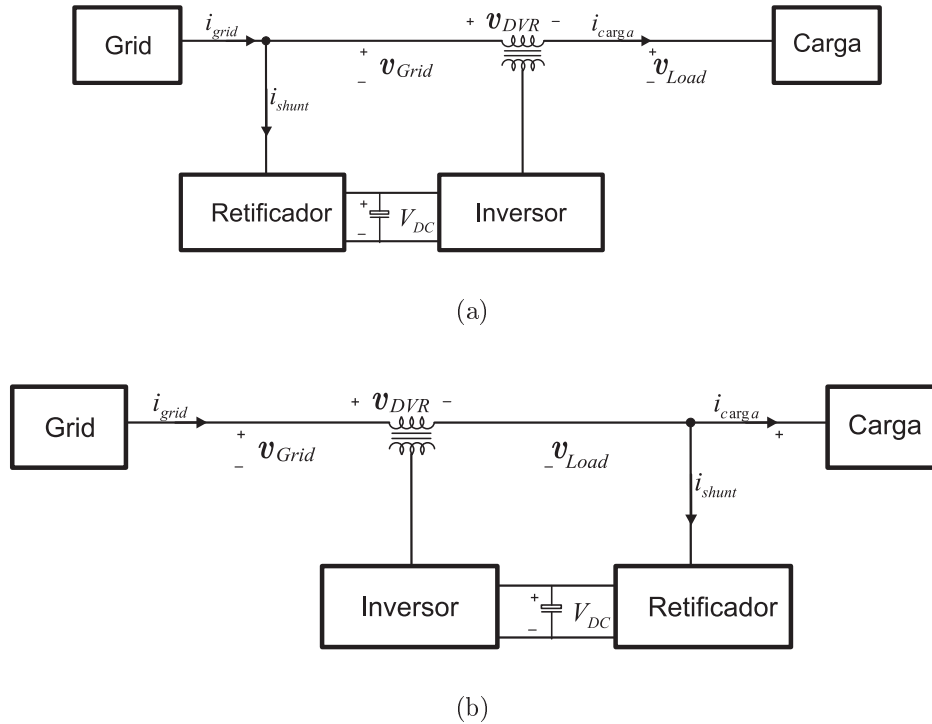


Figura 2.6: Topologia de Sistema do DVR sem armazenamento de energia: (a) Sistema 1, (b) Sistema 2.

- Com armazenamento de energia:

- Sistema 3: A energia do DVR está armazenada no barramento CC, conforme ilustra Fig. 2.7(a). Observa-se que neste caso a tensão do barramento CC é variável e limitada.
- Sistema 4: Sistema 4: A energia do DVR provém de uma unidade arbitrária de armazenamento com um controle do barramento CC, que pode ser mantido constante, conforme ilustra Fig. 2.7(b). Esta topologia também está relatada em [43].

Na comparação entre as quatro topologias, os autores levaram em consideração alguns fatores como custo, complexidade do sistema, complexidade do controle, dentre outros. Com isso, eles avaliaram que o sistema 2 fora o melhor seguido do sistema 4, sistema 3 e o sistema 1, respectivamente.

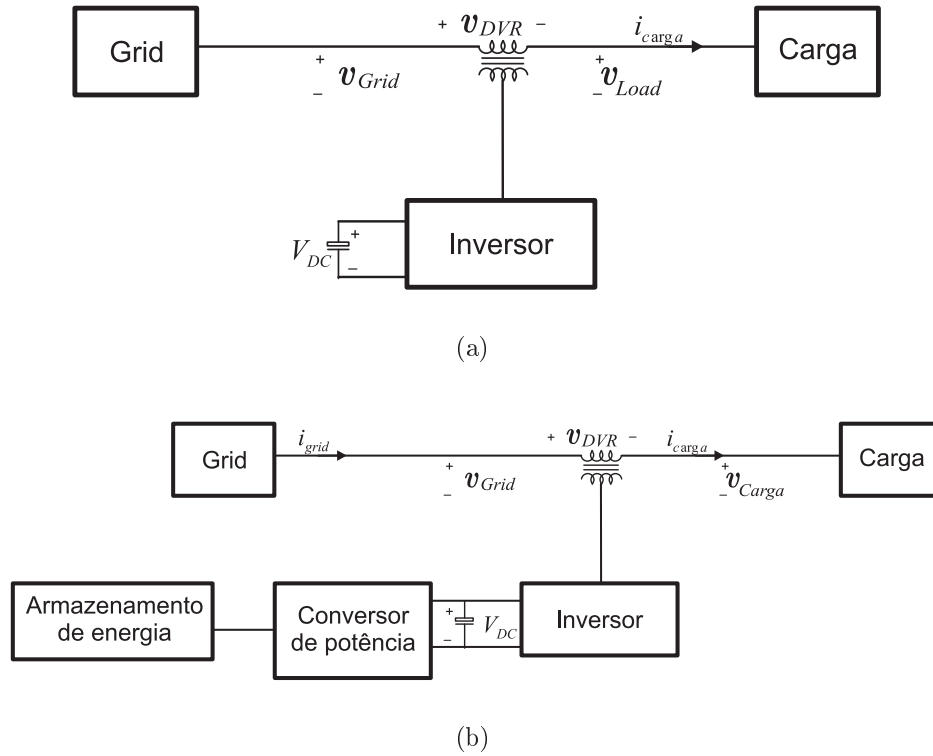


Figura 2.7: Topologia de Sistema do DVR com armazenamento de energia: (a) Sistema 3, (b) Sistema 4.

2.2.5 Configurações dos inversores

Algumas topologias de inversores já foram desenvolvidas para implementação em DVRs. Dentre as configurações existentes, destacam-se: (i) inversor em ponte completa com três braços (convencional), (ii) sem transformador de injeção (*transformerless*) [44], (iii) multi-nível, (iv) inversor com seis braços [45], (v) topologia de conversor do tipo matriz [46], (vi) topologia de conversor como fonte Z [47] e (vii) topologia de com nove chaves [48]. Porém não foi encontrado nenhum trabalho contemplando um estudo comparativo destas topologias de inversores aplicadas à DVR, conforme ilustra a Fig. 2.8. Neste trabalho, as estruturas convencionais e a seis braços (6B) serão levadas em consideração pelo fato de serem mais comuns nos trabalhos encontrados na literatura e nos testes práticos.

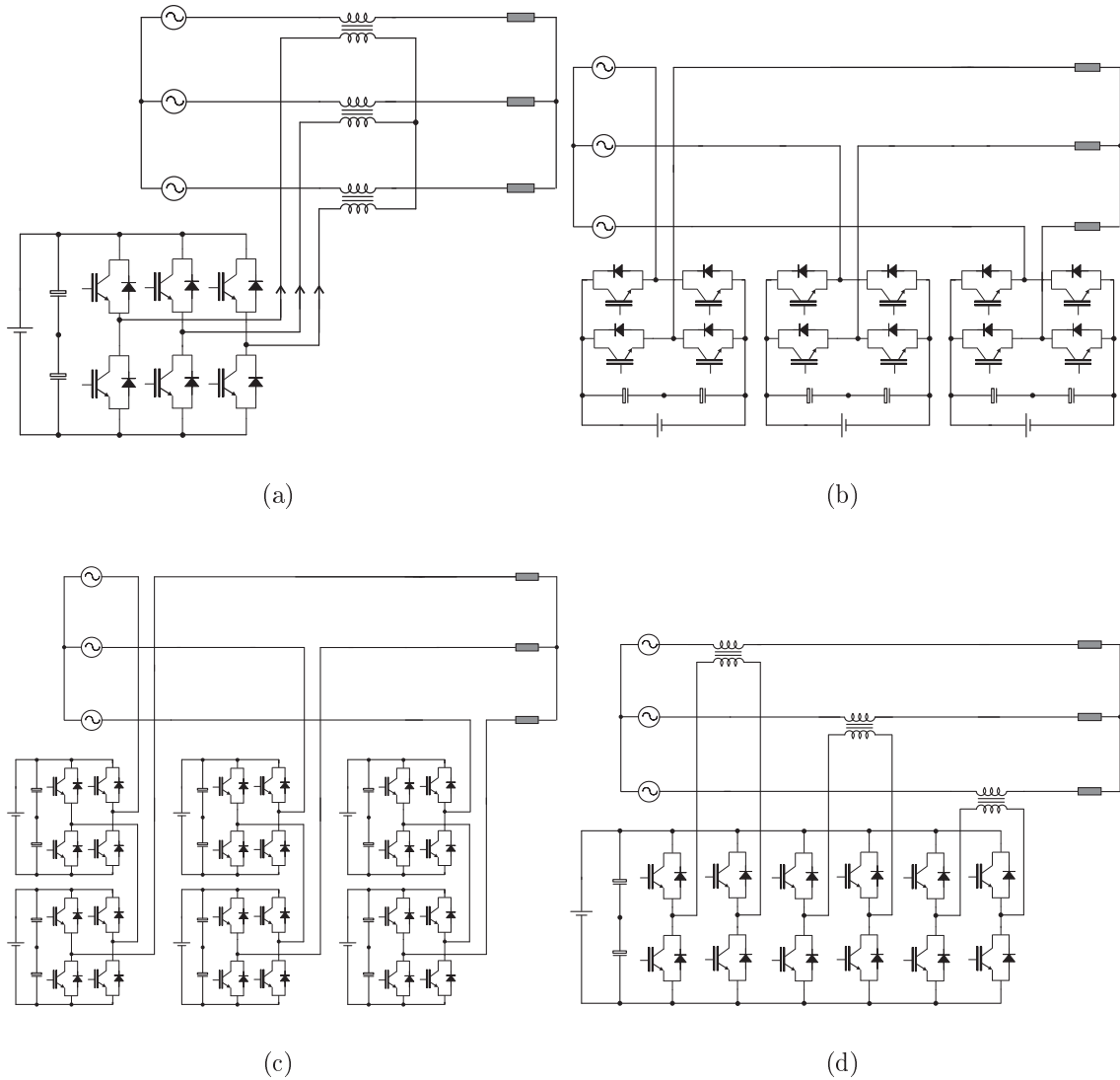


Figura 2.8: Algumas estruturas de DVR existentes: (a) Convencional, (b) *Transformerless*, (c) Multinível (ponte H), (d) Inversor com seis braços.

2.2.6 Modulação PWM

A estratégia de chaveamento por PWM tem sido vastamente utilizada nos conversores eletrônicos de potências devido a possibilidade de trabalhar com tensões e frequências diferentes das utilizadas na rede de alimentação.

Os dois métodos de chaveamento PWM mais utilizadas na literatura são: (i) PWM vetorial (SVPWM) e (ii) PWM senoidal (SPWM) conhecido também como PWM clássico ou de comparação seno-triangular.

A partir das técnicas elementares (SPWM e SVPWM), um método fora produzido com-

binando a teoria do PWM vetorial e a facilidade de implementação do PWM clássico. A este método fora denominado PWM híbrido.

A técnica de PWM híbrido foi proposta por Blasko [49] em 1996. Onde das várias análises com os parâmetros feitas, destacam-se: (i) desenvolvimento de uma expressão otimizada para o fator de distribuição de roda livre (μ) com linearidade estendida até 1,154, (ii) redução nas perdas de chaveamento, e possibilidade de redução do ripple na corrente de carga perante escolha do melhor valor de μ .

Uma abordagem simples introduzindo formas de onda não-senoidais fora feita por Jacobina *et al.* [50]. Além disso, consta-se a introdução de uma tensão auxiliar correspondente a uma componente de sequência zero na definição das tensões de pólo do memo conversor de três braços (convencional) tratado em [49], sendo validadas via implementação digital.

Uma revisão bem detalhada fora feita por Edison *et al.* [51], neste trabalhos foram revisadas as técnicas de PWM senoidal (SVPWM) e baseadas em portadoras (CPWM) existentes na literatura até o momento. Além disso, apresentaram-se três possibilidades para calcular a largura dos pulsos PWM após adição do sinal homopolar. Os mesmos propuseram um algoritmo genérico e adaptado para o controle de conversores de três nível tipo NPC e fonte Z, com resultados validados experimentalmente.

Neste trabalho é focado a estratégia de chaveamento por PWM Híbrido em face as suas vantagens de implementação, aproveitamento do barramento, e redução do esforço computacional com relação ao PWM vetorial.

2.3 Breve descrição da estratégia PWM para estrutura convencional

Os inversores trifásicos utilizados são do tipo VSI, e seu modelo convencional representado por chaves do tipo IGBT está destacado na Fig. 2.9. Os estados das chaves são caracterizados por variáveis binárias. Maiores detalhes referente ao modelo serão apresentados no capítulo seguinte.

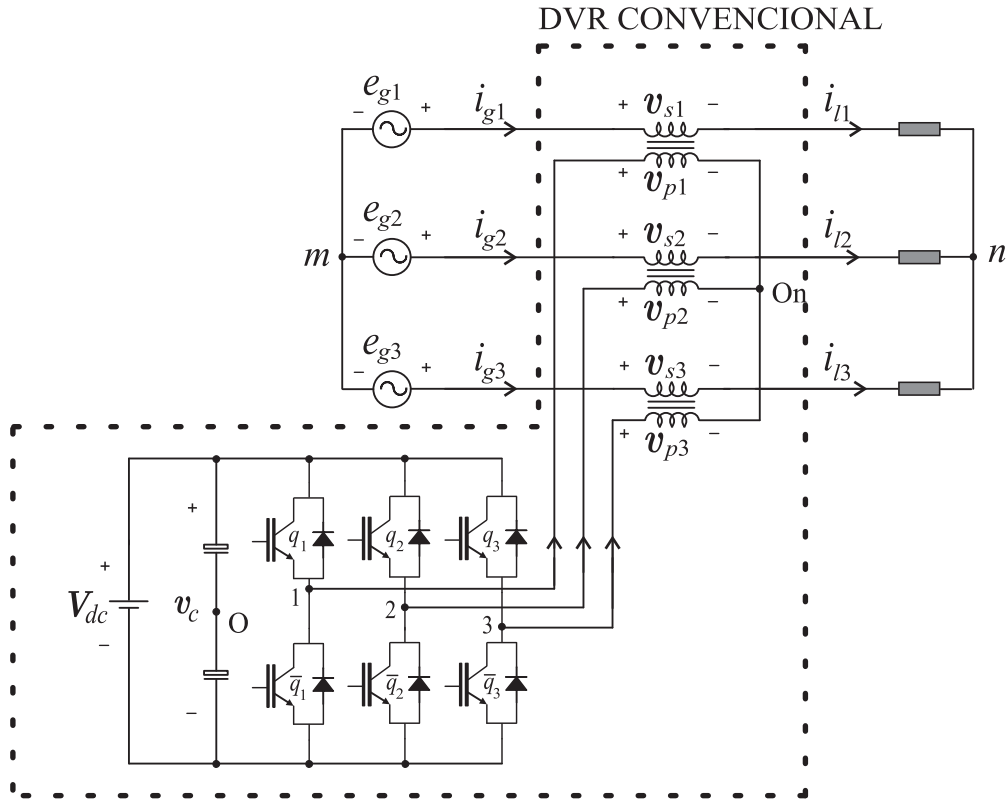


Figura 2.9: Modelo básico da estrutura de DVR convencional.

Pela LKT, tem-se que as tensões no primário do DVR convencional serão dadas por:

$$v_{p1} = v_{10} + v_{00n} \quad (2.2)$$

$$v_{p2} = v_{20} + v_{00n} \quad (2.3)$$

$$v_{p3} = v_{30} + v_{00n} \quad (2.4)$$

Onde v_{00n} corresponde à diferença de tensão do intermediário do barramento CC "0" e o ponto comum "0n" dos transformadores de injeção (ligados em estrela). Observa-se que para um caso equilibrado: $v_{00n} = -\frac{1}{3}\sum[v_{k0}]$, com $k = \{1, 2, 3\}$.

A descrição das tensões de pólo de referência é feita de forma análoga a feita em [50] e [51]. Sejam v_{p1}^* , v_{p2}^* e v_{p3}^* as tensões trifásicas que se deseja impor aos terminais primários dos transformadores de injeção no momento em que o afundamento de tensão é detectado. Tem-se que uma possível solução para as tensões de pólo de referência consistirá na adição

de uma componente de sequência zero às tensões de pólo de referência v_{10}^* , v_{20}^* e v_{30}^* :

$$v_{10}^* = v_{p1}^* + v_{x0}^* \quad (2.5)$$

$$v_{20}^* = v_{p2}^* + v_{x0}^* \quad (2.6)$$

$$v_{30}^* = v_{p3}^* + v_{x0}^* \quad (2.7)$$

Observa-se que a tensão v_{x0}^* representa uma componente homopolar e é definida perante os valores de máximo e mínimo das tensões de referência v_{pk}^* , com $k = \{1, 2, 3\}$ respeitando os limites de tensão no barramento $\frac{V_{dc}}{2}$.

2.4 Breve descrição da estratégia PWM para estrutura com seis braços

O modelo nesta estrutura é semelhante ao da estrutura anterior, diferindo apenas a topologia do inversor como pode-se observar na Fig. 2.10. Esta topologia trata de um inversor em ponte completa com seis braços. Assim, pode-se verificar que a mesma pode operar de forma independente, ou seja, como três monofásicos isolados. Assim, a estratégia PWW adotada consiste na comparação diretamente das tensões de referência de pólo com as tensões de referência a serem injetadas pelo DVR.

Assim, uma solução trivial para a estratégia de chaveamento, a qual será usada nos estudos comparativos é regida pelas seguintes equações:

$$v_{1a0}^* = \frac{v_{p1}^*}{2} \quad (2.8)$$

$$v_{1b0}^* = -\frac{v_{p1}^*}{2} \quad (2.9)$$

$$v_{2a0}^* = \frac{v_{p2}^*}{2} \quad (2.10)$$

$$v_{2b0}^* = -\frac{v_{p2}^*}{2} \quad (2.11)$$

$$v_{3a0}^* = \frac{v_{p3}^*}{2} \quad (2.12)$$

$$v_{3b0}^* = -\frac{v_{p3}^*}{2} \quad (2.13)$$

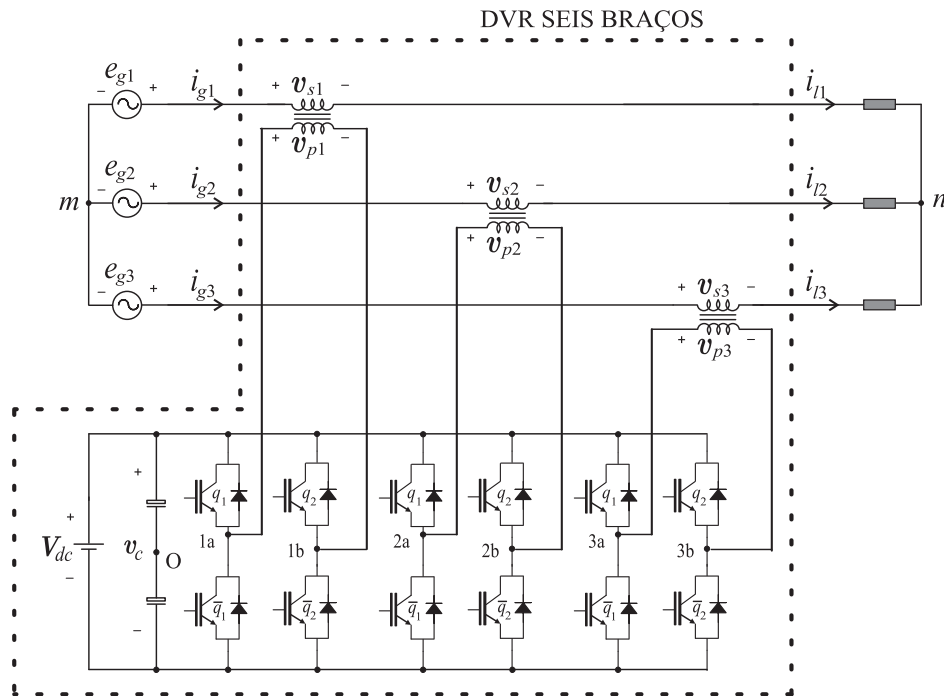


Figura 2.10: Modelo básico da estrutura de DVR com seis braços (6B).

2.5 Conclusão e considerações

Neste capítulo foram levantados os principais estudos relacionados ao tema deste trabalho através de uma revisão bibliográfica. Os estudos tratam de diferentes aspectos partindo desde surgimento até topologias e estratégias de controle bem como algoritmos de chaveamento PWM. Uma breve descrição do PWM usado nas estruturas convencional e de 6 braços foi feita visto que estas estruturas serão usadas para estudos comparativos. Observa-se que no PWM descrito para a estrutura de seis braços não se pode introduzir a componente de sequência zero (homopolar) na definição de suas tensões de pólo de referência v_{1a0}^* , v_{1b0}^* , v_{2a0}^* , v_{2b0}^* , v_{3a0}^* , v_{3b0}^* . Além disso tem-se que o padrão das tensões de pólo do conversor nesta estrutura proporcionará maiores níveis de THD. Este comentário será concretizado no momento em que os resultados de simulação e eventuais análises forem apresentados.

3

Restaurador Dinâmico de Tensão (DVR) Proposto

Neste capítulo será apresentada a estrutura do DVR Proposto. A estrutura proposta também poderá ser identificada como OEW dentre os comentários feitos em sequência. Aqui, encontram-se aspectos considerados importantes referentes à modelagem dos principais elementos presentes nesta estrutura.

3.1 Modelo do DVR Proposto

3.1.1 Introdução

Um modelo simplificado para o DVR (Restaurador Dinâmico de Tensão) proposto neste trabalho está apresentado na Fig. 3.1. Este modelo consiste, basicamente, no arranjo de dois inversores em série, conectados diretamente aos transformadores trifásicos de injeção. Assim, os elementos básicos do DVR são: i) Dois inversores VSI de três braços, ii) Transformadores trifásicos de injeção e iii) duas unidades de armazenamento de energia (barramento capacitivo CC). Observe que um modelo mais robusto pode ser obtido adicionando-se filtros passivos do tipo LC ou C (dependendo da faixa de operação nominal do DVR) e um sistema de proteção *bypass* composto por chaves para isolar completamente o DVR durante a operação normal do sistema, isto é, sem distúrbios.

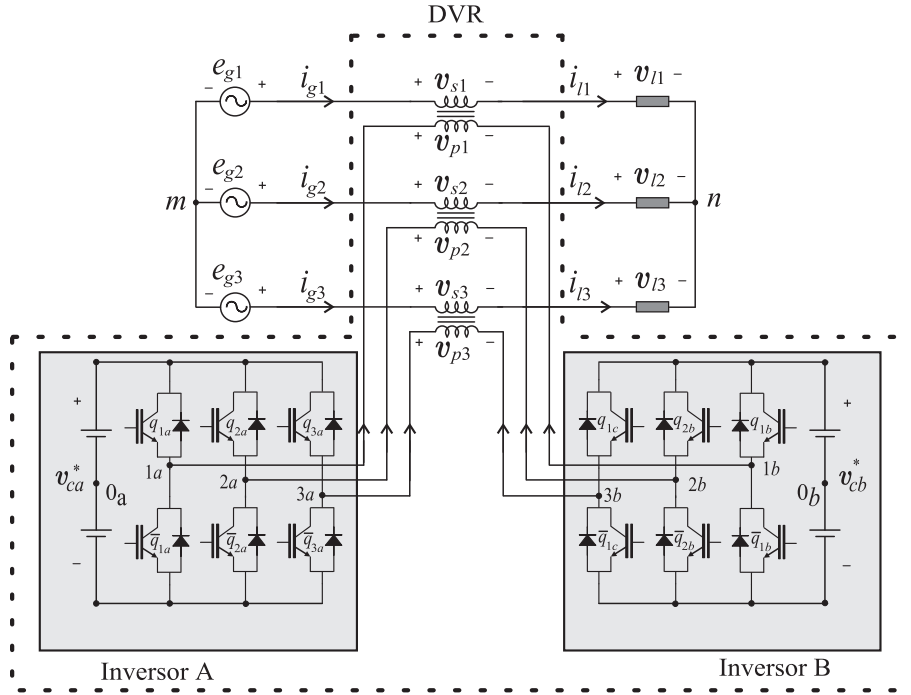


Figura 3.1: Modelo simplificado do DVR proposto para um sistema genérico

3.1.2 Modelo dos inversores trifásicos

O inversor trifásico utilizado é do tipo VSI, e seu modelo convencional representado por chaves do tipo IGBT está destacado na Fig. 3.1.

As chaves são tratadas como ideais a nível de simulação. Onde, eventuais perdas serão consideradas com a adição de um bloco analisador de perdas, proposto por [52], no diagrama esquemático do sistema. Cada chave é representada por um IGBT (unidirecional em tensão e corrente) com um diodo conectado em antiparalelo. As chaves são representadas pelo seu estado binário ($0 \rightarrow$ chave aberta ou $1 \rightarrow$ chave fechada) e para cada chave existe outra chave complementar, isto é:

$$\bar{q}_k = 1 - q_k \quad (3.1)$$

em que $k=1,2,3$.

Cada barramento capacitivo é representado por duas baterias em série de forma simétrica, referenciadas como $\pm v_{ca}^*/2$ para o inversor A e $\pm v_{cb}^*/2$ para o inversor B. Estas tensões são comumente obtidas pela retificação e filtragem de um sistema trifásico de alimentação. Alguns estudos interessantes podem ser realizados considerando-se a operação do inversor com barramentos diferentes.

Equações elétricas

O estado de condução das chaves e a tensão no barramento CC definem as tensões de pólo dos inversores:

$$v_{1_a}0_a = (2q_{1_a} - 1)\frac{v_{ca}}{2} \quad (3.2)$$

$$v_{2_a}0_a = (2q_{2_a} - 1)\frac{v_{ca}}{2} \quad (3.3)$$

$$v_{3_a}0_a = (2q_{3_a} - 1)\frac{v_{ca}}{2} \quad (3.4)$$

$$v_{1_b}0_b = (2q_{1_b} - 1)\frac{v_{cb}}{2} \quad (3.5)$$

$$v_{2_b}0_b = (2q_{2_b} - 1)\frac{v_{cb}}{2} \quad (3.6)$$

$$v_{3_b}0_b = (2q_{3_b} - 1)\frac{v_{cb}}{2} \quad (3.7)$$

onde: v_{ca} e v_{cb} são as tensões do barramento CC nos inversores A e B, respectivamente.

Pela LKT, tem-se que as tensões no primário dos transformadores serão dadas por:

$$v_{p1} = v_{1_a}0_a - v_{1_b}0_b + v_{0_a}0_b \quad (3.8)$$

$$v_{p2} = v_{2_a}0_a - v_{2_b}0_b + v_{0_a}0_b \quad (3.9)$$

$$v_{p3} = v_{3_a}0_a - v_{3_b}0_b + v_{0_a}0_b \quad (3.10)$$

em que: $v_{0_a}0_b = -\frac{1}{3}\sum[vk_a0_a - vk_b0_b]$, com $k = \{1, 2, 3\}$.

Assim, uma estratégia de PWM pode ser desenvolvida para maximizar o número de níveis e conseqüentemente reduzir o THD das variáveis produzidas pelos inversores.

3.1.3 Modelo e especificações dos transformadores de injeção

Os parâmetros dos transformadores de injeção foram obtidos através de testes experimentais referenciados em [53], usando uma ponte LCR de medição 4263B da Agilent. Os principais parâmetros obtidos e utilizados em alguns resultados de simulação encontram-se na Tabela 3.1.

Na Fig. 3.2 tem-se o modelo do transformador de injeção. Neste modelo, R_p e R_s representam as resistências dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente. L_p e L_s caracterizam as indutâncias nos enrolamentos primário e secundário respectivamente.

Tabela 3.1: Parâmetros dos transformadores de injeção

Descrição	Abreviação	Valor
Resistência dos enrolamentos	$R_p = R_s$	$490m\Omega$
Indutância de dispersão	$L_p = L_s$	$2.60mH$
Indutância de magnetização	L_m	$900mH$
Relação de transformação	$N_p : N_s$	1 : 1

L_m representa a indutância de magnetização do transformador. As perdas no núcleo foram desprezadas. Todos os valores estão referidos ao primário do transformador.

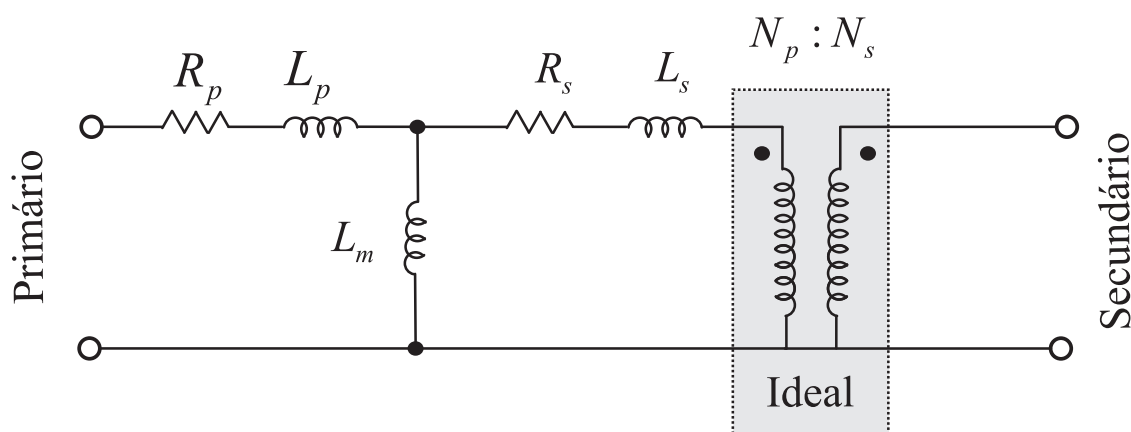


Figura 3.2: Circuito equivalente monofásico do transformador de injeção

3.1.4 Modelo do Filtro de alta frequência

A tensão injetada pelo DVR possui componentes na frequência fundamental (60Hz) e de alta frequência providas da técnica de chaveamento PWM. Do ponto de vista da carga, não é desejável que a tensão na mesma possua componentes em alta frequência. Logo, filtros de alta frequência podem ser adicionados ao sistema do DVR.

O projeto do filtro está bem descrito em [54]. O uso de filtros em DVR não segue um padrão devido ao fato dos DVRs poderem ser instalados em sistemas de diferentes níveis de tensão. Assim o modelo genérico de filtro pode seguir uma rede to tipo LCL, conforme ilustra Fig. 3.3, em que dependendo dos níveis de potência do sistema a rede pode ser reduzida a um filtro tipo L ou LC.

Conforme apresentado em [55], a frequência de ressonância do filtro relacionando as

indutâncias da fonte e da carga, e adaptada para a configuração proposta, será dada por:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{pf} + L_{sf} + L_g + L_l}{L_{pf}(L_{sf} + L_g + L_l)C_f}} \quad (3.11)$$

em que: $L_{pf} = L_{pf}^a + L_{pf}^b$ e $L_{sf} = L_{sf}^a + L_{sf}^b$

Usualmente, tem-se casos em que $(L_g + L_l + L_{sf}) \gg L_{pf}$, então a frequência de ressonância pode ser simplificada para:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{pf}C_f}} \quad (3.12)$$

Alguns problemas devido à inserção do filtro LCL nas aplicações com DVR são:

- Uma carga não linear pode excitar a frequência de ressonância do filtro e proporcionar uma tensão de carga distorcida;
- Risco de que os harmônicos de tensão na rede excitem uma ressonância no filtro.

Utilização dos filtros em baixa tensão

Neste caso, o DVR chaveia diretamente nos transformadores de injeção, e os capacitores de filtro (C_f) podem ficar conectados nos enrolamentos secundários dos transformadores, os indutores de filtro no secundário são desprezados ($L_{sf} = 0$). A indutância de dispersão dos transformadores são levadas em consideração nas indutâncias de filtro no primário ($L_{pf} = L_p$).

Utilização dos filtros em alta tensão

Neste caso o modelo do filtro LCL completo é considerado e a indutância de dispersão nos transformadores de injeção são usadas como termo de compensação para determinação da indutância de filtro equivalente.

3.1.5 Modelo Geral

Unindo-se os modelos individuais descritos anteriormente, pode-se chegar a um modelo geral do sistema caracterizado neste trabalho, conforme ilustra a Fig. 3.3. Este modelo pode ser

levado em consideração para diferentes cenários: aplicação em alta tensão ou para aplicação em baixa tensão, ressaltando que as considerações descritas anteriormente podem simplificar este modelo. Em destaque, na Fig. 3.3, tem-se basicamente: (i) o modelo dos filtros de alta frequência caracterizados pelos indutores (L_{sf}^a e L_{sf}^b) e capacitores de filtro (C_f), (ii) o modelo dos inversores tipo fonte de tensão e (iii) impedâncias da rede de alimentação (*grid*) e carga.

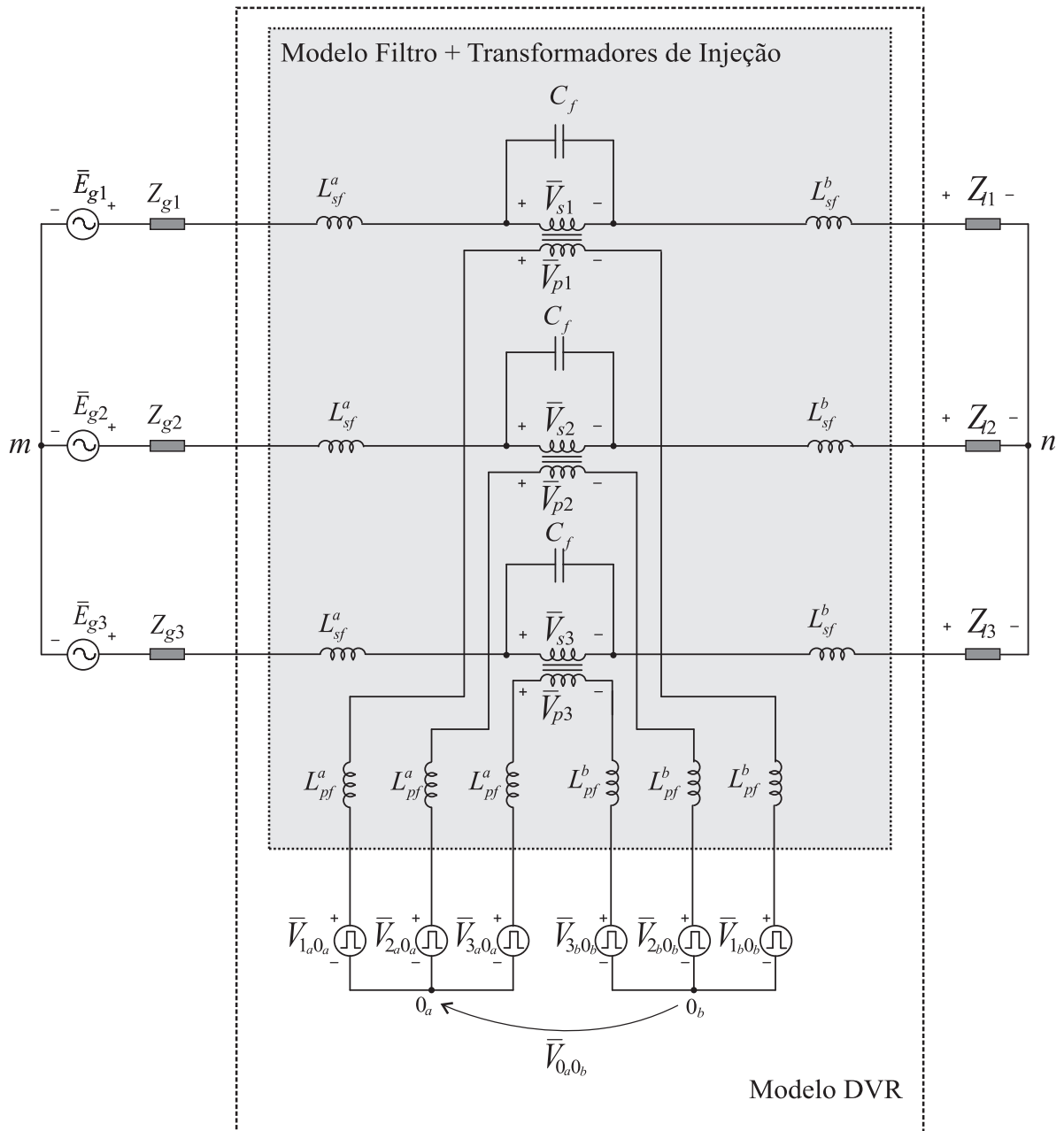


Figura 3.3: Modelo Geral

3.2 Controle do DVR

3.2.1 Estratégia de controle de tensão por PWM

Diferentes tipo de moduladores, com implementação mais fácil se comparado com aqueles baseados na técnica SVPWM, foram desenvolvido na literatura [51] tais como já mencionados anteriormente: PWM escalar digital(DSPWM) [50] e HPWM [49]. Nesta seção, apresentar-se-á a técnica HPWM adaptada para a estrutura de DVR proposta. O foco desta adaptação é a busca de um maior número de níveis na tensão de fase se comparado com as técnicas convencionais.

Tensões de pólo de referência

Ambos os conversores devem gerar tensões de referência adequadas, Fig. 3.1, (v_{p1}^* , v_{p2}^* e v_{p3}^*). Logo, o conversor pode gerar, independentemente, duas dentre as três tensões de linha ($v_{p12} = v_{p1} - v_{p2}$, $v_{p23} = v_{p2} - v_{p3}$, $v_{p31} = v_{p3} - v_{p1}$) uma vez que $v_{p12} + v_{p23} + v_{p31} = 0$. Assim, como o conversor tem seis tensões de pólo que devem ser calculadas, a solução é indeterminada. Considerando que as tensões v_{p12}^* e v_{p31}^* devem ser impostas, então quatro variáveis auxiliares são introduzidas na forma matricial, como segue

$$\begin{bmatrix} v_{p12}^* \\ v_{p31}^* \\ v_{\mu 0}^* \\ v_{\mu 1}^* \\ v_{\mu 2}^* \\ v_{\mu 3}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{1a0a}^* \\ v_{2a0a}^* \\ v_{3a0a}^* \\ v_{1b0b}^* \\ v_{2b0b}^* \\ v_{3b0b}^* \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Com isso, o problema adquire uma solução para as tensões de pólo de referência dada por:

$$v_{1a0a}^* = v_{\mu 0}^* + v_{\mu 1}^* \quad (3.14)$$

$$v_{2a0a}^* = -v_{p12}^* + v_{\mu 0}^* + v_{\mu 2}^* \quad (3.15)$$

$$v_{3a0a}^* = v_{p31}^* + v_{\mu 0}^* + v_{\mu 3}^* \quad (3.16)$$

$$v_{1b0b}^* = v_{\mu 1}^* \quad (3.17)$$

$$v_{2b0b}^* = v_{\mu 2}^* \quad (3.18)$$

$$v_{3b0b}^* = v_{\mu 3}^* \quad (3.19)$$

Observe, também, que as tensões de pólo efetivas de referência podem ser definidas como:

$$v_{1ab}^* = v_{1a0_a}^* - v_{1b0_b}^* \quad (3.20)$$

$$v_{2ab}^* = v_{2a0_a}^* - v_{2b0_b}^* \quad (3.21)$$

$$v_{3ab}^* = v_{3a0_a}^* - v_{3b0_b}^* \quad (3.22)$$

Assim, a partir de (3.14)-(3.19), estas tensões podem ser expressas em função das tensões de linha impostas e uma tensão auxiliar como pode-se observar abaixo:

$$v_{1ab}^* = v_{\mu 0}^* \quad (3.23)$$

$$v_{2ab}^* = -v_{p12}^* + v_{\mu 0}^* \quad (3.24)$$

$$v_{3ab}^* = v_{p31}^* + v_{\mu 0}^* \quad (3.25)$$

Desta forma, a partir de (3.23)-(3.25), as tensões pólo individuais podem ser escritas como:

$$v_{1a0_a}^* = v_{1ab}^* + v_{\mu 1}^* \quad (3.26)$$

$$v_{2a0_a}^* = v_{2ab}^* + v_{\mu 2}^* \quad (3.27)$$

$$v_{3a0_a}^* = v_{3ab}^* + v_{\mu 3}^* \quad (3.28)$$

$$v_{1b0_b}^* = v_{\mu 1}^* \quad (3.29)$$

$$v_{2b0_b}^* = v_{\mu 2}^* \quad (3.30)$$

$$v_{3b0_b}^* = v_{\mu 3}^* \quad (3.31)$$

Resta agora a determinação das tensões auxiliares que representam componentes homopolares (ou seja, de sequência zero) $v_{\mu 0}^*$, $v_{\mu 1}^*$, $v_{\mu 2}^*$, $v_{\mu 3}^*$.

Cálculo das tensões $v_{\mu 0}^*$, $v_{\mu 1}^*$, $v_{\mu 2}^*$ e $v_{\mu 3}^*$

Tensão auxiliar global ($v_{\mu 0}^*$):

Esta variável auxiliar engloba as tensões de linha impostas pelo sistema e as tensões de pólo efetivas. Logo, por este motivo, a mesma será denominada neste trabalho como tensão auxiliar global.

Tomando-se (3.23)-(3.25), pode-se observar que tem-se um grau de liberdade. Então, é possível definir a tensão $v_{\mu 0}^*$ respeitando a seguinte restrição:

$$v_{\mu 0 \min}^* \leq v_{\mu 0}^* \leq v_{\mu 0 \max}^* \quad (3.32)$$

em que os valores de mínimo ($v_{\mu 0 \min}^*$) e máximo ($v_{\mu 0 \max}^*$), respectivamente, são:

$$\begin{aligned} v_{\mu 0 \min}^* &= -\frac{v_{cab}^*}{2} - \min\{0, -v_{l12}^*, v_{l31}^*\} \\ v_{\mu 0 \max}^* &= \frac{v_{cab}^*}{2} - \max\{0, -v_{l12}^*, v_{l31}^*\} \end{aligned}$$

com $v_{cab}^* = v_{ca}^* + v_{cb}^*$, onde v_{ca}^* e v_{cb}^* são as tensões de referência do barramento CC.

Esta tensão possui um valor de máximo ($\mu_0 = 1$) e um valor de mínimo ($\mu_0 = 0$) de acordo com o fator de distribuição de roda livre ($0 \leq \mu_0 \leq 1$). Por conseguinte, através de uma expressão geral [51], esta tensão pode ser escrita como:

$$v_{\mu 0}^* = (1 - \mu_0)v_{\mu 0 \min}^* + \mu_0 v_{\mu 0 \max}^* \quad (3.33)$$

Uma vez determinada a tensão $v_{\mu 0}^*$ e dadas as tensões de linha ($-v_{l12}^*$ e v_{l31}^*), as tensões de pólo efetivas podem ser determinadas utilizando (3.23)-(3.25). Logo, pode-se determinar as três tensões homopolares restantes.

Tensões auxiliares locais ($v_{\mu 1}^*$, $v_{\mu 2}^*$ e $v_{\mu 3}^*$)

Estas variáveis podem ser vistas como três tensões homopolares monofásicas conforme pode-se observar em (3.26)-(3.31). Por isso, serão tratadas neste trabalho como tensões auxiliares locais.

Estas tensões são determinadas a partir das expressões (3.17), (3.18), (3.19). Observe que outra restrição deve ser respeitada para cada fase:

$$v_{\mu 1 \min}^* \leq v_{\mu 1}^* \leq v_{\mu 1 \max}^* \quad (3.34)$$

$$v_{\mu 2 \min}^* \leq v_{\mu 2}^* \leq v_{\mu 2 \max}^* \quad (3.35)$$

$$v_{\mu 3 \min}^* \leq v_{\mu 3}^* \leq v_{\mu 3 \max}^* \quad (3.36)$$

onde os valores de máximo e mínimo, respectivamente, em cada fase são:

$$v_{\mu k \min}^* = \max\{-v_{ca}^*/2 - v_{kab}^*, -v_{cb}^*/2\}$$

$$v_{\mu k \max}^* = \min\{v_{ca}^*/2 - v_{kab}^*, v_{cb}^*/2\}$$

com $k = 1, 2, 3$. Assim, a partir dos valores limites das restrições, determinam-se as tensões auxiliares de referência como:

$$v_{\mu_1}^* = (1 - \mu_1)v_{\mu_1 \min}^* + \mu_1 v_{\mu_1 \max}^* \quad (3.37)$$

$$v_{\mu_2}^* = (1 - \mu_2)v_{\mu_2 \min}^* + \mu_2 v_{\mu_2 \max}^* \quad (3.38)$$

$$v_{\mu_3}^* = (1 - \mu_3)v_{\mu_3 \min}^* + \mu_3 v_{\mu_3 \max}^* \quad (3.39)$$

Diagrama de blocos do controle PWM

A Fig. 3.4 apresenta o diagrama de blocos do PWM descrito para o conversor estudado. Neste diagrama, a primeira restrição diz respeito a equação 3.32 e a segunda restrição, por conseguinte, diz respeito as equações 3.34, 3.35 e 3.36.

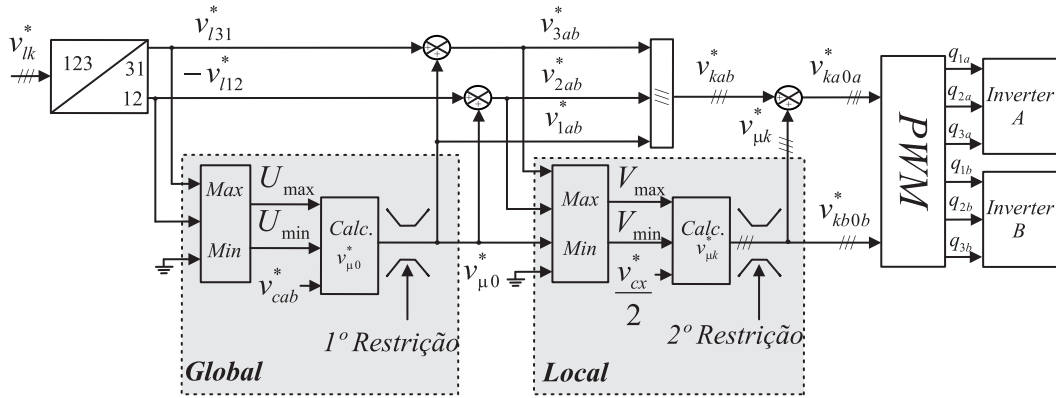


Figura 3.4: Diagrama de blocos para a estratégia de chaveamento PWM proposta.

Algoritmo proposto

Dadas as tensões de linha de referência ($-v_{p12}^*$ e v_{p31}^*), as tensões de pólo são determinadas seguindo, basicamente, oito passos:

- ▷ Passo 1 - Definir um valor para o fator de distribuição de roda livre global μ_0 respeitando $0 \leq \mu_0 \leq 1$;
- ▷ Passo 2 - Calcular a primeira restrição de acordo com (3.32);
- ▷ Passo 3 - Calcular a tensão homopolar global $v_{\mu_0}^*$ a partir de (3.33);

- ▷ Passo 4
- Calcular as tensões v_{1ab}^* , v_{2ab}^* and v_{3ab}^* a partir de (3.23)-(3.25)
- ▷ Passo 5 - Definir valores para os três fatores de distribuição locais μ_k respeitando $0 \leq \mu_k \leq 1$;
- ▷ Passo 6 - Calcular as restrições de cada tensão de acordo com (3.34) e (3.35) e (3.36);
- ▷ Passo 7 - Calcular as tensões auxiliares $v_{\mu_1}^*$, $v_{\mu_2}^*$ e $v_{\mu_3}^*$ a partir de (3.37), (3.38) e (3.39);
- ▷ Passo 8 - Calcular as tensões de pólo de referência a partir (3.14)-(3.19);

Implementação do PWM Híbrido

A implementação do PWM consiste na comparação das tensões de pólo de referência v_{ka0a}^* e v_{kb0b}^* na frequência do sinal da rede (60Hz) com um sinal triangular de frequência elevada, conhecida como portadora. Esta comparação pode ser feita utilizando-se uma portadora ou duas portadoras defasadas entre si em 180° . Uma técnica de grampeamento dos sinais de gatilho por semiciclo é implementada no intuito de reduzir as perdas por chaveamento.

Na Fig. 3.5(a) tem-se a geração de uma tensão de pólo referente a uma fase do inversor A (v_{1a0a}) por uma comparação seno-triangular em que a frequência da portadora fora fixada em 540Hz visando descrever a obtenção dos níveis. Logo, a tensão de pólo de referência (v_{1a0a}^*) é comparada com um sinal triangular para o conversor A (v_{t1}) de frequência elevada. O resultado desta comparação são pulsos de gatilhos para a chave de potência (q_{1a}), proporcionando uma tensão chaveada em dois níveis (2N), ou chaveamento bipolar, na tensão de pólo (v_{1a0a}). O offset imposto na tensão de pólo de referência (v_{1a0a}^*) implica em um grampeamento por semiciclo no chaveamento para cada braço do inversor.

De forma análoga, na Fig. 3.5(b) observa-se a geração da tensão de pólo em uma fase referente ao inversor B (v_{1b0b}). Observe que o inversor B opera defasado em 180° comparado com o inversor A. Este resultado consiste da utilização de duas portadoras defasadas em 180° entre si ($v_{t1} = -v_{t2}$).

Uma vez que os resultados são similares, pode-se observar que neste caso, onde todos fatores de distribuição de roda livre foram fixados em 0,5, os inversores operam em modo complementar, i.e, em modo dual.

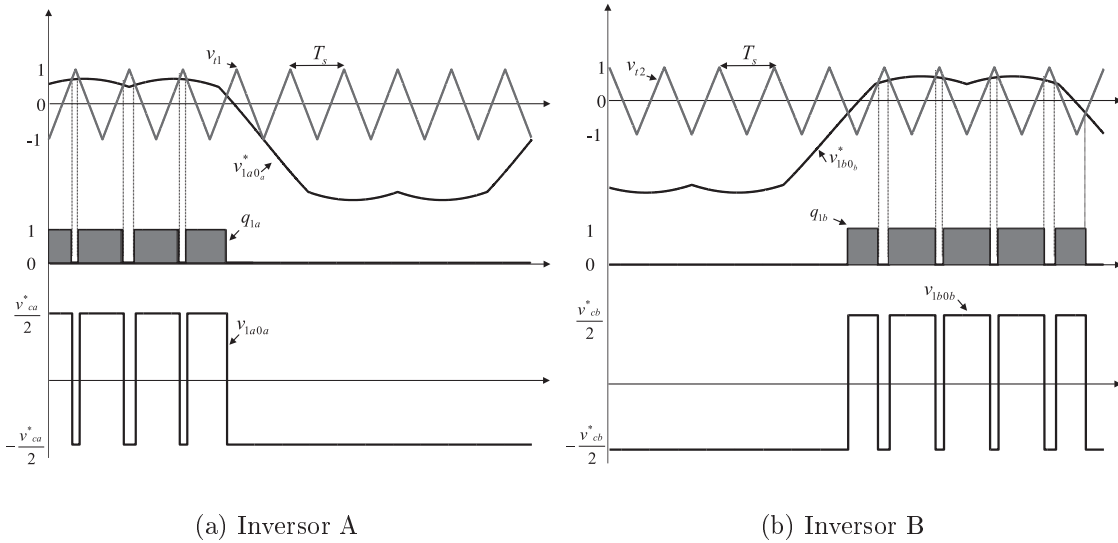


Figura 3.5: HPWM proposto para topologia OEW em uma fase: Modulante e portadora (superior), sinais de gatilho (centro) e tensão de pólo (inferior).

Na Fig. 3.6 tem-se a obtenção dos níveis na tensão de fase. De fato, este resultado pode ser observado a partir das tensões do sistema, conforme expressão (3.8). Assim, observam-se nove níveis obtidos na tensão de fase a partir do HPWM descrito que apresenta resultados similares em comparação com outras estratégias PWM encontradas na literatura [56]. Resultados para as demais fases são similares.

A Tensão do Barramento CC e o índice de modulação (m)

Em um DVR convencional, para uma operação com uma condição trifásica equilibrada, ou seja uma falta trifásica simétrica, a maior demanda de tensão no inversor será $(\sqrt{3})V_{pk}^*$ sendo V_{pk}^* a amplitude da tensão necessária para ser injetada no sistema. Na configuração proposta, em um caso equilibrado, a maior demanda será $(\sqrt{3})V_{pk}^*/2$, ou seja, a metade se comparada com o caso da estrutura convencional. Vale salientar que esta condição é garantida, se, e somente se, as tensões nos barramentos CC dos inversores VSI forem iguais.

Assim a relação entre o índice de modulação (m) e a tensão mínima que deve ser imposta no barramento CC (V_{dc}) será:

$$V_{dc} \geq \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\frac{V_{pk}^*}{m} \right) \quad (3.40)$$

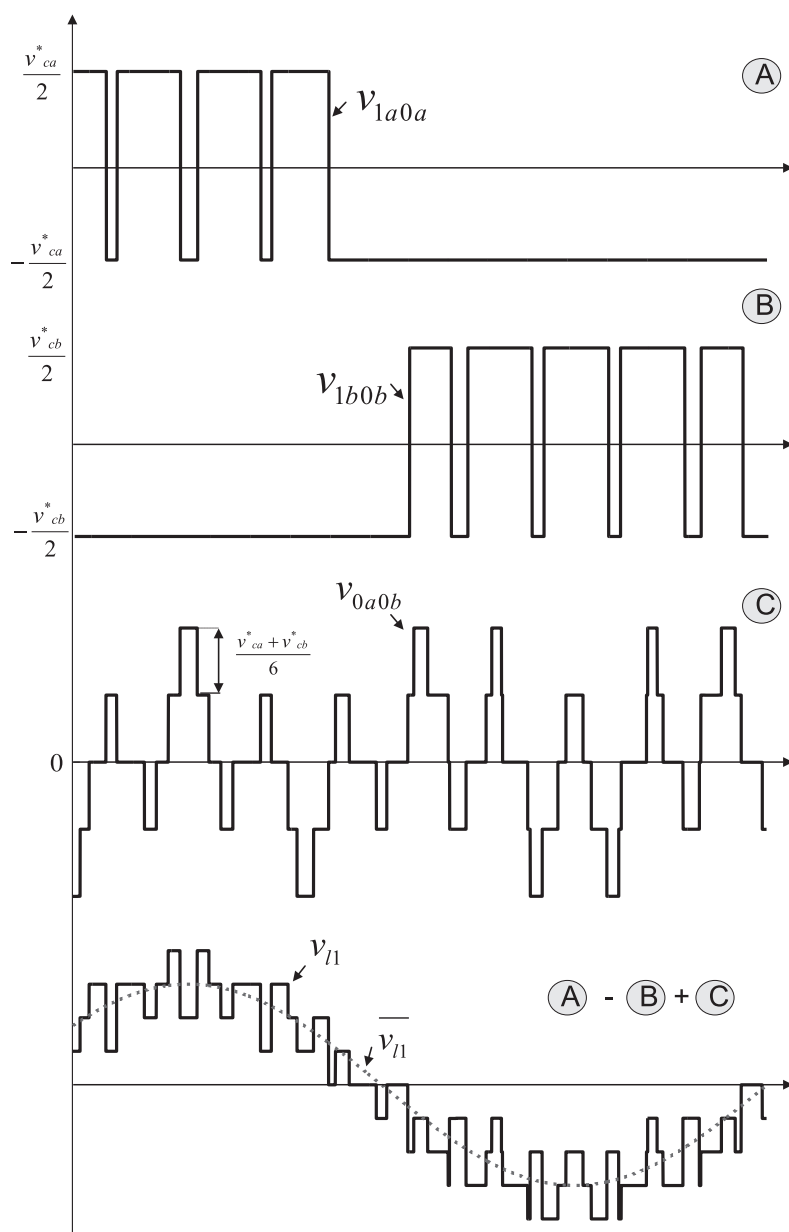


Figura 3.6: Tensões no inversor em uma fase: Tensões de pólo individuais (superior), Tensão de modo comum (centro) e tensão de fase (inferior).

3.2.2 Controladores de tensão na carga

Os controladores a serem implementados no DVR podem seguir basicamente dois modos de controle: i) antecipativo (feedforward) e ii) realimentados (feedback). Por razões de simplicidade os resultados apresentados decorrem da implementação via ação de controle direta (feedforward).

O modo de controle antecipativo, conforme a Figura 3.7, é extremamente simples. Basicamente efetua-se a medição das tensões no grid (e_{gk}) e compara-se com as tensões de referência, estas tensões devem corresponder às tensões nominais de operação da rede de alimentação que devem suprir uma carga sensível (v_{lk}). A principal desvantagem deste tipo de controle é que torna-se necessário conhecer a tensão nominal de operação do sistema.

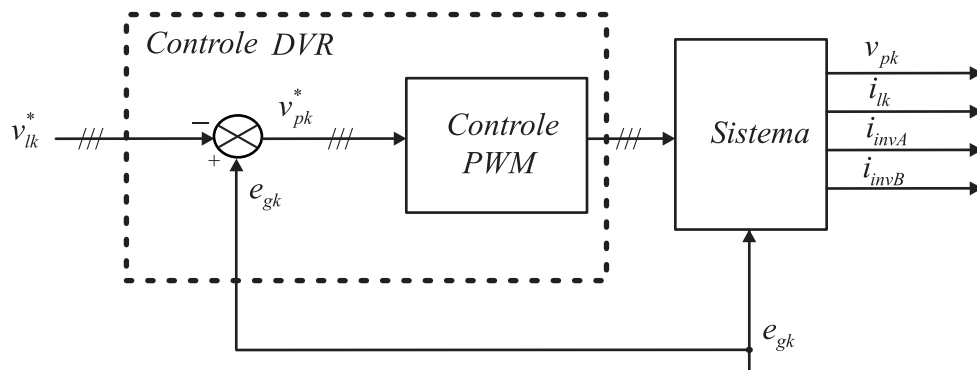


Figura 3.7: Diagrama de bloco do controle em malha aberta

3.2.3 Sincronismo com a rede (PLL)

Deve-se garantir que a tensão injetada pelo DVR esteja em fase com a tensão medida na rede de alimentação. Esta garantia é dada a partir de um circuito de captura de fase conhecido como PLL (do inglês *Phase-Locked Loop*).

O algoritmo do PLL a ser utilizado para alguns resultados experimentais, neste trabalho, é baseado no PLL da potência fictícia descrito em [57]. Onde, em sua implementação utilizou-se um Filtro Passa Baixas (FPB) do tipo *butterworth* de 1ª ordem com frequência de corte (fc) de 5Hz. O controlador implementado para corrigir a fase é um proporcional, conforme pode-se observar na Figura 3.8. A frequência (ω_{ff}) é um termo de compensação e foi fixada em 377 rad/s.

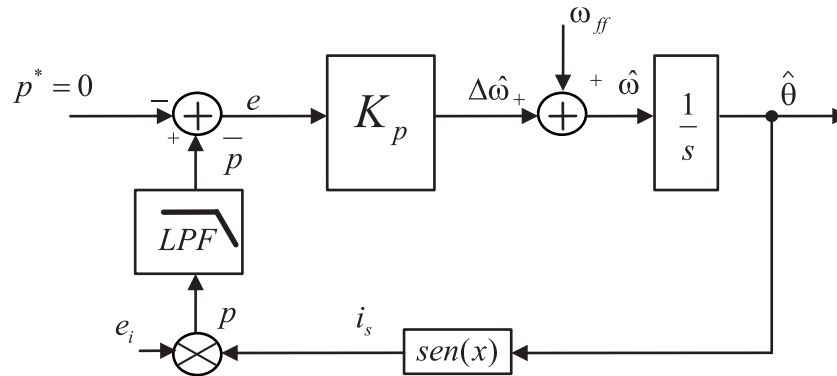
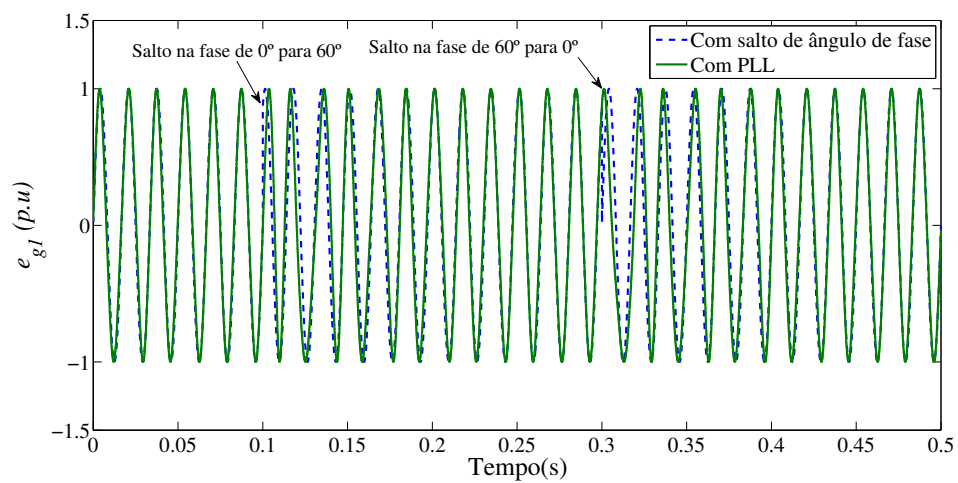


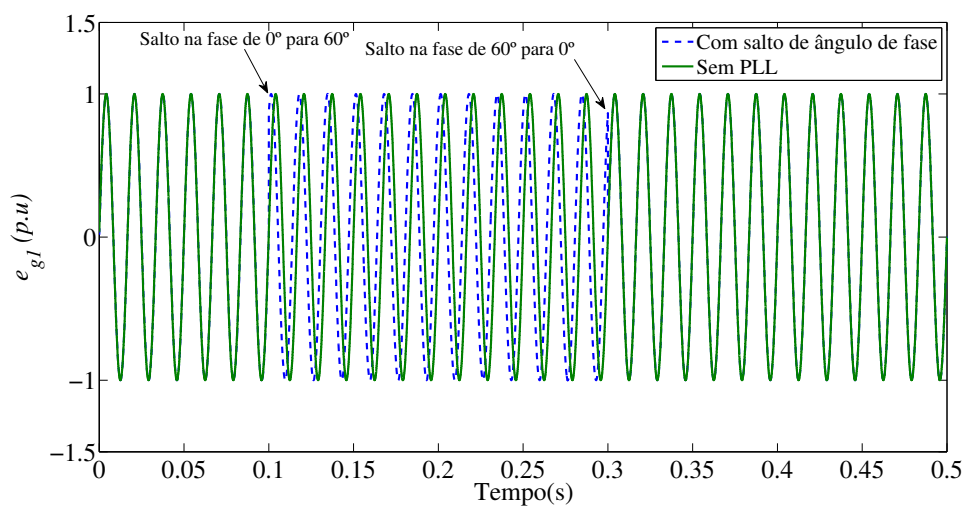
Figura 3.8: Diagrama de blocos do PLL monofásico utilizado.

Teste do PLL utilizado

Na Fig. 3.9 tem-se a dinâmica do PLL utilizado perante uma condição de salto de fase em 60° . Observa-se que o PLL necessita, aproximadamente, de 5 ciclos de operação para seguir a nova fase. Observa-se que o PLL implementado é coerente porém não é muito adequado para o tipo de aplicação (afundamentos de tensão em curta variação de tempo). Todavia, neste trabalho não serão enfatizados saltos de ângulo de fase. O objetivo deste tópico fora apenas de descrever possíveis teste e realizações que poderão ser otimizados e levados em considerações na busca de algoritmos de PLL para DVRs em trabalhos futuros.



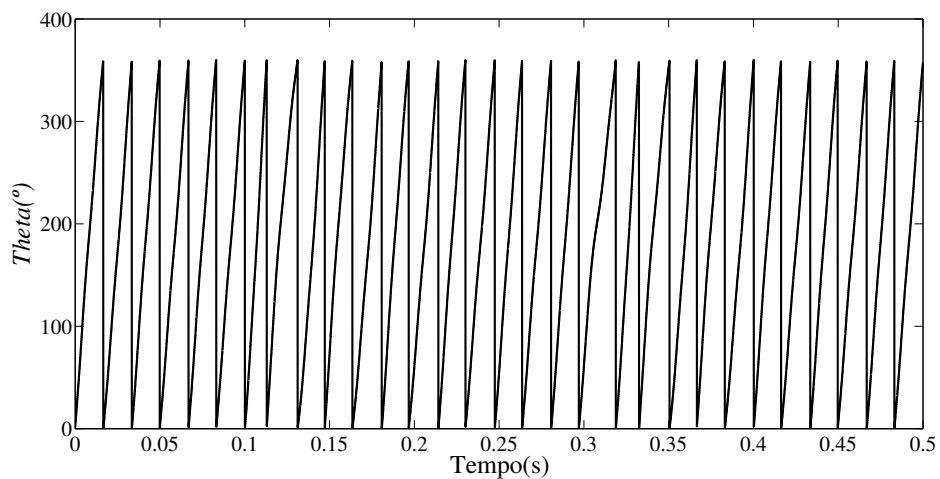
(a) Dinâmica do sistema com PLL.



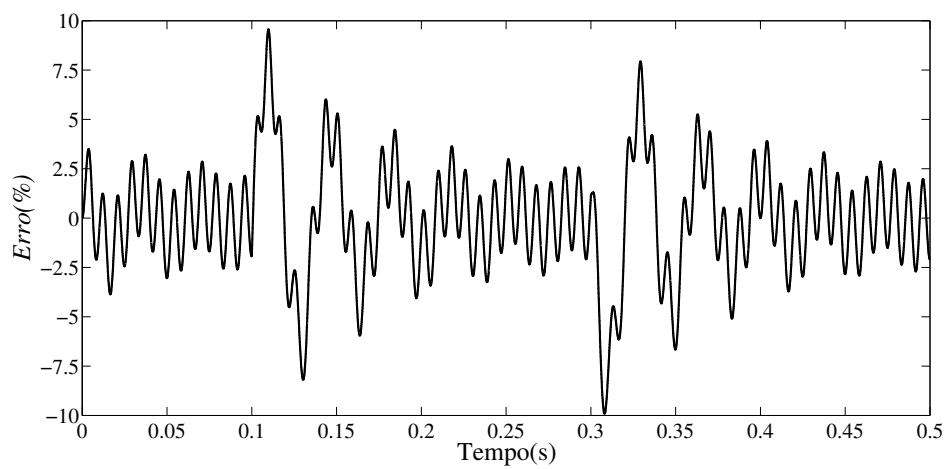
(b) Dinâmica do sistema sem PLL.

Figura 3.9: Teste do PLL monofásico utilizado.

Na Fig. 3.10 pode-se observar o comportamento do erro e do ângulo θ para o teste utilizado. Observa-se que o erro caracteriza o PLL com baixa eficiência. Todavia considerar-se-á este PLL para alguns resultados.



(a) Ângulo θ medido.



(b) Erro.

Figura 3.10: Variáveis manipuladas no PLL.

3.3 Conclusão e considerações

Neste capítulo foram abordados conceitos básicos relacionados aos fundamentos de tensão, bem como suas principais características. Um modelo simplificado fora apresentado, vide Fig. 3.3.

Uma estratégia PWM Híbrida foi apresentada para a estrutura de inversor OEW. No desenvolvimento analítico, consideraram-se os barramentos CC diferentes. Todavia para obtenção de alguns resultados, os barramentos CC foram considerados idênticos.

Quanto à utilização de tensões auxiliares na estratégia de modulação PWM, pode-se observar que estas tensões, dependendo dos valores de μ_0 , μ_1 , μ_2 e μ_3 , podem otimizar o barramento C.C dos inversores e reduzir a WTHD das tensões nos enrolamentos primários dos transformadores de injeção. É interessante perceber que o valor máximo ($\mu = 1$) e mínimo ($\mu = 0$) das tensões auxiliares devem ser escolhidos para garantir a operação de um braço do inversor com frequência de chaveamento zero. De qualquer maneira, escolhendo-se $\mu = 0,5$ é possível reduzir a distorção harmônica e otimizar o barramento capacitivo. Muito embora, com a técnica de grampeamento se consiga obter em um semiciclo que ao menos um braço do conversor fique sem comutar. Esta técnica toma como base alguns princípios descritos em estruturas multinível [58].

No que diz respeito ao algoritmo do PLL usado neste trabalho, tem-se que para um sistema trifásico basta replicar os três PLL monofásicos. Esta alternativa não é a melhor pois exige um esforço computacional considerável. Porém, visto que o trabalho está focalizado em outros aspectos, considerou-se esta implementação para alguns resultados preliminares.

O modelo e projeto dos filtros passivos para esta proposta foram apenas comentados no intuito de centralizar o objetivo desta proposta na estratégia de modulação PWM.

4

Análises e Resultados

Neste capítulo serão apresentados resultados experimentais realizados bem como algumas análises no intuito de validar os estudos e considerações feitos. A maioria dos resultados de simulação apresentados são caracterizados em um sistema em baixa potência devido à limitação quanto à operação dos equipamentos no laboratório experimental. Todavia, em termos de performance dinâmica, eventuais resultados para níveis de potência superiores são análogos aos apresentados em baixa potência [5], [39].

4.1 Resultados de simulação

Nesta seção serão apresentados alguns resultados de simulação do regime dinâmico, no intuito de caracterizar a operação do DVR. O ambiente de simulação utilizado foi o PSIM *v*9.0. Os principais parâmetros de simulação encontram-se na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Principais parâmetros de simulação utilizados.

Parâmetro	Descrição	Abreviação	Valor
Simulação	Passo de cálculo	h	$0,5 \mu s$
	Passo de impressão	h_p	$0,5 \mu s$
PWM	Índice de modulação	m	0,9
	Fator dist. de roda livre global	μ_0	0,5
	Fator dist. de roda livre local (fase 1)	μ_1	0,5
	Fator dist. de roda livre local (fase 2)	μ_2	0,5
	Fator dist. de roda livre local (fase 3)	μ_3	0,5

4.1.1 Afundamento de tensões do tipo trifásico balanceado

Um primeiro resultado do sistema simulado é apresentado na Fig. 4.1. Nesta, emulou-se uma falta trifásica simétrica com afundamento de 20% nas tensões da rede (*grid*) com duração de 200ms. As tensões filtradas e injetadas pelo DVR (no secundário dos transformadores) estão dispostas na Fig.4.1(b). Para isso considerou-se um modelo de filtro LC descrito anteriormente. O modelo dos transformadores de injeção utilizados para esse resultado foi um modelo ideal.

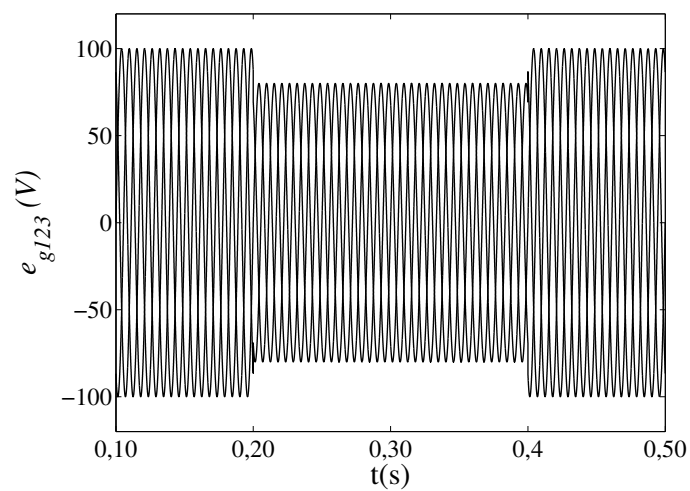
A implementação da estratégia PWM híbrida, foi feita conforme descrita no capítulo anterior, ou seja, duas portadoras defasadas em 180° entre si com sinais modulantes defasados também em 180° com um nível de *offset* a fim de garantir um grampeamento de meio ciclo de operação em cada braço.

Observa-se na Fig. 4.1, que o DVR compensa o afundamento de tensão satisfatoriamente, conforme Fig. 4.1(b), onde observa-se que as componentes de alta frequência foram inibidas pela rede LC usada. De fato, a carga não é afetada significativamente, como pode-se observar na Fig. 4.1(c). De fato, nota-se que no transitório do evento tem-se um pico de tensão de aproximadamente 2,5%.

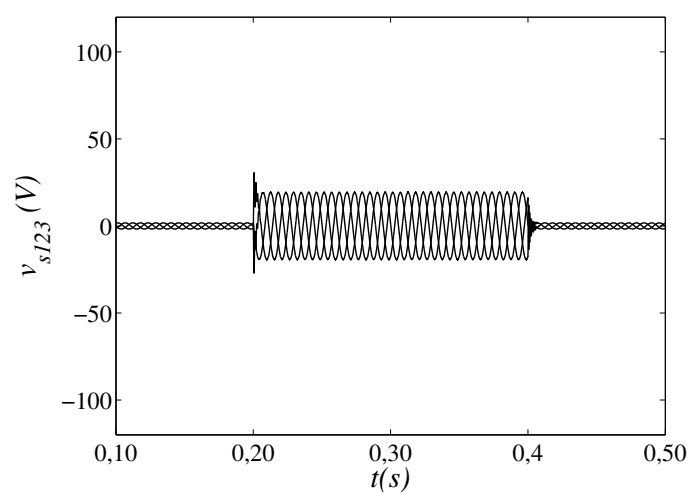
A tensão no barramento CC dependerá do nível de afundamento gerado na rede. Assim, considerando-se o afundamento de 20%, tem-se que a partir da expressão 3.40, a tensão mínima no barramento CC ($V_{dc}^{20\%}$) será 20V. Na Tabela 4.2 tem-se os principais parâmetros utilizados na simulação do sistema.

Tabela 4.2: Principais parâmetros do sistema simulado em baixa tensão.

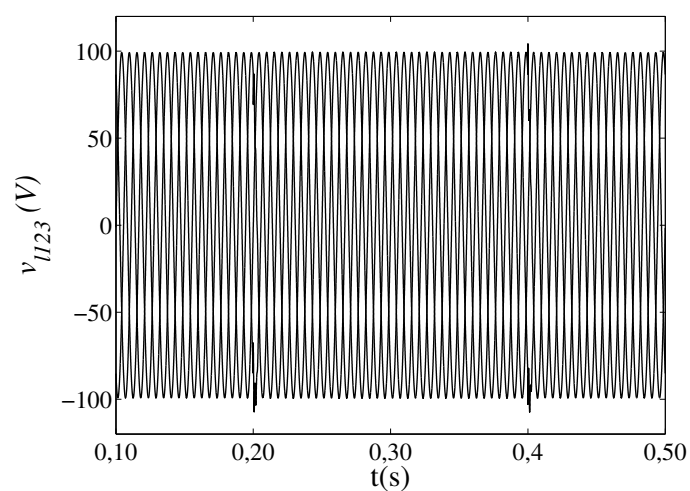
Parâmetro	Descrição	Abreviação	Valor
Grid	Tensão de fase (eficaz)	V_g	70,7 V
	Potência Aparente	S_g	150 VA
Carga	Resistência	R_l	100 Ω
Filtro	Capacitância	C_f	10 μF
	Indutância	L_{pf}	2 mH
DVR	Capacitância do link DC	C_{dc}	2200 μF
	Frequência de chaveamento	f_{cv}	10 kHz



(a)



(b)

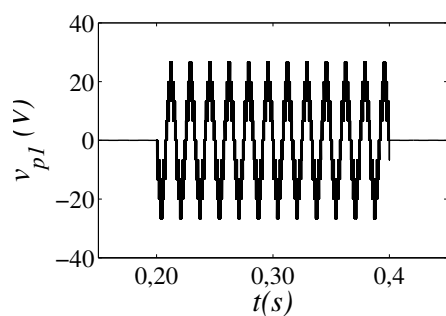


(c)

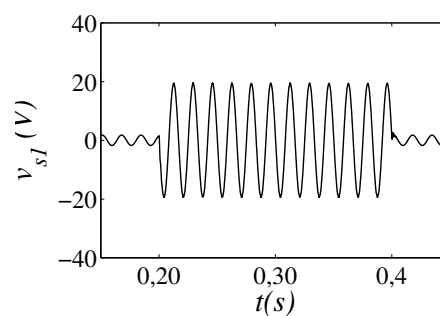
Figura 4.1: Tensões no sistema: (a) Rede de alimentação, (b) DVR (secundário do transformador), (c) Carga.

Tensões no DVR Proposto

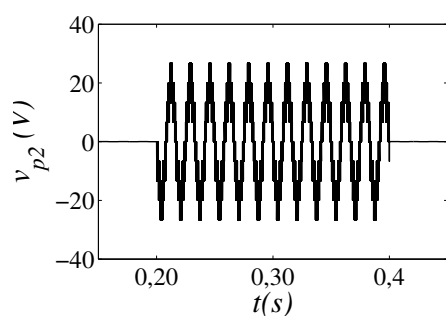
Na Fig. 4.2 tem-se as tensões injetadas pelo DVR no primário dos transformadores, como pode-se observar nas Figs. 4.2(a), 4.2(c) e 4.2(e), e no secundário dos transformadores, conforme Figs. 4.2(b), 4.2(d) e 4.2(f)



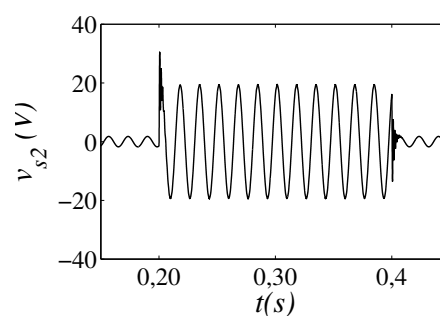
(a)



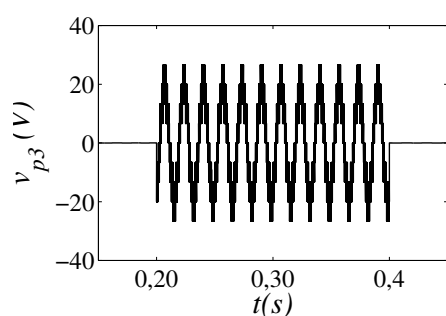
(b)



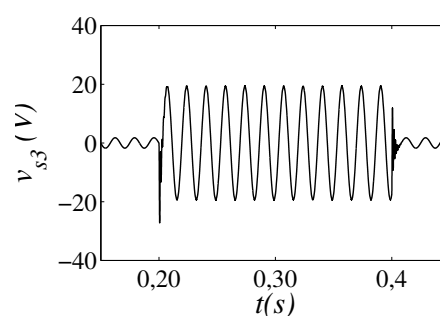
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 4.2: Tensões injetadas pelo DVR: (a), (c), (e) Primário do transformador, (b), (d), (f) Secundário do transformador.

Observando-se o lado secundário dos transformadores, verifica-se que as tensões filtradas possuem uma ondulação de aproximadamente 6% do valor de pico durante a operação do DVR, conforme se verifica na Fig.4.3. Esta ondulação ocorre quando o DVR está fora de operação. A frequência da oscilação foi medida e constatou-se que a mesma possui praticamente o mesmo valor da frequência de operação do sistema, ou seja 60 Hz . O fato desta oscilação existir decorre de que mesmo impondo uma diferença de tensão nula nos primários dos transformadores de injeção, vide Fig.4.2(a), Fig.4.2(c) e Fig.4.2(e), existe uma corrente que circula no terminal secundário dos transformadores de injeção, e de acordo com o modelo dos transformadores, vide Fig.3.2, haverá uma queda de tensão entre os seus terminais. Este efeito pode ser observado em outros trabalhos de DVR com outras estruturas de DVR como, por exemplo, a estrutura com inversor de seis braços, [37], [5]. O uso de chaves de proteção (do tipo *bypass*) no secundário do transformador inibem tais oscilações.

Na Fig.4.3, também pode-se observar que, durante o transitório, no início da operação do DVR, tem-se um pico de tensão (*spike*) de aproximadamente 50% em duas (das três) fases. Associado a este pico de tensão, tem-se uma baixa oscilação amortecida. A frequência de oscilação calculada neste caso ficou em torno de 1129 Hz , a frequência de ressonância devido à indutância de dispersão do transformador e o capacitor de filtro está em torno de 1125 Hz . Assim pode-se concluir que a proximidade observada entre tais frequências justifica o efeito da oscilação observada no transitório. A oscilação é fracamente amortecida (subamortecida) pelo fato da carga ser puramente resistiva. Com uma carga de impedância maior, estas oscilações mantendo-se os mesmos valores do filtro, possuirão mais ciclos durante o amortecimento em comparação com o caso apresentado. As oscilações também dependem da fase das tensões injetadas pelo DVR, como fora constatado em [55].

Antecipando-se esta análise para os demais casos de afundamentos apresentados na sequência (afundamento de tensões do tipo trifásico desbalanceado, bifásico do tipo balanceado e monofásico) deste trabalho, tem-se que os resultados são análogos, uma vez que o comportamento esperado mediante os modelos apresentados e observados na simulação obtiveram um grau de coerência razoável. No que diz respeito aos casos de elevações de tensões, a coerência, entre o modelo descrito e os resultados de simulação, é mantida.

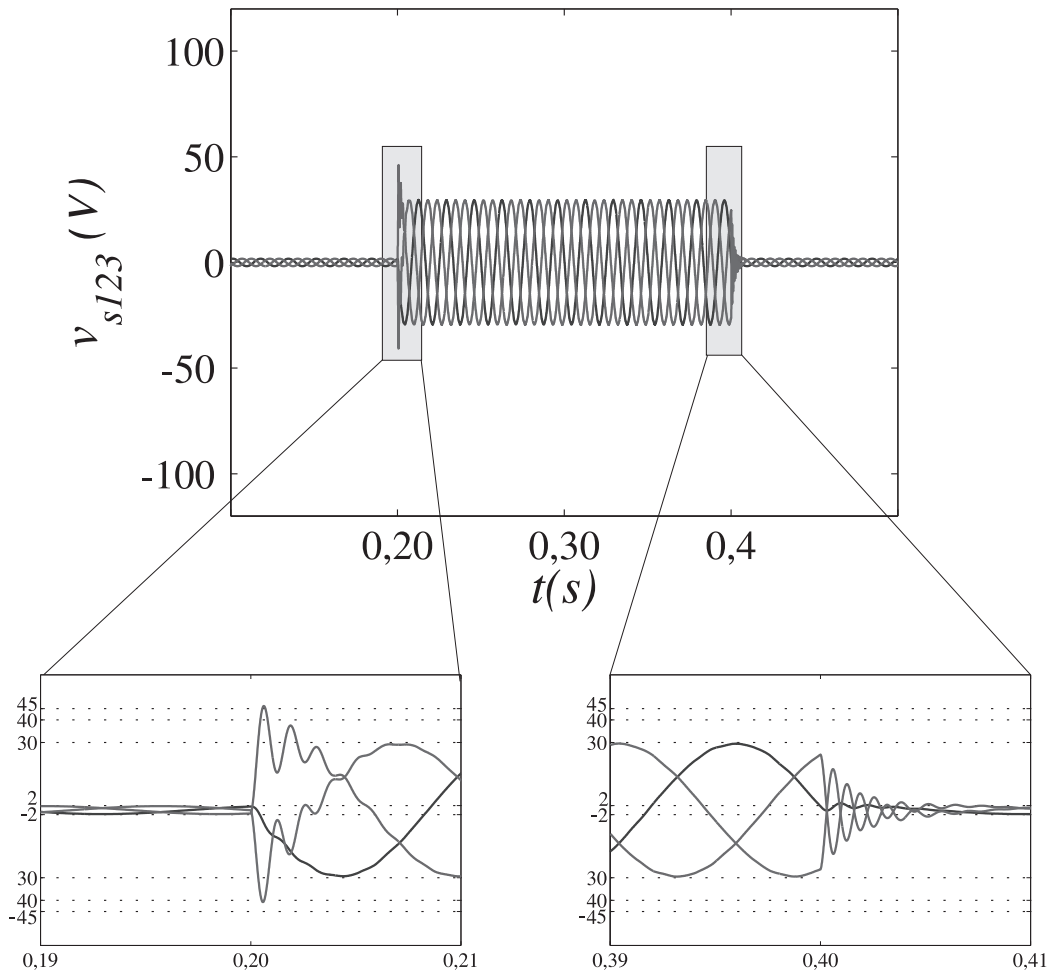


Figura 4.3: Ampliação das tensões injetadas pelo secundário do transformador (v_{s123}).

Tensões de referência: Na Fig. 4.4, dispõe-se das tensões de pólo de referência geradas da estratégia PWM descrita anteriormente para a fase a (fase 1). Verifica-se a injeção da componente homopolar nestas tensões, conforme ilustrado em [51]. O resultado da utilização de uma ou duas portadoras defasadas entre si de 180° pode ser observado nos dois casos distintos. O resultado para as demais fases são semelhantes.

Assim, comprova-se que, de fato, a utilização de duas portadoras garante um maior número de níveis na tensão de fase injetada pelo DVR tornando-o assim uma solução atrativa para aplicações em média e alta potência.

É interessante observar que o dv/dt com duas portadoras é bem menor se comparado com o caso em que se utiliza apenas uma portadora. Este efeito, em conjunto com uma técnica de se grampear o braço por um determinado tempo, aumenta consideravelmente a vida útil das chaves semicondutoras no inversor.

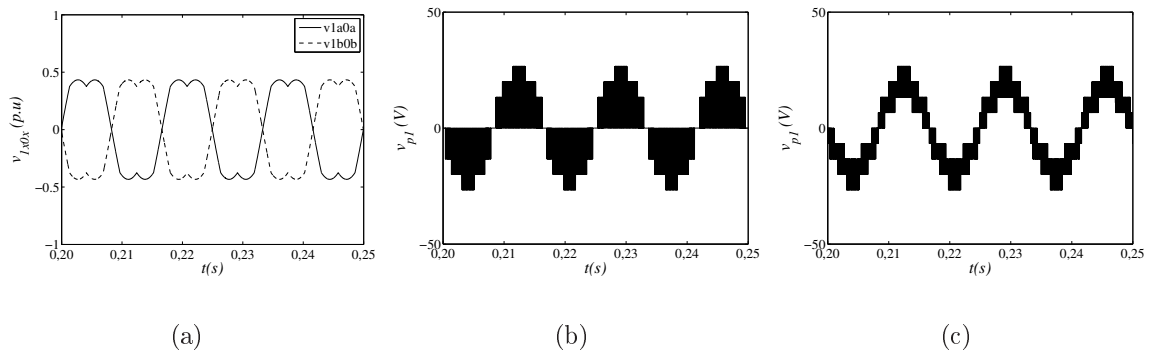


Figura 4.4: Tensões na fase *a*: (a) de referência do PWM e (b) no DVR com 1 portadora e (c) 2 portadoras.

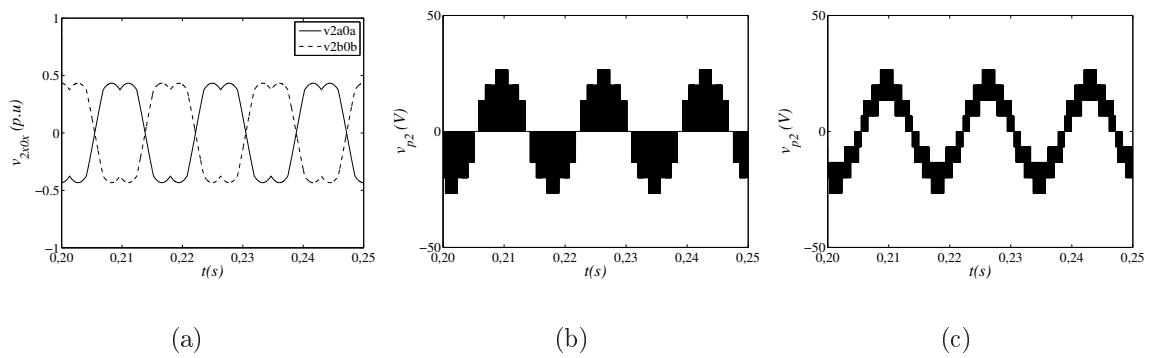


Figura 4.5: Tensões na fase *b*: (a) de referência do PWM e (b) no DVR com 1 portadora e (c) 2 portadoras.

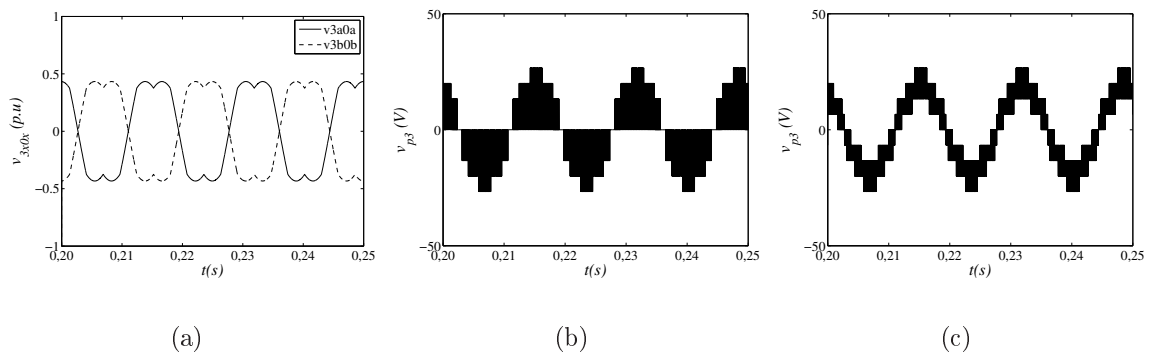


Figura 4.6: Tensões na fase *c*: (a) de referência do PWM e (b) no DVR com 1 portadora e (c) 2 portadoras.

A tensão auxiliar caracterizada por injeção da tensão homopolar $v_{\mu 0}$, referenciada neste trabalho como tensão auxiliar global, está ilustrada na Fig.4.7. As tensões auxiliares locais ($v_{\mu 1}$, $v_{\mu 2}$ e $v_{\mu 3}$) são as tensões observadas anteriormente, vide Fig.4.4, Fig.4.5 e Fig.4.6.

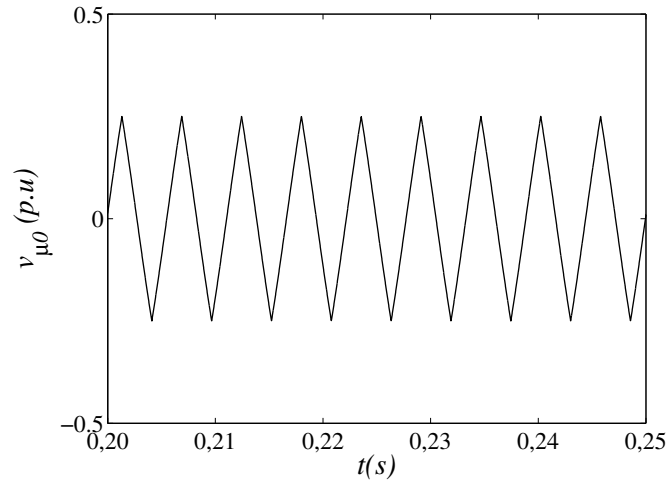
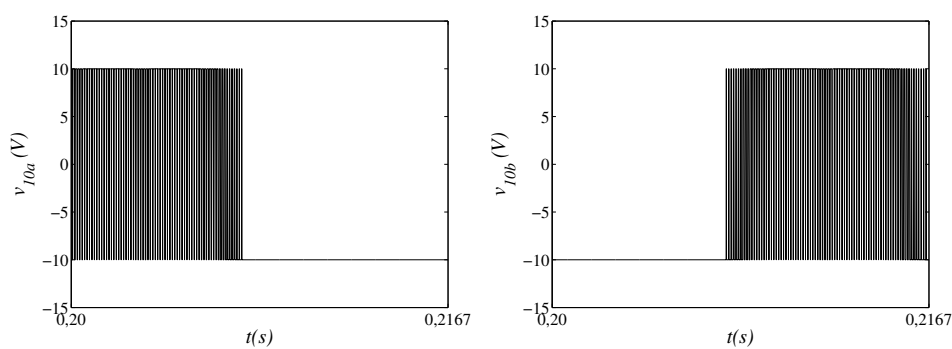


Figura 4.7: Tensão homopolar de referência ($v_{\mu 0}$) do PWM.

Tensões de Pólo: Na Fig. 4.8 tem-se o perfil das tensões de pólo referentes a fase a . Como pode-se observar, o resultado é análogo para as fases b , Fig. 4.9 e c , Fig. 4.10.

Observa-se que existe um grampeamento destas tensões por semiciclo, de tal maneira em que o inversor A opera de forma complementar ao inversor B. O grampeamento observado reduz as perdas de chaveamento nos inversores e aumenta a vida útil das chaves. Neste caso, foram utilizadas duas portadoras defasadas de 180° entre si. Percebe-se que cada tensão de pólo possui dois níveis. A disposição das portadoras seguem princípios semelhantes com relação às técnicas de múltiplas portadoras descrita em [58].

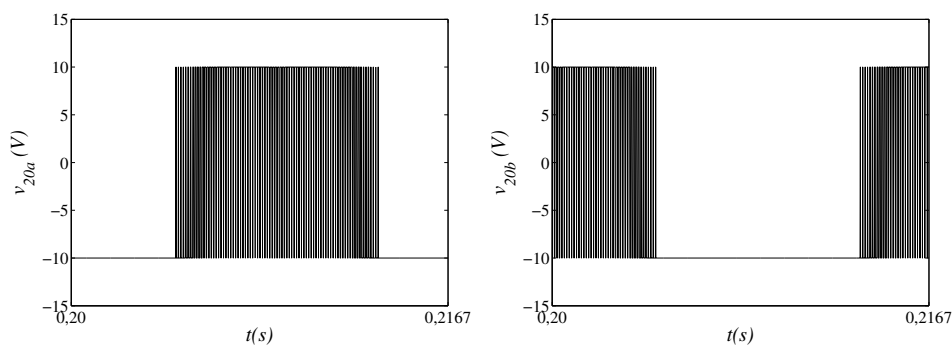
O fato de cada braço dos inversores operarem a cada meio ciclo do período total do sistema sob forma complementar, induziu alguns pesquisadores a denominar este tipo de inversor como inversor dual em trabalhos tratando-se de acionamento de máquinas, como pode-se verificar em [56], [59], [60] e [61].



(a) Inversor A.

(b) Inversor B.

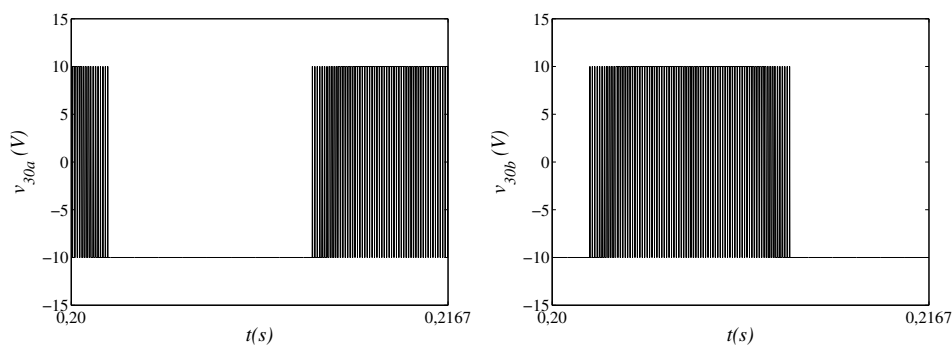
Figura 4.8: Tensões de pólo para fase a .



(a) Inversor A.

(b) Inversor B.

Figura 4.9: Tensões de pólo para fase b .



(a) Inversor A.

(b) Inversor B.

Figura 4.10: Tensões de pólo para fase c .

Tensão de modo comum (v_{0a0b}): Na Figura 4.11, tem-se a tensão entre os pontos centrais dos barramentos capacitivos do inversor A (v_{0a}) e do inversor B (v_{0b}). Perceba que esta tensão possui cinco níveis e nela está contida a componente homopolar do sistema.

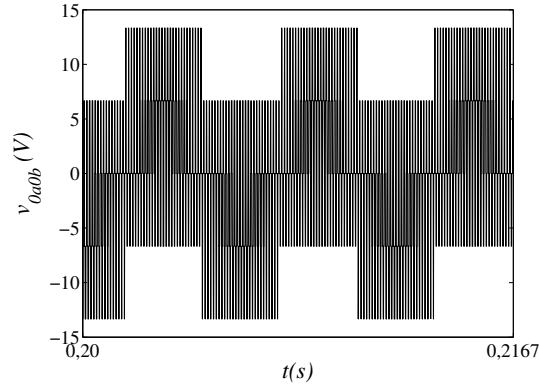


Figura 4.11: Tensão de modo comum.

Tensões entre fases: Na Fig. 4.12, tem-se a tensão entre fases injetadas pelo DVR, ou seja, a tensão de linha ($v_{p12} = v_{p1} - v_{p2}$). Observa-se que esta tensão possui cinco níveis.

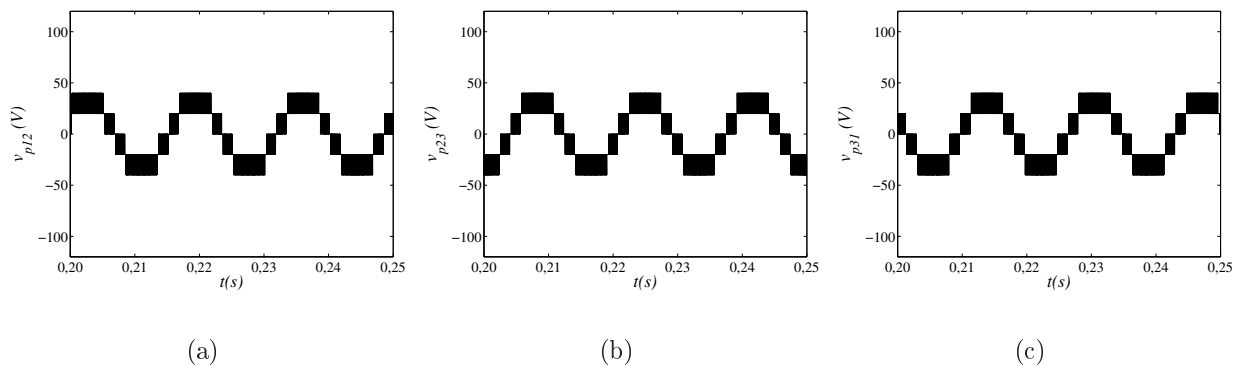


Figura 4.12: Tensão entre fases: (a) v_{p12} , (b) v_{p23} e (c) v_{p31}

4.1.2 Afundamento de tensões do tipo trifásico desbalanceado

No intuito de verificar o comportamento das tensões no DVR perante uma falta trifásica desequilibrada, foi simulada a operação do inversor OEW para um desbalanceamento trifásico de 10% entre cada fase, ou seja 70%, 80% e 90%. Os parâmetros utilizados para esta simulação são os mesmos apresentados na Tabela 4.2 com tensão do barramento CC em 30V. No que diz respeito à implementação do PWM, optou-se pela utilização de duas portadoras defasadas em 180° .

Observa-se na Fig. 4.13 que o DVR injeta as tensões de forma com um pico de tensão observado no transitório um pouco menor que 1,5% do seu valor nominal durante a operação. De fato, as tensões na carga permanecem inalteradas enquanto o distúrbio acontece, vide Fig. 4.24(c).

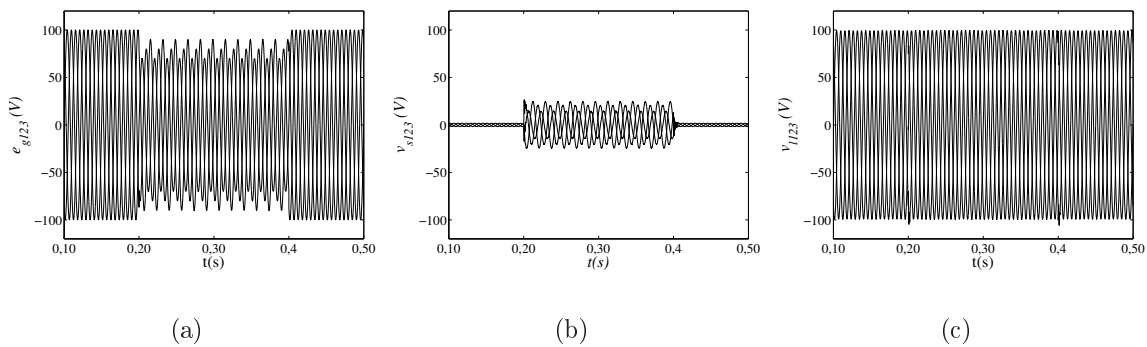


Figura 4.13: Tensões no sistema: (a) Grid, (b) DVR (secundário do transformador), (c) Carga.

Na Fig. 4.14, tem-se as tensões no DVR nos lados primário e secundário dos transformadores de injeção. Observa-se que devido ao desbalanceamento, alguns níveis são perdidos. Esta perda de níveis afeta os harmônicos de alta frequência. Como as tensões entre fases do DVR (v_{p12} , v_{p23} e v_{p31}) passam a ser desequilibradas tem-se que uma análise mais criteriosa deve ser feita para otimização das tensões auxiliares.

Todavia, ao passo em que as tensões injetadas pelo DVR são filtradas no secundário dos transformadores, essa perda de níveis torna-se irrelevante do ponto de vista da operação do sistema, ou seja, as tensões na carga são compensadas satisfatoriamente, como pode-se observar na Fig. 4.13. No caso de aplicação em que os filtros não fossem utilizados, observar-se-ia que os níveis implicariam em um aumento na WTHD das tensões, porém esta perda

também seria observada nas estruturas de DVR convencional e na de seis braços (6B).

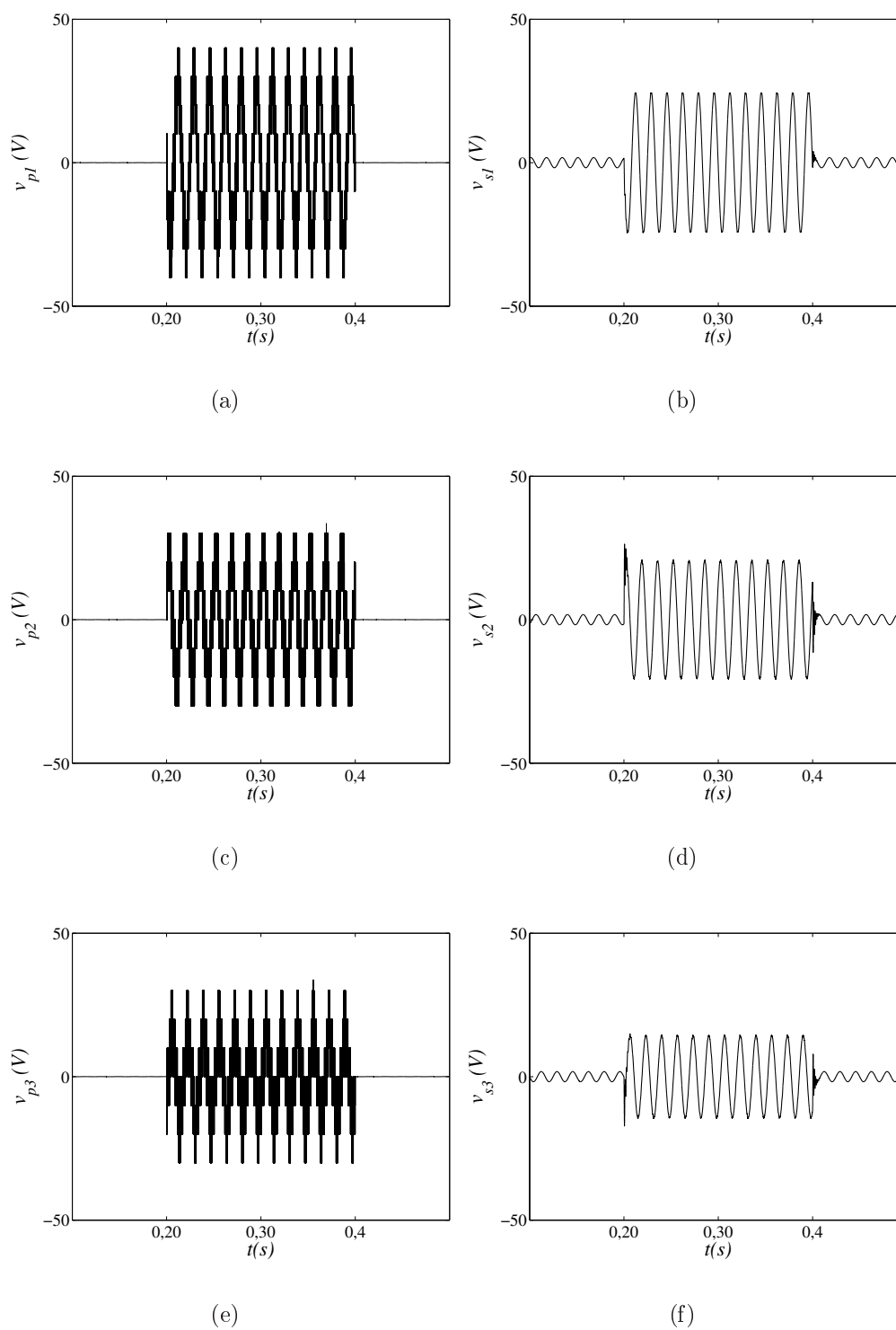


Figura 4.14: Tensões injetadas pelo DVR: (a), (c), (e) Primário do transformador, (b), (d), (f) Secundário do transformador.

A perda dos níveis são proporcionais à intensidade do afundamento de tensão entre uma fase e outra. Considerando-se um novo cenário em que o desbalanceamento seja de 5%, isto é, 80%, 85% e 90% pode-se verificar, através da Fig. 4.15 que as tensões injetadas pelo DVR apresentam largura dos níveis diferentes devido ao fato de se operar com tensões desbalanceadas. Porém, os mesmos níveis são garantidos em comparação com o caso de balanceamento trifásico apresentado anteriormente. Na Fig.4.16 tem-se as tensões filtradas.

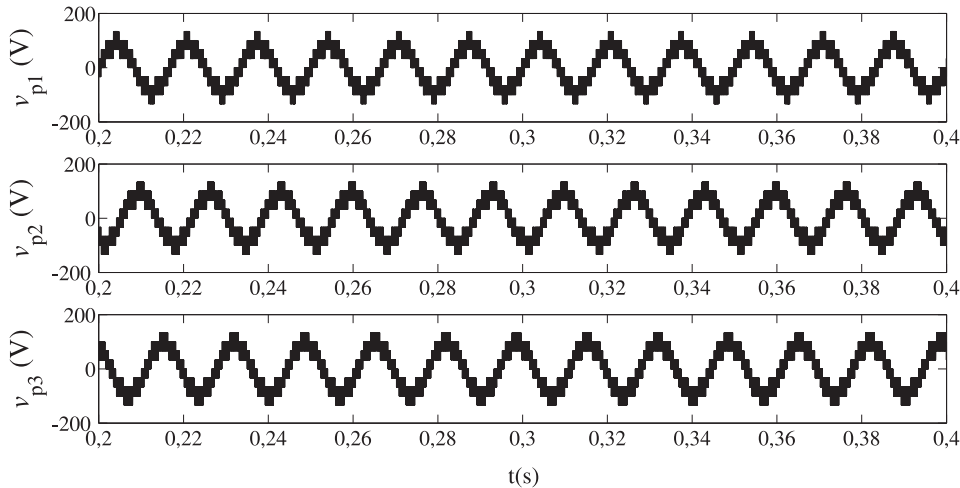


Figura 4.15: Tensões injetadas sem filtro.

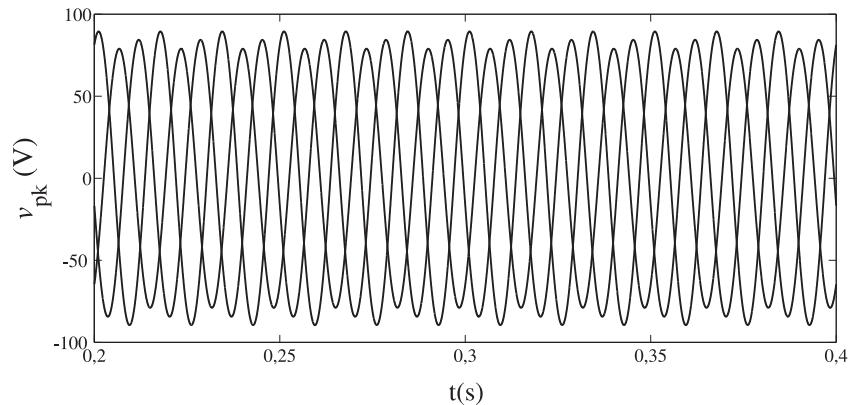


Figura 4.16: Tensões injetadas com filtro.

A fim de visualizar como se comportam as tensões de pólo e de modo comum no inversor, perante esta condição de operação, plotaram-se as tensões de pólo filtradas (tensões auxiliares de referência locais) e a tensão auxiliar de referência global que é equivalente à tensão de modo comum, como pode-se observar na Fig. 4.17. O subíndice x refere-se ao inversor A ($x = a$) e o inversor B ($x = b$).

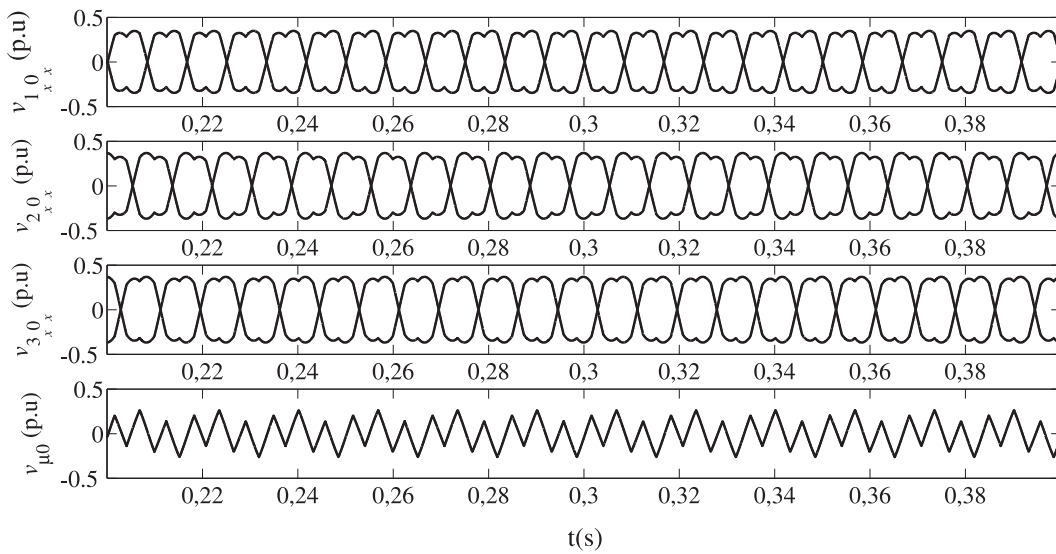


Figura 4.17: Tensões Auxiliares de referência.

Na Figura 4.18 tem-se as tensões referentes a uma fase no DVR. Observa-se que a tensão de fase no DVR (v_{p1}) é obtida a partir das tensões de pólo em cada inversor (v_{1a0a} e v_{1b0b}) e a tensão de modo comum (v_{0a0b}), como descrito anteriormente na equação 3.8.

A partir dos comentários anteriores, pode-se justificar qualitativamente que os nove níveis gerados na tensão de fase do DVR surgem a partir dos cinco níveis na tensão de modo comum (v_{0a0b}) e os dois níveis de cada tensão de pólo provenientes de cada inversor (v_{1a0a} e v_{1b0b}).

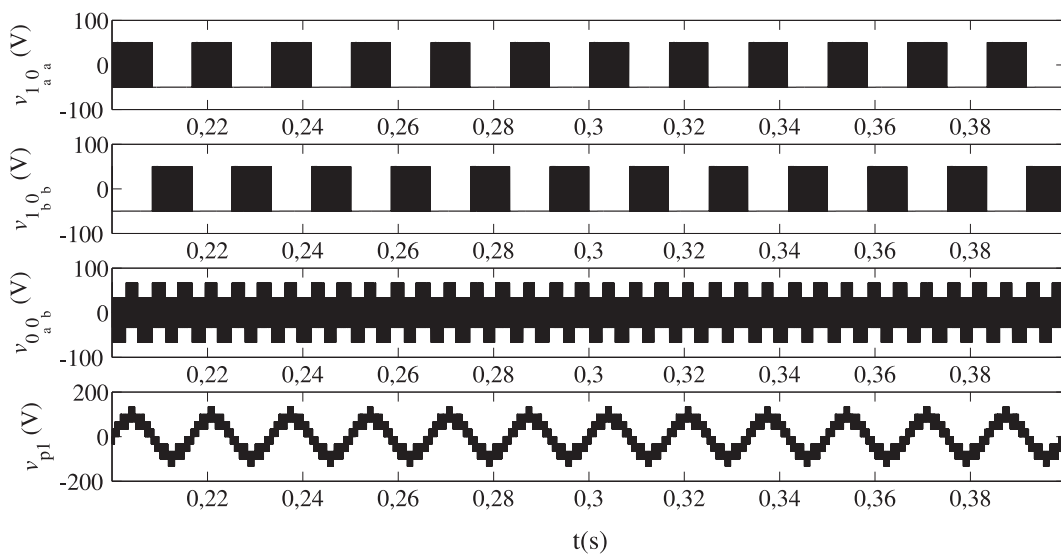


Figura 4.18: Tensões injetadas com filtro.

4.1.3 Afundamento de tensões do tipo bifásico

Um outro cenário foi simulado. Neste caso um afundamento bifásico foi simulado com intensidade de 30% nas fases *a* e *b*. Observa-se na Fig. 4.19, que as tensões na carga são compensadas tendo-se, durante o transitório, um pico de tensão de aproximadamente 2,7% do seu valor nominal. Nota-se que o DVR injeta três tensões mesmo o sistema necessitando da compensação de apenas duas. Isso se deve ao fato que o DVR usa a fase restante (a fase *c*) para injetar uma tensão homopolar para compensar uma tensão equivalente a deslocamento de neutro no sistema ($v_{nm} = v_n - v_m$), vide Fig. 3.3 e Fig. 4.20. Esse efeito garante que a soma das tensões no sistema seja nula, e, conseqüentemente, as correntes terão soma nula uma vez que a carga tratada é equilibrada. Observe que a tensão v_{nm} não existe no caso anterior.

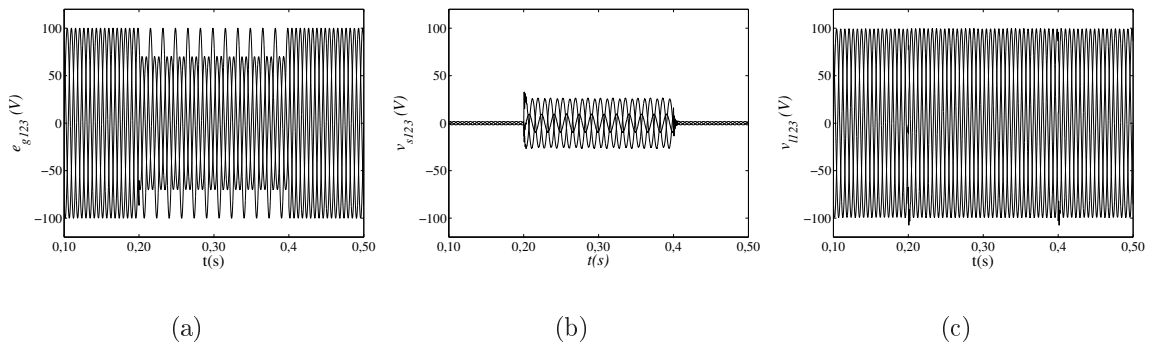


Figura 4.19: Tensões no sistema: (a) Grid, (b) DVR (secundário do transformador), (c) Carga.

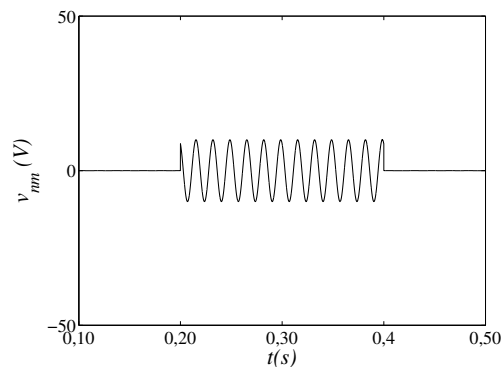


Figura 4.20: Tensão v_{nm} em um caso de afundamento bifásico.

Na Fig. 4.21, observam-se as tensões injetadas pelo DVR no lado primário dos transformadores de injeção, Figs. 4.21(a), 4.21(c) e 4.21(e). Percebe-se que os níveis bem definidos

são perdidos se comparados com o caso trifásico equilibrado. Todavia, estas tensões afetam apenas harmônicos de alta frequência de forma que ao serem filtradas no lado secundário, vide Figs. 4.21(b), 4.21(d) e 4.21(f), do transformador o efeito torna-se irrelevante sob ponto de vista da dinâmica do sistema como um todo.

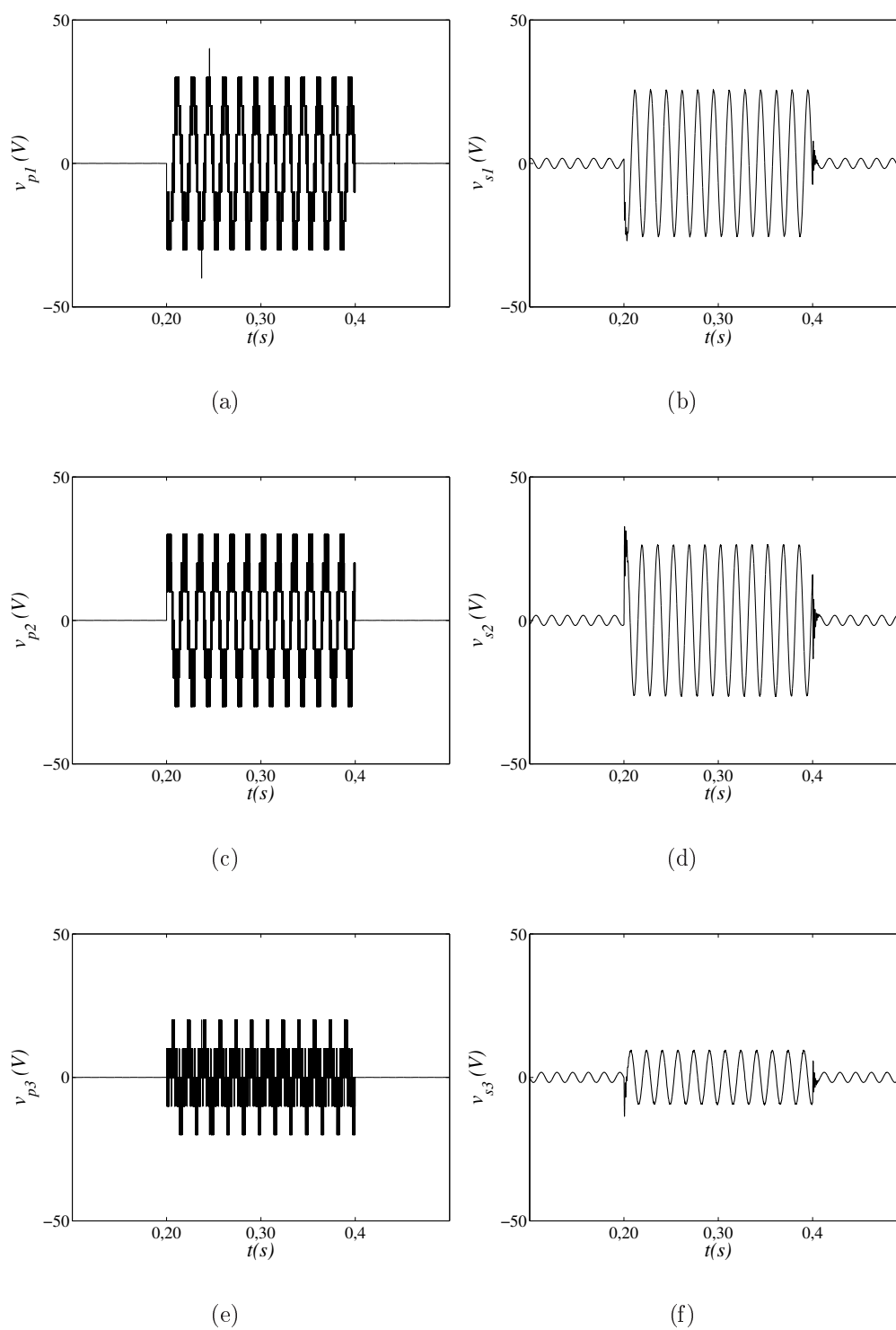


Figura 4.21: Tensões injetadas pelo DVR: (a), (c), (e) Primário do transformador, (b), (d), (f) Secundário do transformador.

Na Fig.4.22, tem-se as tensões de pólo de cada inversor. Pode-se verificar que cada inversor do DVR continua operando de forma complementar, em consequência do PWM descrito anteriormente.

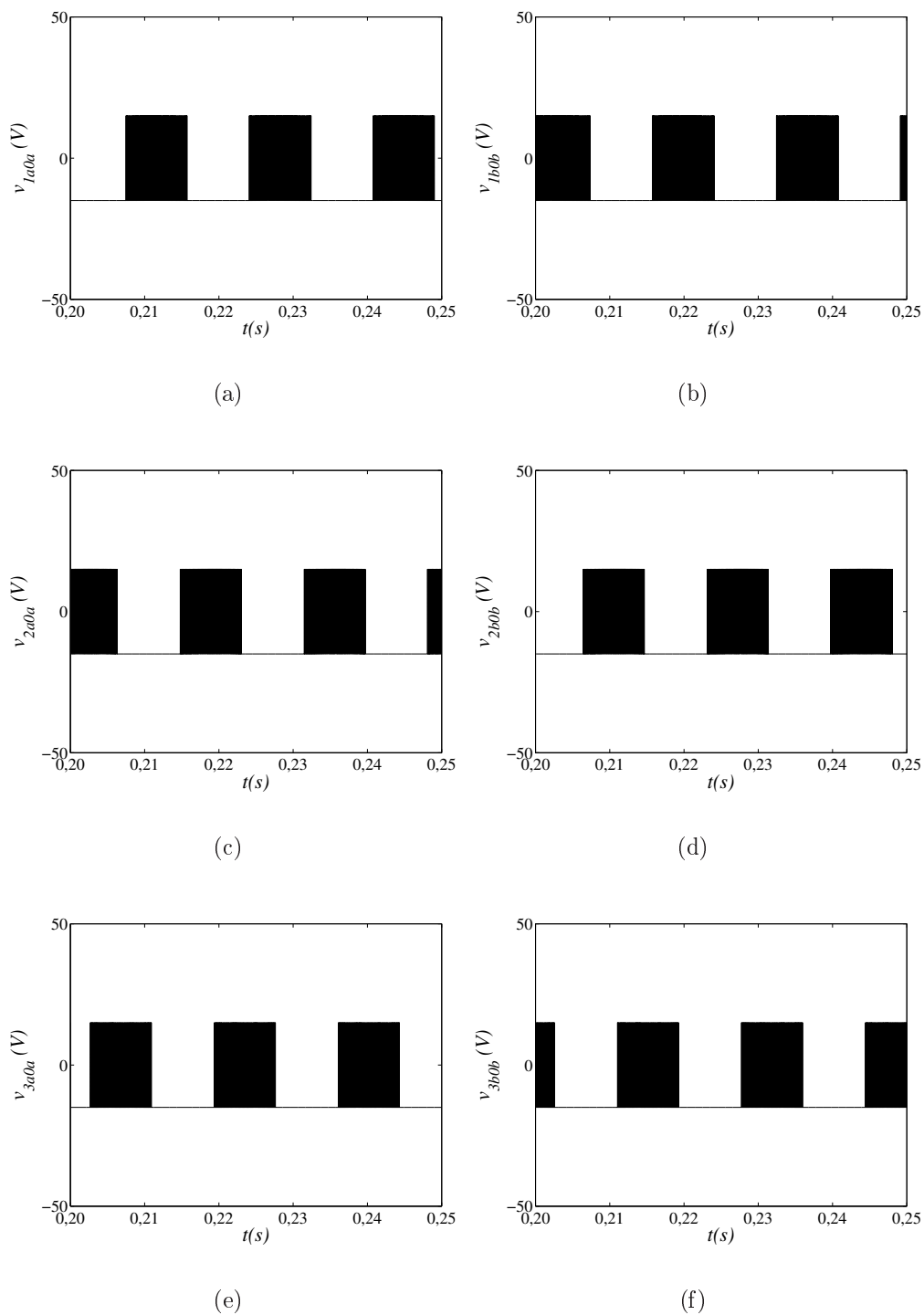


Figura 4.22: Tensões de pólo: (a), (c), (e) Inversor A, (b), (d), (f) Inversor B.

Na Fig. 4.23, verifica-se a tensão entre os pontos centrais do barramento de cada inversor ($v_{0a0b} = v_{0a} - v_{0b}$).

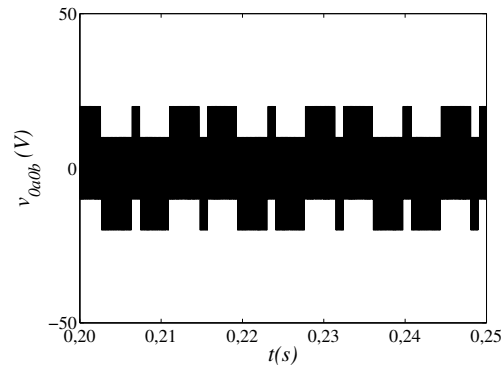


Figura 4.23: Tensão de modo comum v_{0a0b} para o caso de afundamento bifásico.

4.1.4 Afundamento de tensão do tipo monofásico

No intuito de se observar a operação do DVR proposto perante um afundamento de tensão monofásico, fez-se um teste do mesmo mantendo o algoritmo PWM descrito anteriormente. O resultado do sistema pode ser observado na Fig.4.24. No evento simulado tem-se um afundamento de 30% na fase a .

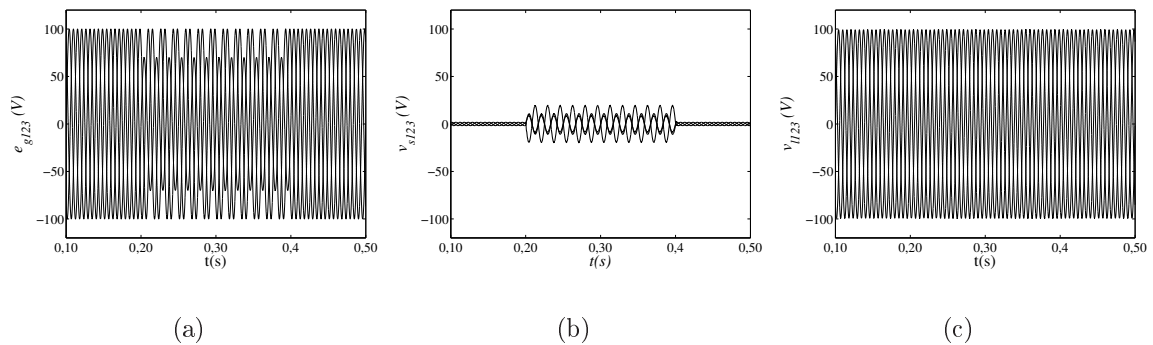


Figura 4.24: Tensões no sistema: (a) Grid, (b) DVR (secundário do transformador), (c) Carga.

Assim, percebe-se que o DVR proposto fora capaz de compensar o evento. Para isso o mesmo gerou três tensões em que os níveis bem definidos foram perdidos. Todavia observa-se que a tensão na carga não sofrera modificações. Com isso, tem-se que o objetivo principal fora atendido, ou seja, as tensões na carga foram compensadas para o teste realizado. Na Fig. 4.25 pode-se perceber a presença da tensão homopolar do sistema (v_{nm}).

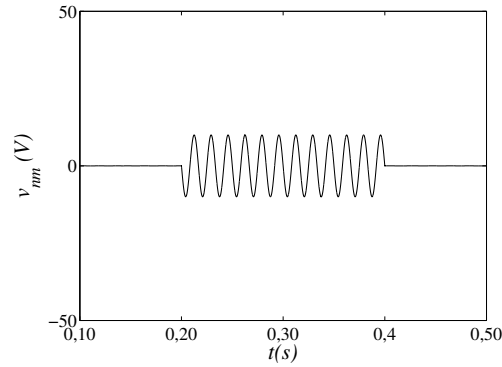


Figura 4.25: Tensão v_{nm} em um caso de afundamento monofásico.

Na Fig.4.26 pode-se observar as tensões injetadas pelo DVR. De fato, estas tensões não são tão desejáveis quanto aquelas obtidas no caso trifásico. Muito embora, o sistema seja compensado, estruturas de DVR a quatro fios são mais adequadas para este tipo de evento. Um tipo de estrutura de DVR a quatro fios comum para este tipo de evento foi estudada por Darlan em [14]. Nota-se que a estrutura proposta consegue compensar tensões de deslocamento de neutro via as fases que não são afetadas pelo afundamento, isto é, as fases b e fase c .

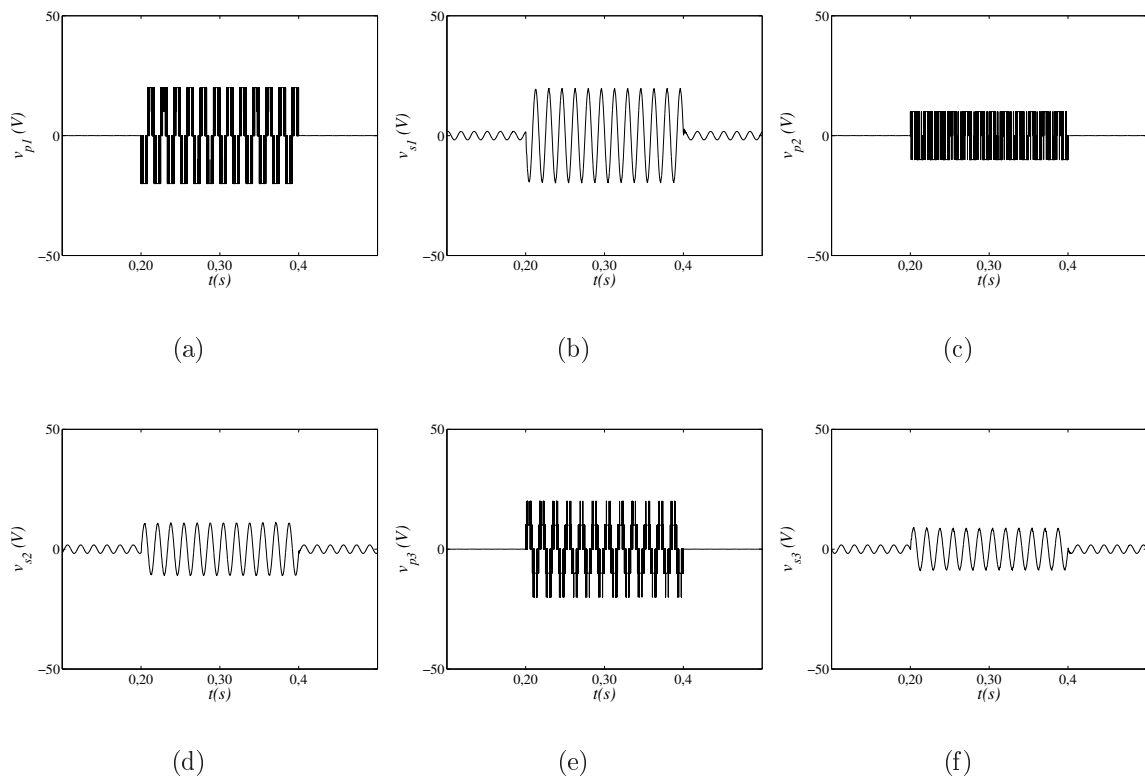


Figura 4.26: Tensões injetadas pelo DVR: (a), (c), (e) Primário do transformador, (b), (d), (f) Secundário do transformador.

A operação do DVR é feita se pelo menos umas das tensões ultrapassarem uma tolerância delimitada em 5% do valor nominal da tensão do sistema, ou seja, tendo-se um afundamento de tensão ou elevação de tensão do DVR maior que 5%, o mesmo entra em operação. A operação do DVR feita neste trabalho é caracterizada pela implementação do algoritmo proposto no capítulo anterior. Observa-se na Fig.4.27 que o DVR continua operando de forma complementar, ou seja as tensões de referência são defasadas em 180° , caracterizando o motivo em que alguns trabalhos referenciam esta estrutura de inversor como dual. Esta característica é consequência do algoritmo do PWM. Percebe-se que as tensões de referência não possuem a componente homopolar. A implementação do PWM com duas portadoras é mantida.

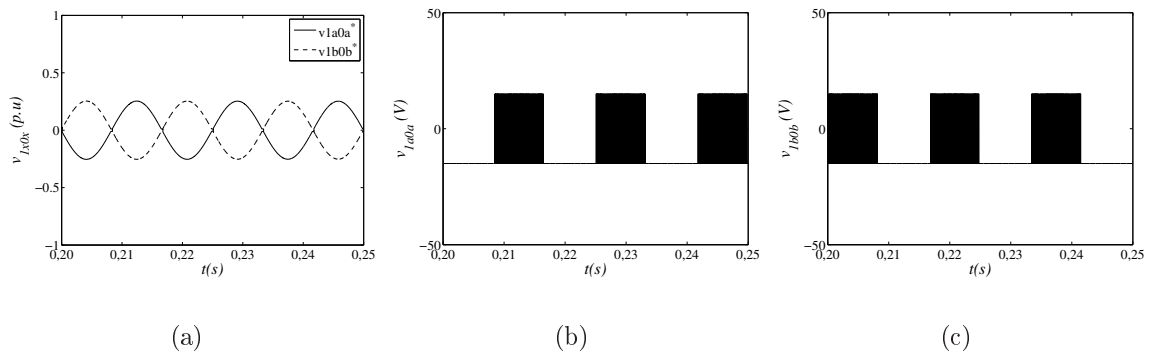


Figura 4.27: (a) Tensões de referência e (b) tensões de pólo.

Na Fig.4.28 tem-se a tensão de modo comum do DVR. Como comentado anteriormente, a tensão injetada na fase a do DVR é obtida a partir das tensões de pólo e da tensão de modo comum.

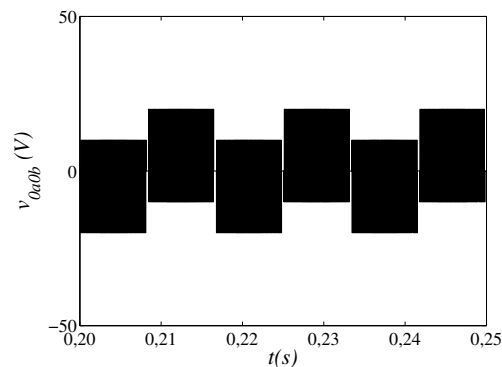


Figura 4.28: Tensões chaveadas no inversor: (a) pólo no inversor A, (b) pólo no inversor B.

4.1.5 Elevação de tensões

Foi comentado no início do trabalho que o DVR é um dispositivo capaz de mitigar não tão somente afundamentos de tensão (*sags*). As elevações de tensão (*swells*) também são distúrbios que o DVR pode compensar. Assim, foram simulados alguns eventos caracterizando esses distúrbios. Os parâmetros utilizados são os mesmos apresentados nas Tabelas 4.1 e 4.2. O comportamento das tensões no DVR são análogos aos observados nos casos com afundamento de tensão. Devido a isso serão apresentados apenas resultados da dinâmica do sistema replicando-se os cenários anteriores para o caso de elevação de tensão.

Elevação de tensões do tipo trifásica

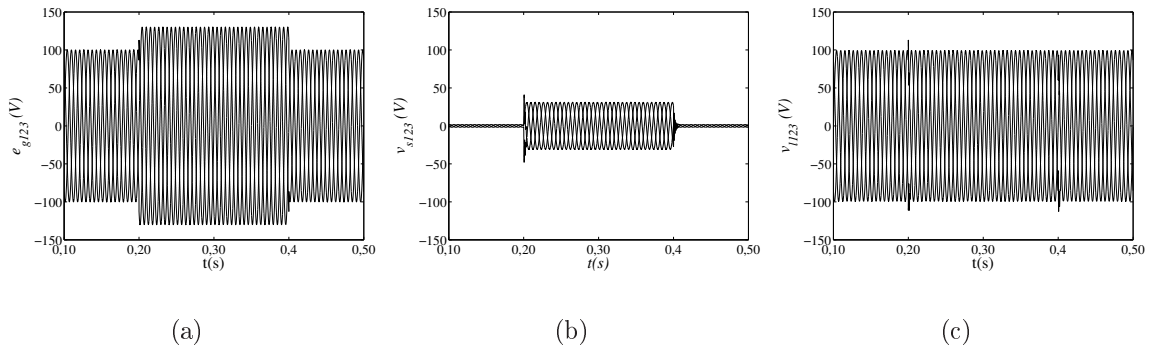


Figura 4.29: Tensões no sistema para um caso trifásico: (a) Grid, (b) DVR (secundário do transformador), (c) Carga.

Elevação de tensões do tipo bifásica

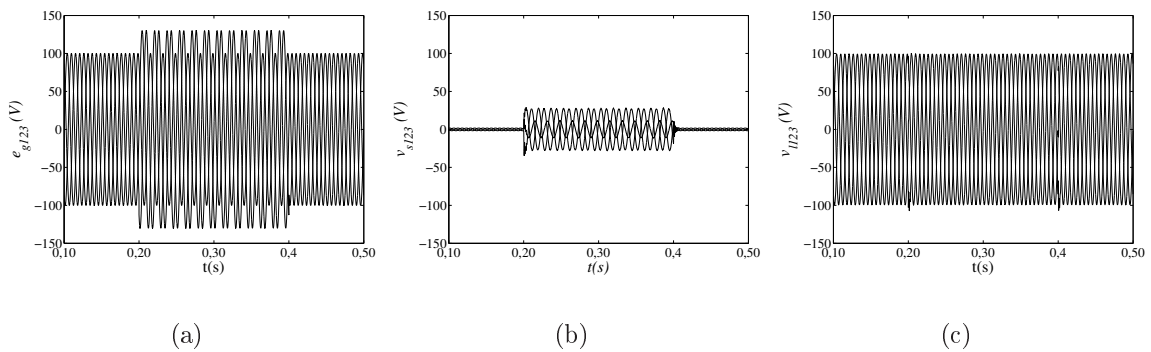


Figura 4.30: Tensões no sistema para um caso bifásico: (a) Grid, (b) DVR (secundário do transformador), (c) Carga.

Elevação de tensão do tipo monofásica

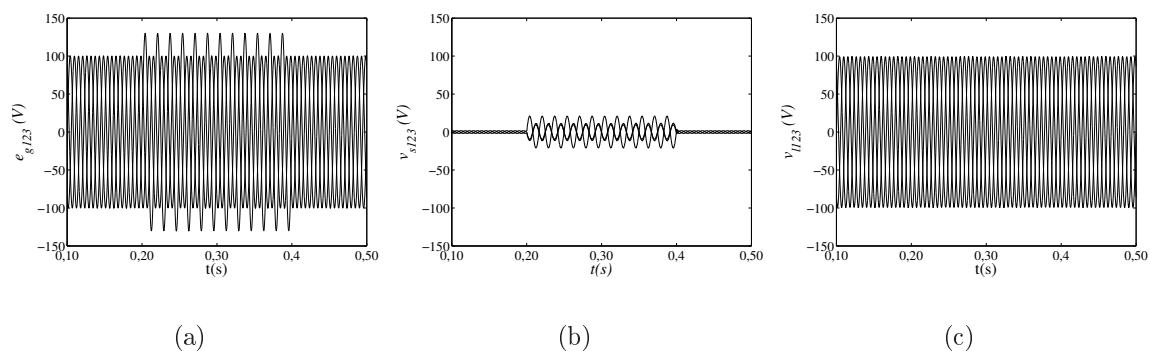


Figura 4.31: Tensões no sistema para um caso monofásico: (a) Grid, (b) DVR (secundário do transformador), (c) Carga.

Tensão v_{nm} do sistema

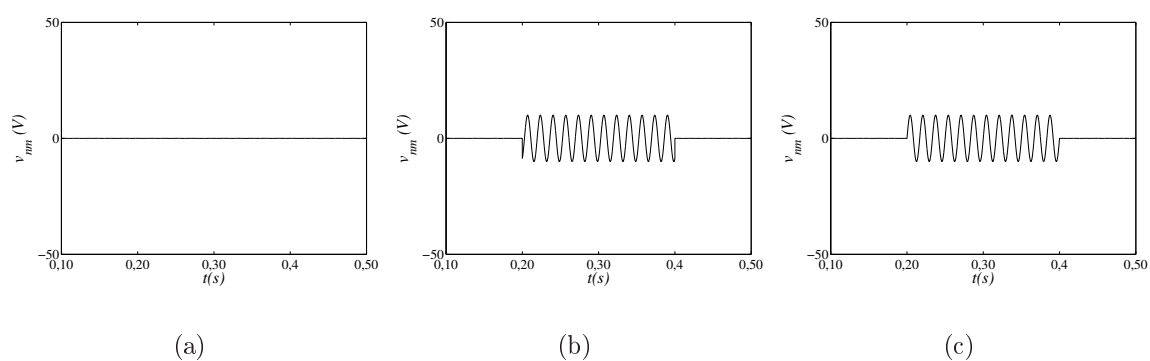


Figura 4.32: Tensão v_{nm} em três casos de elevação de tensão: (a) trifásica, (b) bifásica, (c) monofásica.

Como pode-se observar, o funcionamento do DVR proposto é semelhante ao caso de afundamento de tensão. Os níveis de elevação de tensão usados nestes resultados foram os mesmos usados nos casos de afundamentos de tensão, ou seja, 30%.

4.2 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos a partir de uma plataforma de desenvolvimento experimental em pequena escala. Esta, é baseada em um microcomputador (PC-Intel®), equipada, apropriadamente, com placas de aquisição de dados e sensores. Os principais parâmetros do sistema da montagem experimental estão descritos na Tabela 4.3. Maiores detalhes referentes à plataforma experimental podem ser encontrados no Apêndice. O objetivo destes resultados é de validar os estudos apresentados buscando a viabilização da estrutura de DVR proposta da mesma forma que as outras estruturas DVR existentes.

Tabela 4.3: Principais parâmetros da montagem experimental.

Parâmetro	Descrição	Abreviação	Valor
Grid	Tensão de fase (eficaz)	V_g	70,7 V
	Nível de afundamento de tensão	V_{sag}	20 %
Carga	Resistência	R_l	100 Ω
Filtro	Capacitância	C_f	10 μF
	Indutância	L_{pf}	2 mH
DVR	Capacitância do link DC	C_{dc}	2200 μF
	Frequência de chaveamento	f_{cv}	10 kHz

Para os resultados apresentados os fatores de distribuição de roda livre foram fixados em 0,5. O período de amostragem do sistema usado é $100\mu\text{s}$. Na Fig. 4.33, tem-se o diagrama esquemático da montagem experimental. Como pode-se observar na mesma, para gerar um afundamento de tensão foram utilizados três relés programáveis conectados paralelamente a um conjunto de resistências. A carga utilizada no sistema foi um conjunto de lâmpadas com potência de 250W. O sistema de aquisição de dados, de controle e a estratégia de modulação PWM descrita anteriormente foram implementados utilizando-se um processador digital de sinais (DSP) TMS320F28335 da *Texas Instruments*. No caso da estrutura proposta, a implementação da estratégia PWM foi feita utilizando-se duas portadoras defasadas em 180° entre si.

Um caso de afundamento trifásico balanceado, encontra-se na Fig. 4.34 para uma fase. Neste caso, o controle antecipativo foi aplicado, visto que a tensão de referência na carga (v_{l1}^*) é comparada com a tensão na rede medida (e_{g1}). Então, a tensão necessária a ser injetada pelo DVR (v_{s1}^*) para compensação da tensão da carga é gerada. Os resultados para as outras fases são similares. Pode-se observar que a tensão no DVR tem poucas oscilações

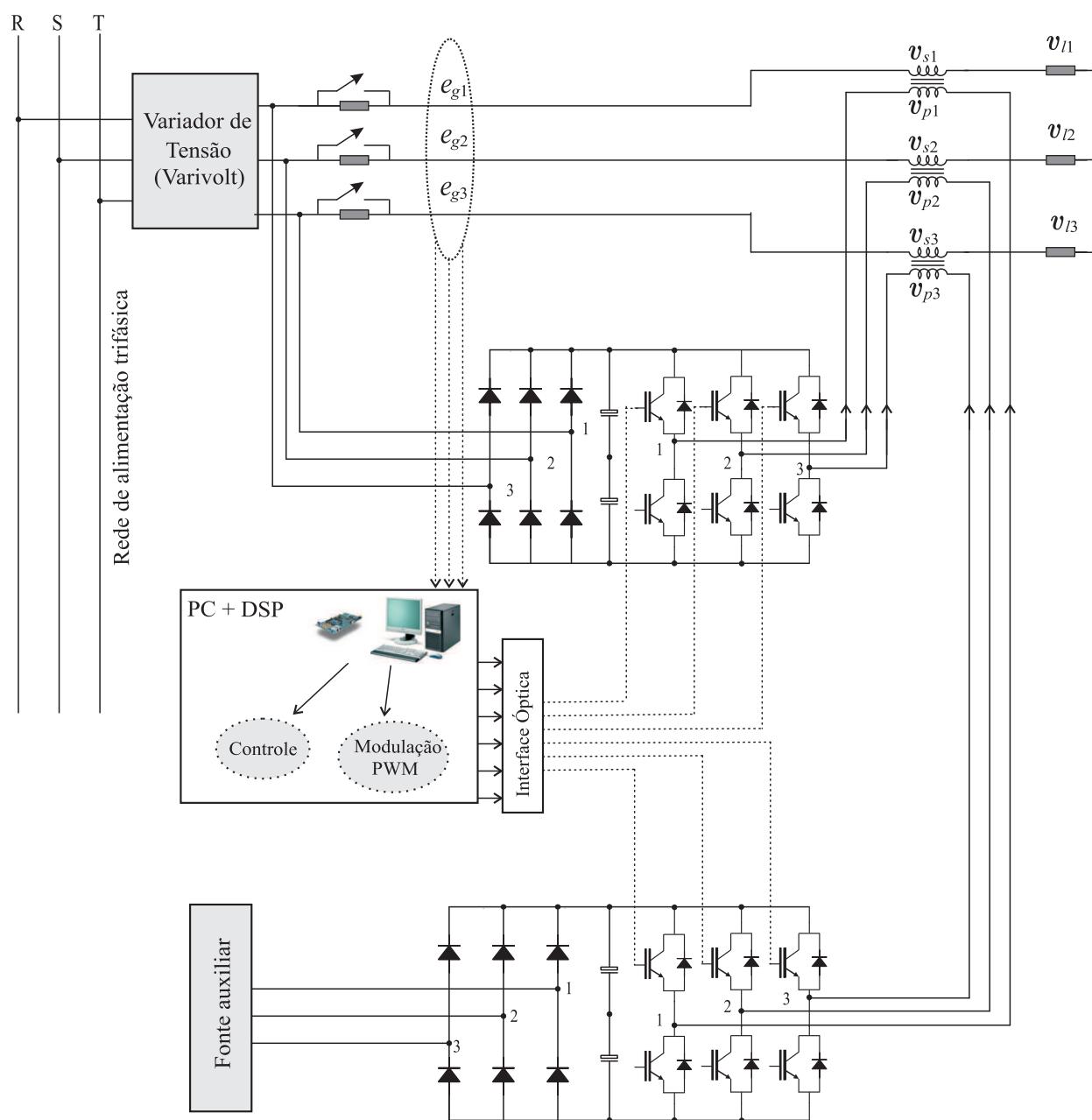


Figura 4.33: Diagrama esquemático da montagem experimental.

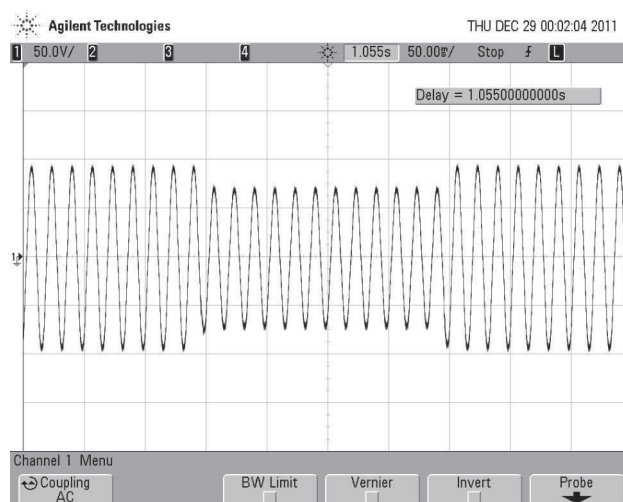
quando o sistema opera sem afundamento. De fato, esse efeito já fora discutido na seção anterior, dos resultados de simulação. A duração do afundamento para este resultado fora de aproximadamente $200ms$.

Na Fig. 4.35 tem-se uma análise comparativa entre as tensões no lado primário e secundário (com capacitor de filtro conectado) do DVR para dois tipos de estruturas de DVR (estrutura convencional - Fig. 4.35(a) e estrutura proposta - Fig. 4.35(b)). Pode-se observar que a tensão para a estrutura proposta tem mais níveis se comparada com a tensão obtida na estrutura do DVR convencional. Além disso, percebe-se que a tensão filtrada injetada pelo DVR (no lado secundário da tensão do transformador) para o caso da estrutura proposta possui menor nível de distorção.

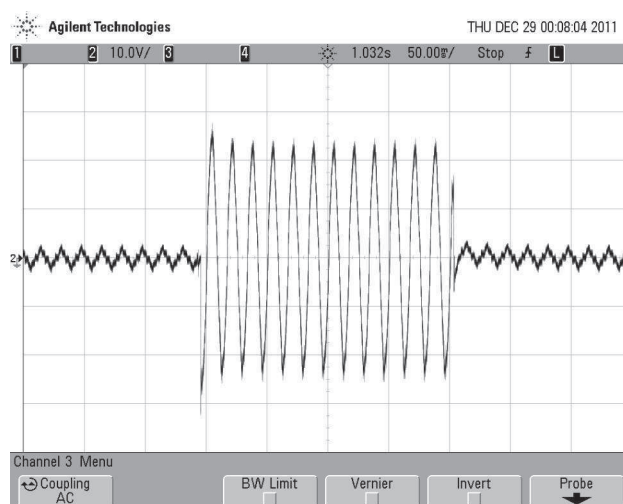
Ainda na Fig. 4.35, observou-se que as tensões no primário do transformador não estão no mesmo grau de coerência conforme os resultados esperados na simulação. Com isso foi feita uma simulação levando-se em consideração todos os parâmetros dos transformadores de injeção, conforme ilustra a Fig. 4.36. Este efeito deve-se a uma característica tão somente do transformador de injeção disponível no laboratório. De fato, o alto valor da indutância de magnetização no transformador provoca tal distorção observada anteriormente. Estes resultados foram obtidos nas mesmas condições e, de fato, a característica da alta indutância de magnetização do transformador de injeção é justificada comparando-se o resultado de simulação, Fig. 4.36, com o resultado obtido experimentalmente, Fig. 4.35. Como este efeito é caracterizado pelo fato da disposição de transformadores de injeção não tão adequados aos comparados em outros trabalhos [5], [37] e [39], concluiu-se que este efeito não teria relevância para este trabalho de um modo geral.

A Fig. 4.37 apresenta as tensões de pólo efetivas e as tensões de pólo para uma fase. Observa-se o grampeamento por semiciclo. Este efeito proporciona menores perdas de chaveamento nas chaves semicondutoras (IGBTs) do conversor e conseqüentemente, em conjunto com a estratégia PWM descrita, garante nove níveis na tensão de fase injetada pelo DVR.

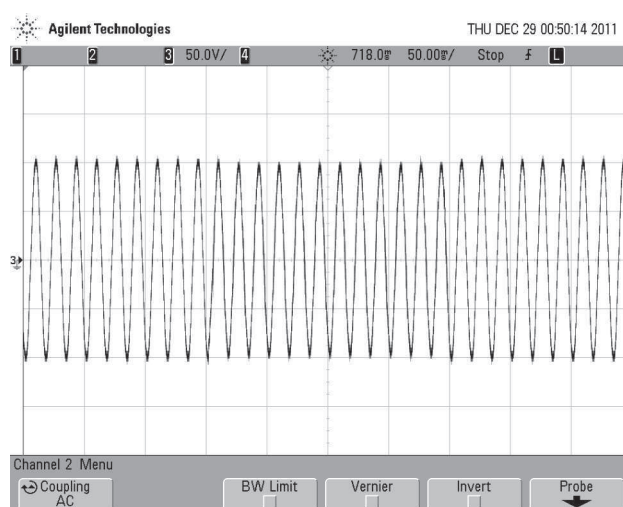
No que diz respeito à implementação do PWM, a Fig. 4.38 apresenta resultados de um caso em que a configuração OEW alimenta uma carga resistiva. Observe que a tensão de pólo efetiva (tensão de fase) possui nove níveis e a tensão de modo comum possui cinco



(a)

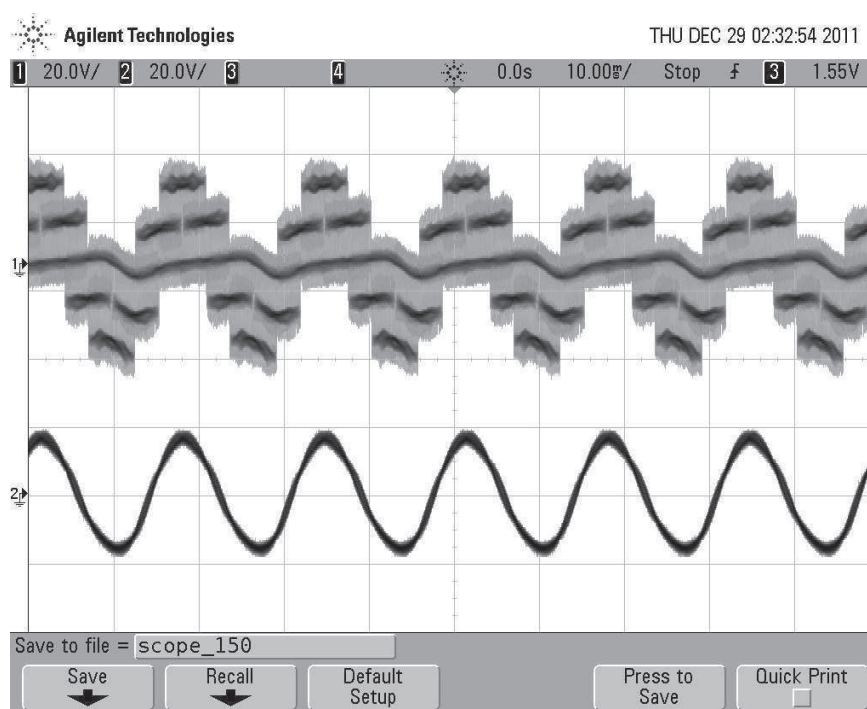


(b)

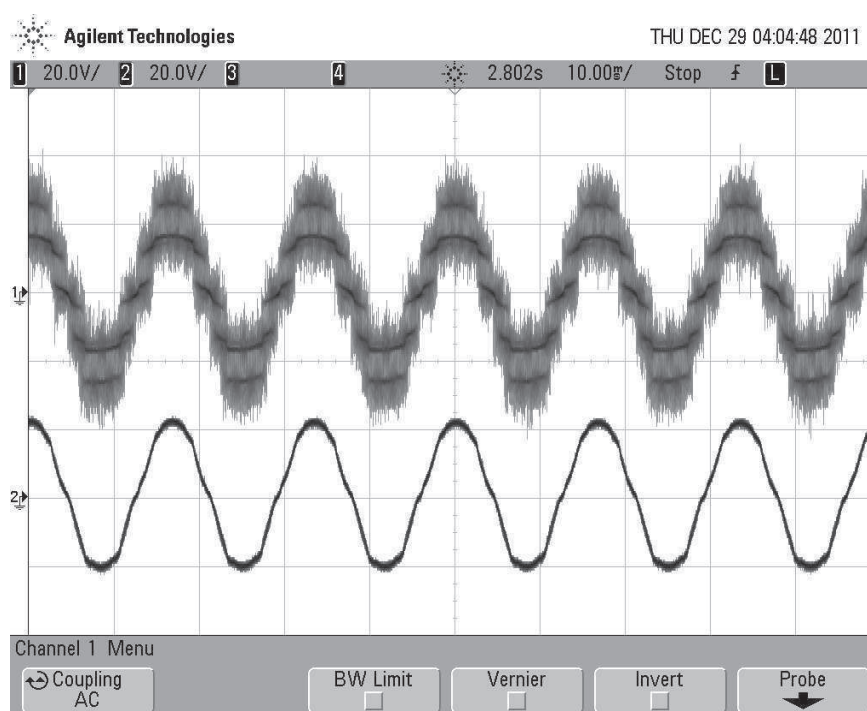


(c)

Figura 4.34: Tensões no sistema para uma fase: (a) Grid, (b) DVR e (c) Carga.



(a)



(b)

Figura 4.35: Tensões no lado primário do transformador de injeção do DVR: (a) estrutura convencional e (b) estrutura proposta.

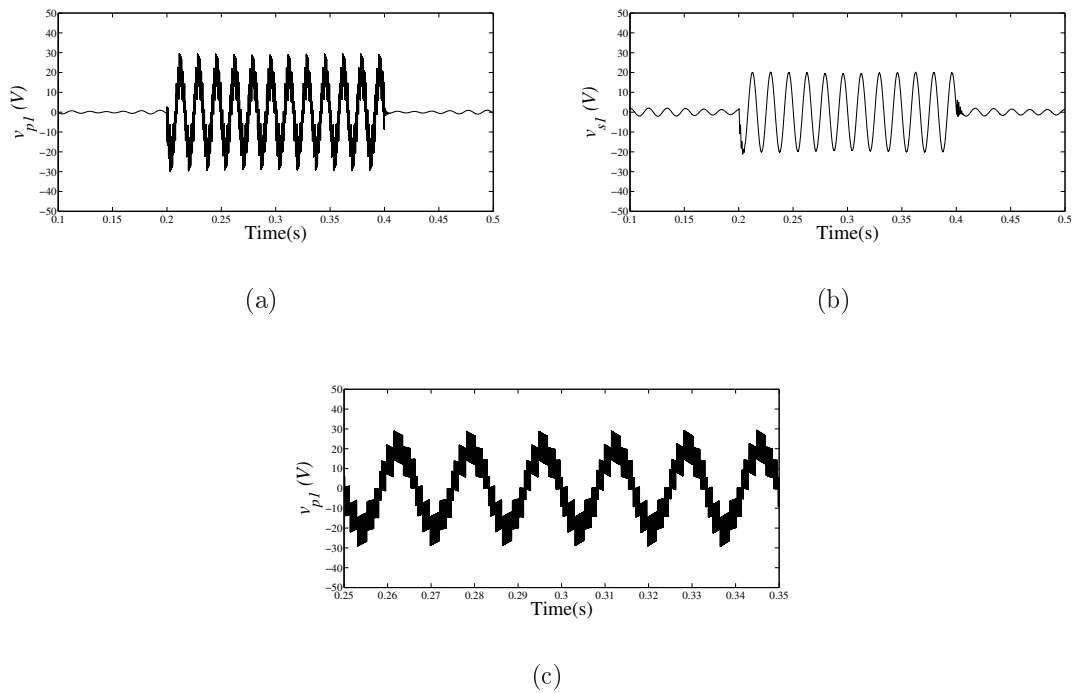


Figura 4.36: Tensões no DVR em uma fase: (a) primário do transformador, (b) secundário do transformador e (c) ampliação da tensão no primário do transformador de injeção

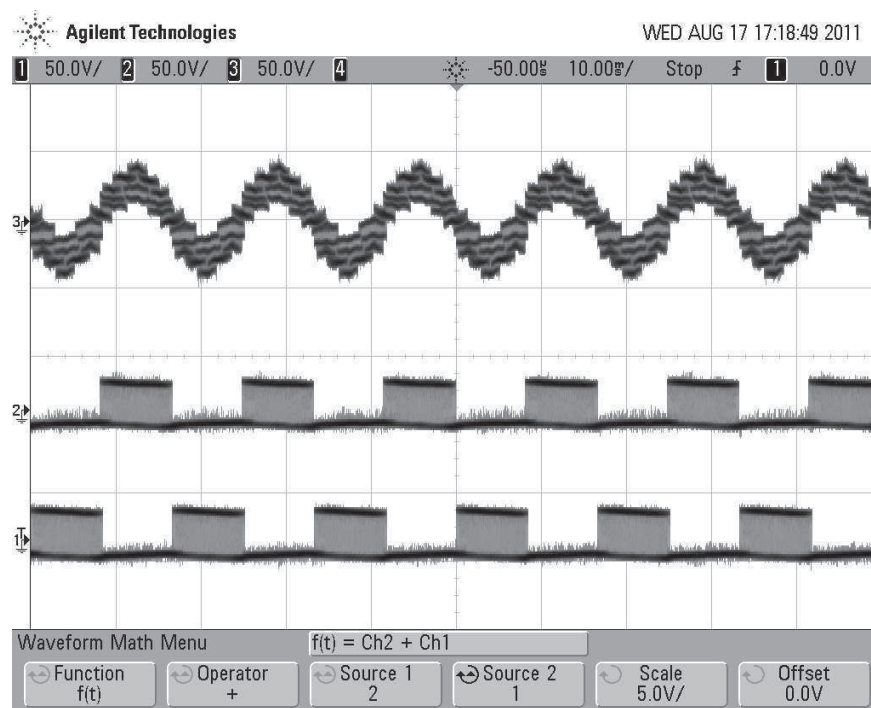


Figura 4.37: Tensões no DVR proposto para uma fase: tensão de pólo efetiva (parte superior), tensão de pólo individual no inversor A (parte central) e tensão de pólo individual no inversor B (parte inferior).

níveis, o nível zero não está claramente visível mas é considerado (observar na Fig. 4.38). Os nove níveis observados na tensão de fase decorrem dos cinco níveis da tensão de modo comum somados com mais quatro níveis das tensões de pólo individuais, 2 níveis de cada tensão.

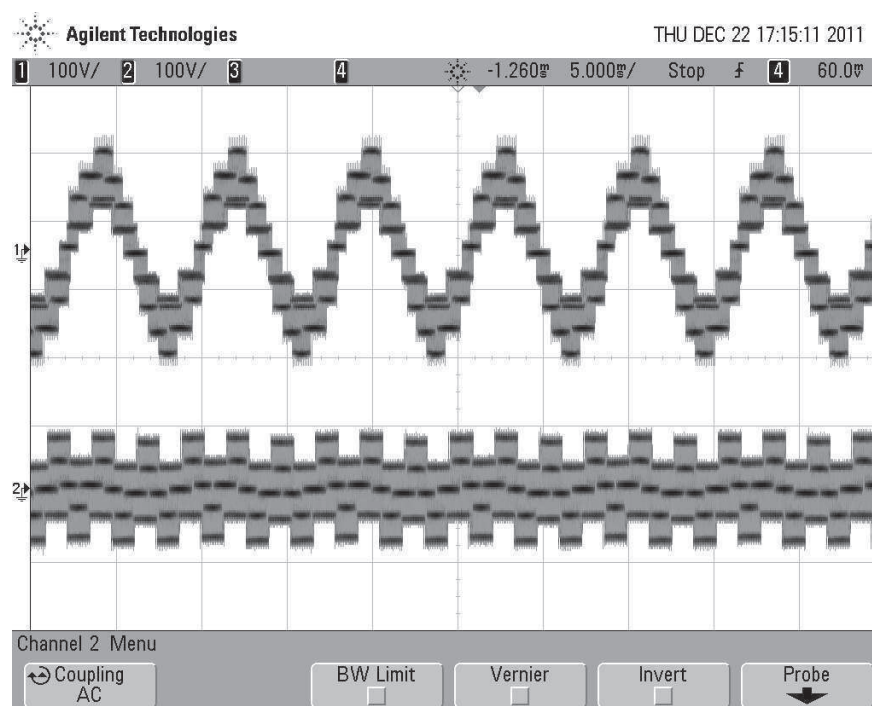
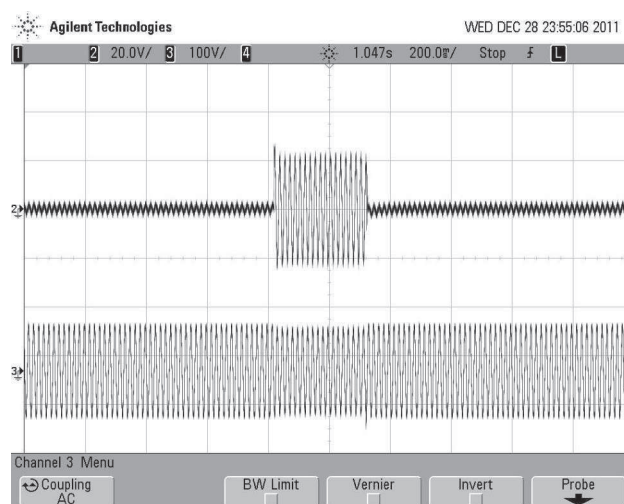
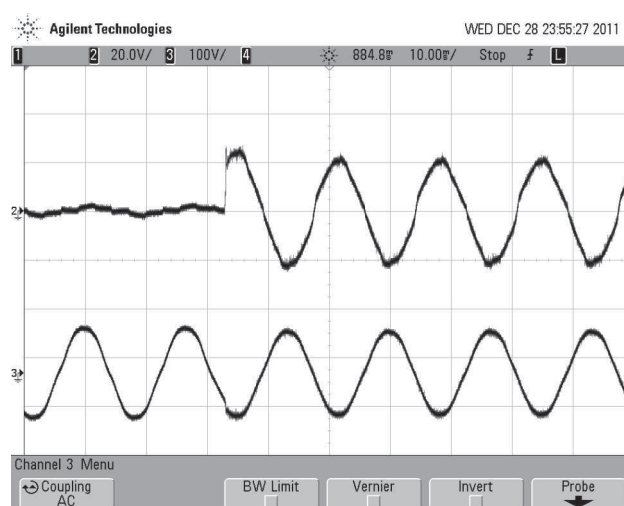


Figura 4.38: Implementação da estrutura com terminais a enrolamentos abertos (OEW): tensão de pólo efetiva (parte superior), tensão de modo comum (parte inferior).

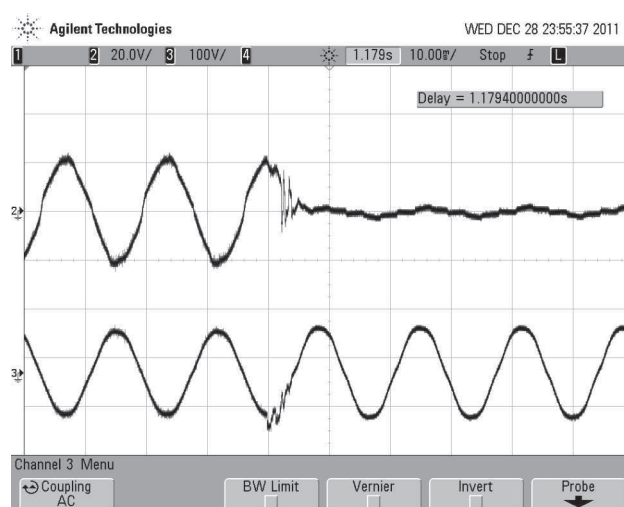
No intuito de verificar a dinâmica do sistema no transitório do evento de afundamento com relação à estrutura proposta e seu efeito com relação à tensão da carga, os instantes iniciais e finais de operação foram armazenados. Os mesmos estão dispostos na Fig. 4.39. Assim, pode-se observar a ausência de picos de tensão (*spikes*) ou efeitos significativos para as condições tratadas. Para este teste, a duração do afundamento fora em torno de 300ms.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.39: Tensões do DVR durante o transitório de operação: (a) visão geral, (b) zoom no início da operação e (c) zoom no final da operação.

4.3 Análise da WTHD

A análise das formas de onda de maneira qualitativa não garante argumentos consistentes. É necessário buscar parâmetros ou aspectos que enfatizem eventuais análises. Assim, para avaliar o desempenho das tensões do inversor em estudo, será realizada a análise de distorção harmônica ponderada (WTHD).

A WTHD informa quão poluída está uma determinada tensão que possui harmônicas. Por definição tem-se que a WTHD é dada por:

$$WTHD(h) = \frac{100}{v_1} \sqrt{\sum_{h=1}^N \left(\frac{v_h}{h}\right)^2} \quad (4.1)$$

onde N é o número de harmônicas consideradas, v_1 é a amplitude da tensão fundamental e v_h é a amplitude da tensão da h^{th} componente harmônica.

A Figura 4.40 apresenta a WTHD da tensão gerada pelo DVR (v_{p1}), com a configuração convencional, proposta e a de seis braços (6B) descrita anteriormente, vide Fig. 2.2.5, em função da frequência de chaveamento. Observa-se que a WTHD diminui na medida em que a frequência de chaveamento aumenta para as três estruturas. Percebe-se, ainda, que para a faixa de frequência simulada o valor da WTHD na estrutura proposta é sempre menor. Além disso, em frequências mais baixas (até aproximadamente 720Hz) a estrutura proposta tem um valor bem menor de WTHD se comparado com a convencional, o que torna a aplicação da estrutura proposta bastante atraente em cenários de média e alta potência. A estrutura de seis braços apresenta em toda a faixa os piores níveis de WTHD quando comparada com as demais.

Na Fig. 4.41 tem-se o comportamento da WTHD quando se varia o índice de modulação m . Neste resultado foram considerados todas as variáveis auxiliares fixadas em 0,5. Observa-se que neste resultado, o valor de m que possui menor WTHD está em torno de 0,9 ($m = 0,9$).

Na sequência, tem-se a análise da WTHD em função das variáveis auxiliares μ_0 , μ_1 , μ_2 e μ_3 , variando de 0 a 1. A implementação da estratégia HPWM usada nesta análise obedece aquela descrita na subseção 3.2.1. Nestes resultados foram levadas em consideração as implementações com uma e duas portadoras em uma situação de operação trifásica balanceada. Além disso, levou-se em consideração os barramentos CC iguais.

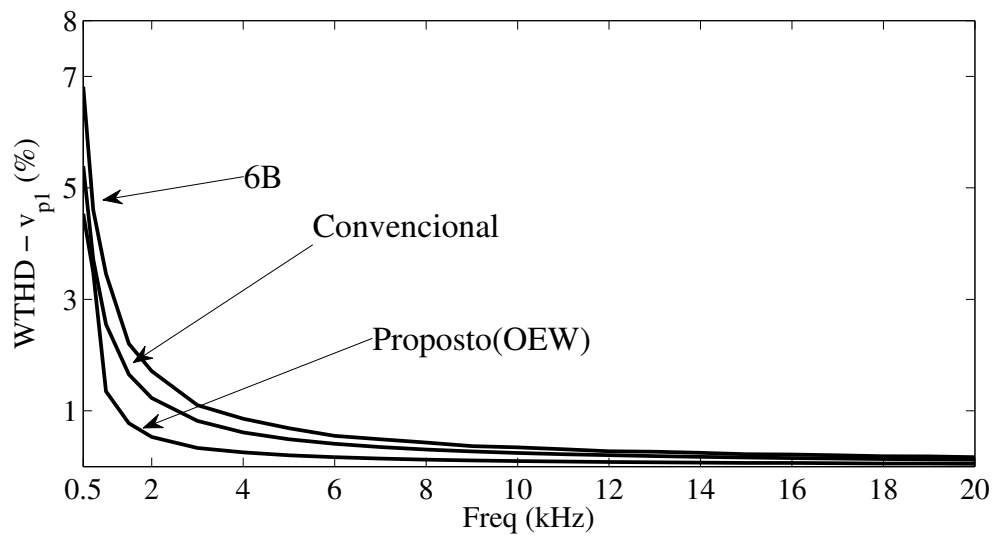


Figura 4.40: WTHD da tensão gerada pelo DVR - v_{p1} .

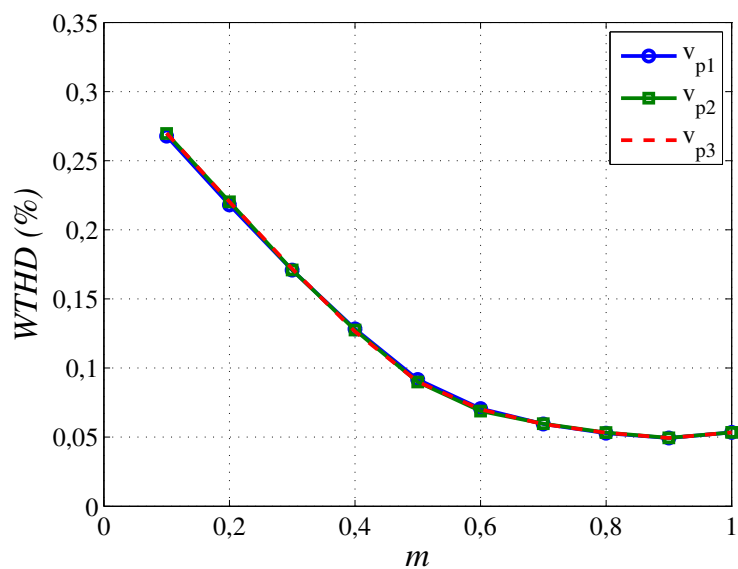


Figura 4.41: WTHD das tensões geradas em função do índice de modulação m .

O resultado observado na Fig. 4.42 apresenta a WTHD das tensões nos enrolamentos abertos dos transformadores de injeção (v_{p1} , v_{p2} e v_{p3}) em função da variável auxiliar global μ_0 . Para esta análise, os valores das demais variáveis auxiliares foram fixadas em 0,5, ou seja, $\mu_1 = \mu_2 = \mu_3 = 0,5$. Assim, observa-se que a menor WTHD será obtida para $\mu_0 = 0,5$ e com implementação de duas portadoras.

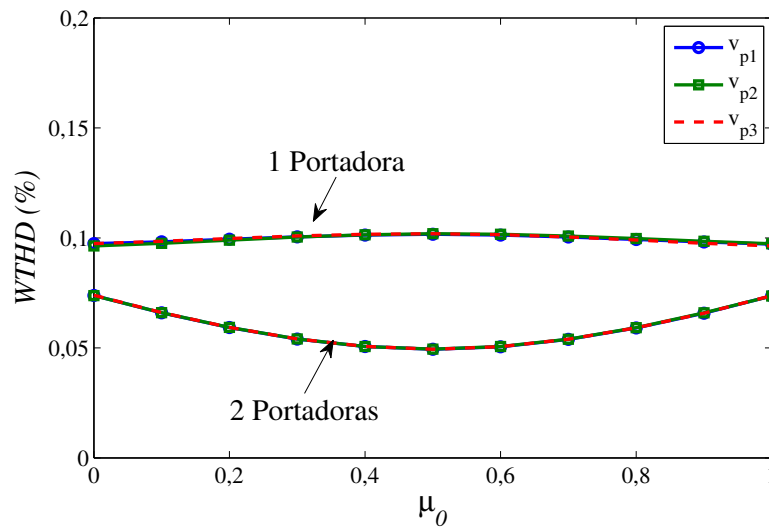


Figura 4.42: WTHD das tensões de fase no DVR em função de μ_0 .

Uma análise semelhante foi feita variando-se a variável auxiliar local na fase 1 do DVR (μ_1), e fixando-se as demais variáveis auxiliares, ou seja, $\mu_0 = \mu_2 = \mu_3 = 0,5$. Este resultado pode ser observado na Fig. 4.43. Logo, observa-se que os valores fora da região onde $\mu_1 = 0,5$ a menor WTHD é obtida utilizando-se uma portadora. Porém a menor WTHD é obtida quando se utiliza $\mu_1 = 0,5$ com implementação de duas portadoras, conforme pode-se observar em maiores detalhes na Fig. 4.43(b).

Variando-se a variável auxiliar local na fase 2 do DVR (μ_2), e fixando-se as demais variáveis auxiliares, ou seja, $\mu_0 = \mu_1 = \mu_3 = 0,5$, pode-se observar um resultado semelhante ao anterior na Fig. 4.44. Da mesma forma, observa-se que os valores fora da região onde $\mu_2 = 0,5$ a menor WTHD é obtida utilizando-se uma portadora. Todavia quando se utiliza $\mu_2 = 0,5$ em conjunto com implementação de duas portadoras tem-se o menor valor da WTHD nas três tensões de fase do DVR, conforme pode-se observar em maiores detalhes na Fig. 4.44(b).

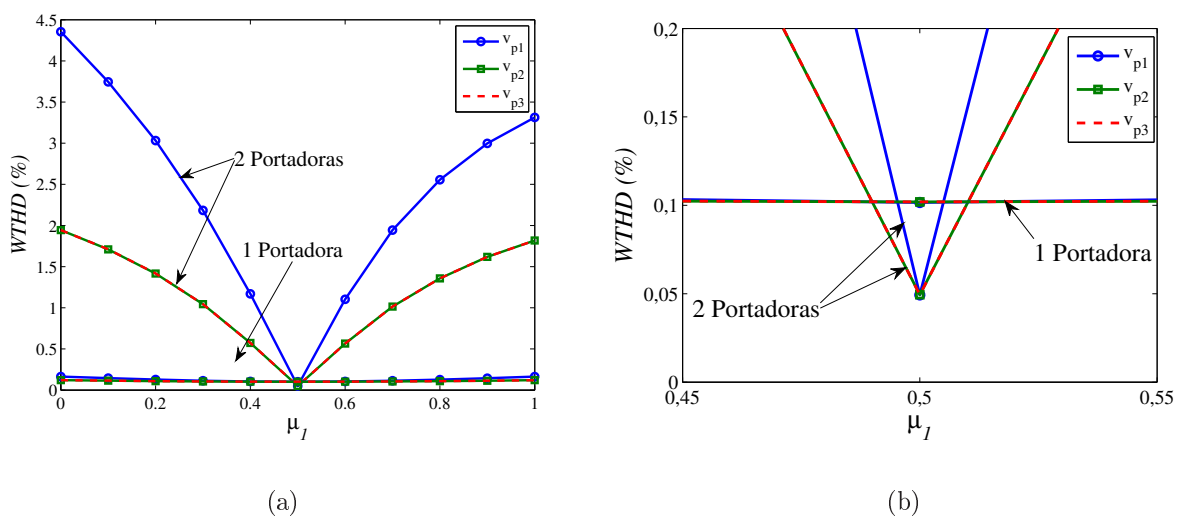


Figura 4.43: WTHD das tensões de fase no DVR como função de μ_1 : (a) Visão geral (b) ampliação da região em torno de $\mu_1 = 0,5$.

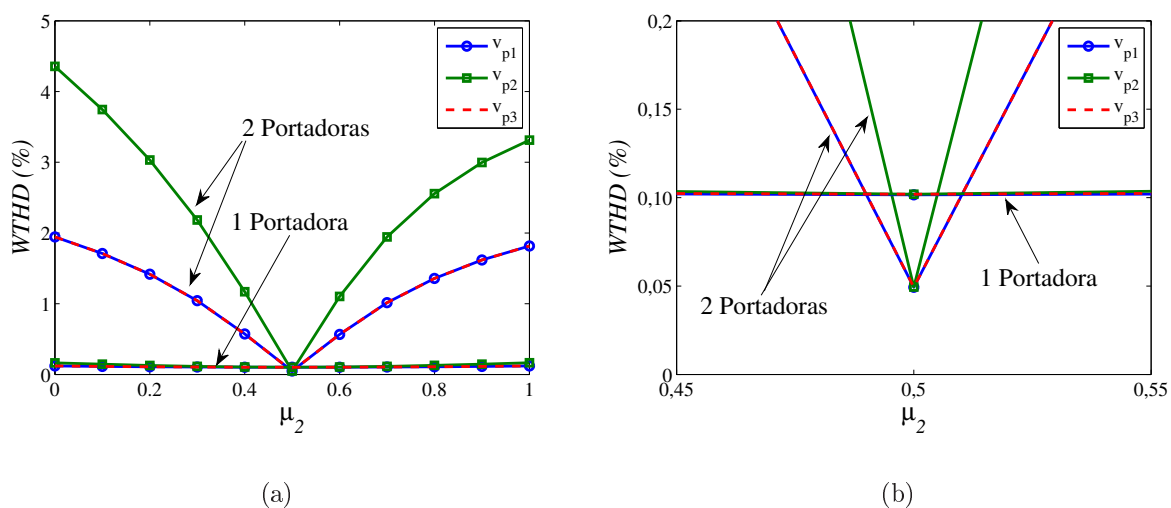


Figura 4.44: WTHD das tensões de fase no DVR em função de μ_2 : (a) Visão geral (b) ampliação da região em torno de $\mu_2 = 0,5$.

Por conseguinte, variando-se a variável auxiliar local na fase 3 do DVR (μ_3), e fixando-se as demais variáveis auxiliares, ou seja, $\mu_0 = \mu_1 = \mu_2 = 0,5$, pode-se observar um resultado semelhante ao anterior na Fig. 4.45. Da mesma forma, observa-se que os valores fora da região onde $\mu_3 = 0,5$ a menor WTHD é obtida utilizando-se uma portadora. Todavia quando se utiliza $\mu_3 = 0,5$ em conjunto com implementação de duas portadoras tem-se o menor valor da WTHD nas três tensões de fase do DVR, conforme pode-se observar em maiores detalhes na Fig. 4.45(b).

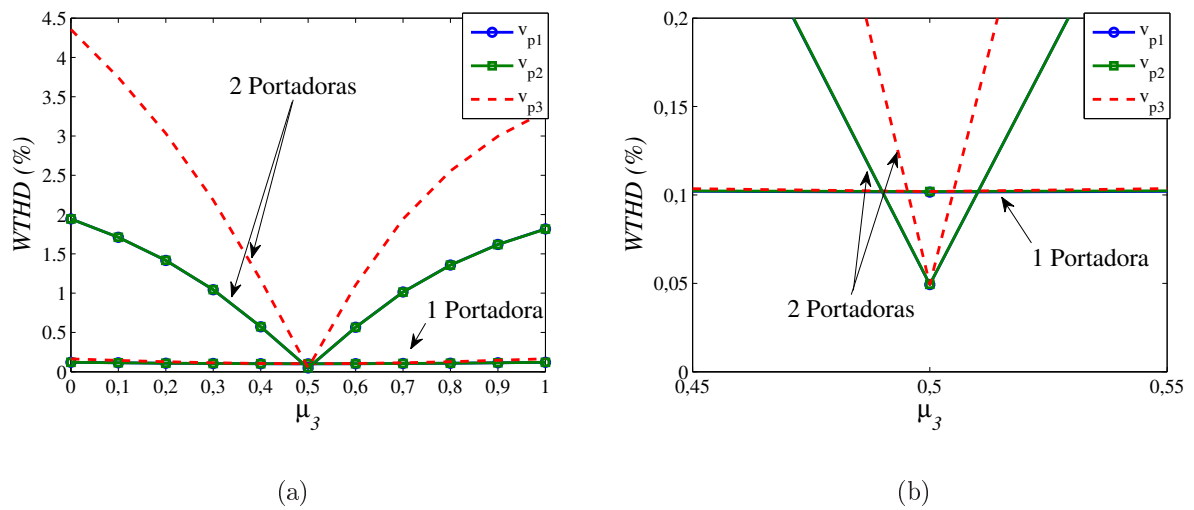
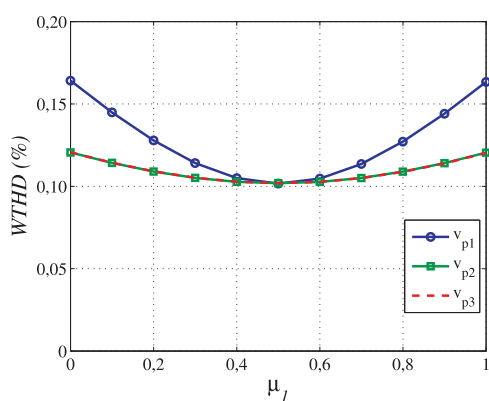
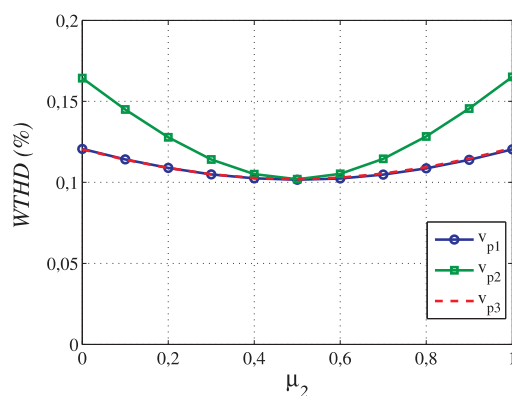


Figura 4.45: WTHD das tensões de fase no DVR em função de μ_3 : (a) Visão geral (b) ampliação da região em torno de $\mu_3 = 0,5$.

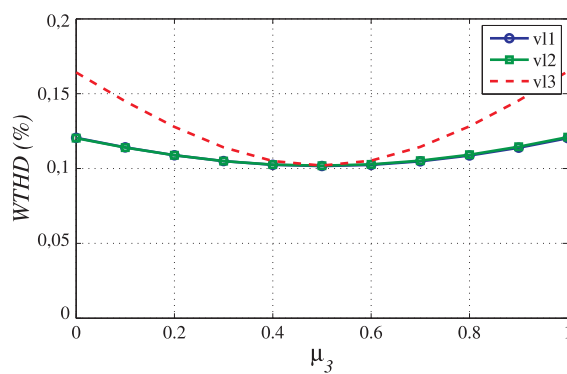
Na Fig.4.46, observa-se de forma isolada o comportamento das tensões de fase no DVR com uma portadora. Percebe-se que, conforme as variações das variáveis locais, a tensão cujo a variável local está sendo alterada possui maiores níveis de WTHD se comparada com as tensões em que a variável local se mantém fixa. De fato, esse comportamento é semelhante aos observados para implementação de duas portadoras. Isto deve-se ao fato de que as tensões de pólo individuais dependerão fortemente das variáveis auxiliares locais, como pode-se observar nas equações (3.26)-(3.31).



(a)



(b)



(c)

Figura 4.46: WTHD das tensões de fase no DVR, com uma portadora, como função da variável auxiliar local: (a) μ_1 , (b) μ_2 e (c) μ_3 .

4.4 Análise comparativa das perdas nos semicondutores

Além da WTHD, outro parâmetro relevante no estudo e projeto de conversores estáticos de potência é o estudo das perdas nos conversores. De fato, este estudo pode quantificar a eficiência de um determinado conversor. A estimativa de potência útil está diretamente relacionada com o projeto de minimização dos custos e tamanho do material.

A estimativa de perdas utilizada neste trabalho, foi obtida experimentalmente a partir de um modelo de regressão e um conjunto de medidas referentes às perdas instantâneas nos dispositivos semicondutores [52]. O modelo engloba perdas de condução na chave (composta por um IGBT e um diodo em antiparalelo), perdas por chaveamento no IGBT (instantes de comutação) e no diodo (condução reversa), estas perdas são descritas por:

$$P_{cond} = a(T_j)^b i_{cl} + c(T_j)^d i_{cl}^2 + c(T_j)^f i_{cl}^3 \quad (4.2)$$

$$P_{chav} = \frac{1}{\Delta t} [a(v_c)^b (T_j)^c + d(v_c)^e (T_j)^f i_{cl} + g(v_c)^h (T_j)^2 (i_{cl})^2] \quad (4.3)$$

$$P_{tot} = P_{chav} + P_{cond} \quad (4.4)$$

em que P_{chav} são as perdas por chaveamento, P_{cond} são as perdas por condução, P_{tot} são as perdas totais, T_j é a temperatura de junção, i_{cl} é a corrente instantânea no coletor e as variáveis a,b,c,d,e,f,g e h são parâmetros do modelo.

A estimativa de perdas feita nesta seção correspondem a chave utilizada nos testes experimentais em [52] foi: IGBT com módulo dual CM50DY-24H (POWEREX) com drive SKI-10 (SEMIKRON).

4.4.1 Estudo comparativo com o DVR convencional e seis braços

A Fig. 4.47 apresenta uma comparação entre as perdas totais para o DVR convencional, ver Fig. 2.2.5, o DVR proposto, ver Fig. 3.1 e o DVR com inversor de seis braços, ver Fig. 2.2.5. Estes resultados foram validados utilizando-se uma carga trifásica de 6kW em um sistema de baixa tensão (LV) e um índice de modulação unitário para ambos os conversores. O afundamento de tensão foi simulado em 30%. A frequência de chaveamento para o DVR convencional foi mantida em 10 kHz enquanto que, para o DVR proposto fora mantida em 4,4 kHz e para o DVR com inversor de 6 braços a frequência foi mantida em 13kHz. Estes valores garantem o mesmo valor da WTHD da tensão injetada pelo DVR para as três estruturas,

isto pode ser verificado na Figura 4.40. Para se buscar a operação nas mesmas condições utilizou-se o barramento CC no DVR proposto como sendo a metade do barramento CC para o DVR convencional e da estrutura de seis braços. O fator de distribuição de roda livre continuou mantido em 0,5 para todas as tensões auxiliares.

Para esta análise, foram considerados dois casos distintos levando-se em consideração a relação de transformação dos transformadores de injeção(n) em cada estrutura:

- Caso A:

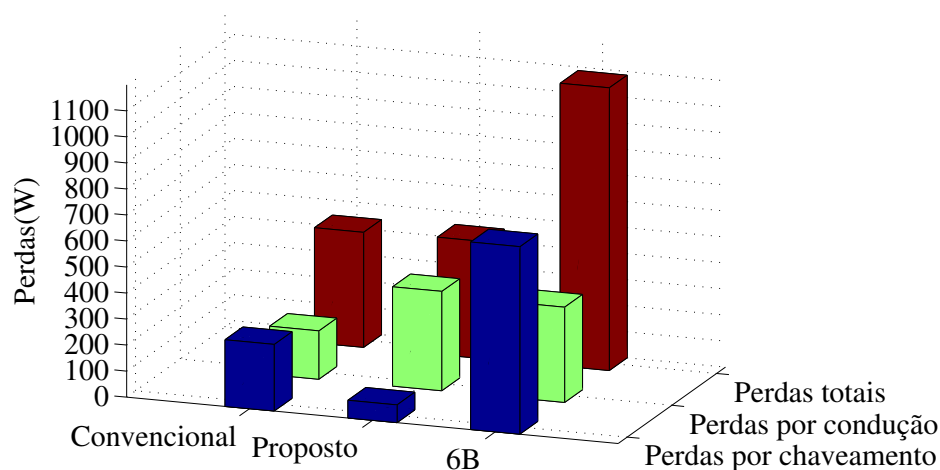
A relação de transformação é 1:1, ou seja $n=1$, e os três conversores operam com o mesmo nível de tensão e corrente;

- Caso B:

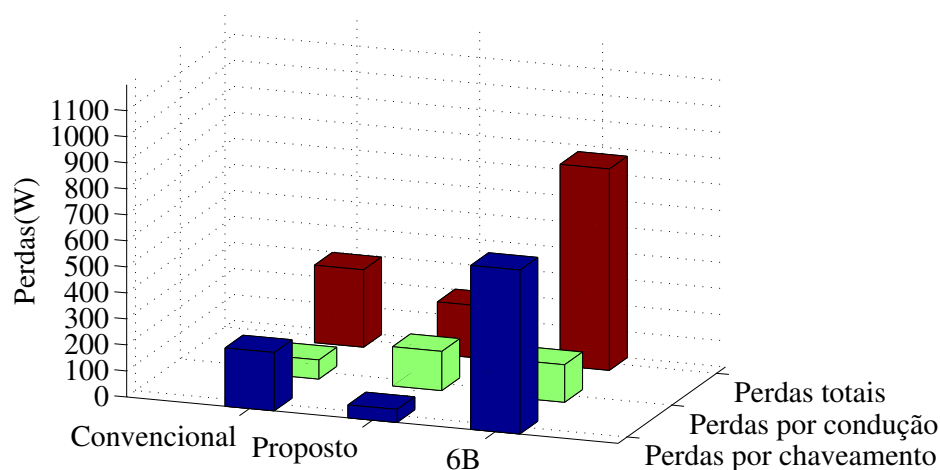
A relação de transformação é 2:1, ou seja, $n=2$, para as três estruturas. Com isso tem-se que a estrutura proposta, 6B e convencional operam com um mesmo nível de corrente. Porém, menor se comparado com o caso A;

Observando-se a Figura 4.47 pode-se perceber que mesmo tendo o dobro do número de chaves, as perdas totais na estrutura proposta chegam a se equiparar no caso A. Normalizando-se com relação às maiores perdas que são na estrutura 6B tem-se no caso A as perdas para a estrutura convencional e proposta correspondem a 40,9% das perdas na estrutura 6B. Portanto tem-se uma redução de 59,1% das perdas na estrutura convencional e proposta quando comparadas com a estrutura 6B.

No segundo cenário, caso B, tem-se que as perdas de condução sofrem significativa redução devido ao fato do nível de corrente se menor neste caso. Assim normalizando-se as perdas com base na estrutura com maior nível de perdas (estrutura 6B) tem-se que a estrutura proposta possui 75% de redução nas perdas enquanto que a estrutura convencional apresentou uma redução de 62,5%. Observa-se que a estrutura 6B apresenta perdas bem superiores comparadas com as demais em ambos os casos. Percebe-se também que a estrutura proposta é deficiente nas perdas por condução (dobro de chaves) mas compensa essa desvantagem nas perdas por chaveamento devido à implementação da técnica de grampeamento por semiciclo. A característica de apresentar baixas perdas por chaveamento proporciona inversores com chaves semicondutoras que irão ter uma vida útil maior se comparada com as chaves em conversores que possuem elevadas perdas de chaveamento.



(a) Caso A



(b) Caso B

Figura 4.47: Perdas totais nos inversores.

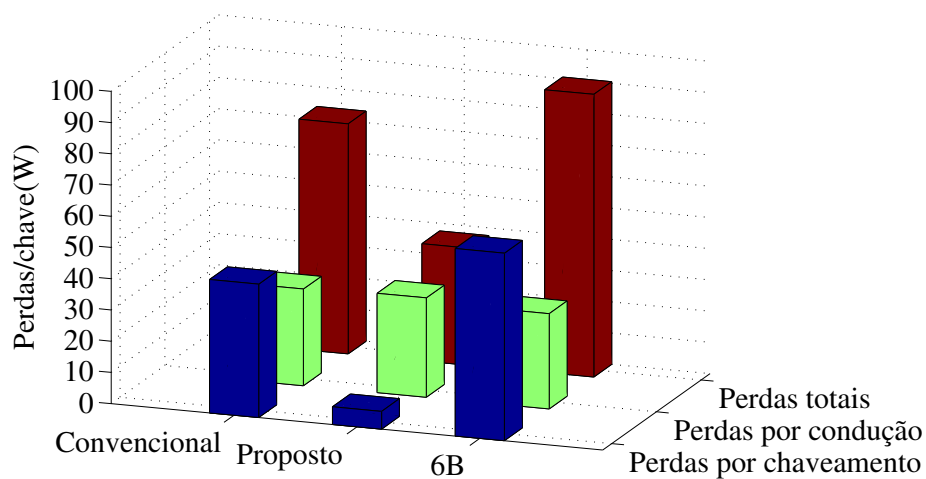
É interessante perceber que estes resultados são característicos de um cenário em baixa tensão (LV). Espera-se que estes valores percentuais aumentem, favorecendo a estrutura OEW, em cenários de média (MV) e alta tensão (HV), os quais são mais característicos em linhas de distribuição.

A utilização de uma técnica de grampeamento na estrutura OEW está justificada ao se observar as perdas por chaveamento na estrutura proposta. Além disso, menores comutações nas chaves proporcionam um conversor com uma vida útil maior.

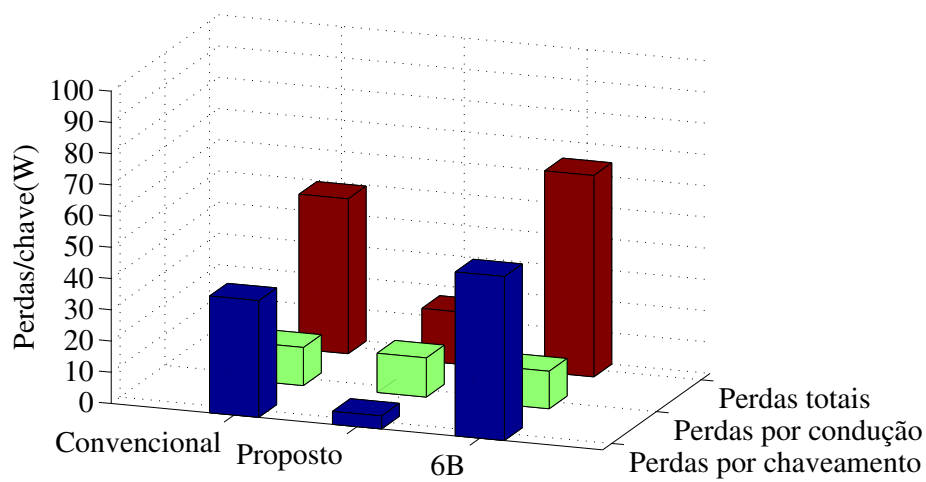
No intuito de observar os esforços das chaves individualmente, tomaram-se os resultados

da Figura 4.47 divididos pelo número de chaves em cada estrutura. As perdas em cada chave estão dispostas na Figura 4.48. Analisando-se o resultado para o caso A, observa-se que a estrutura 6B continua apresentando os maiores níveis de perdas nas chaves. Assim, normalizando-se em torno desta, tem-se que a estrutura convencional apresenta uma redução de apenas 16,7% enquanto que a estrutura proposta apresenta redução em torno de 55%. No caso B tem-se que a estrutura convencional possui perdas reduzidas em 23% comparada com a estrutura 6B, e a estrutura proposta apresentou redução de aproximadamente 72%. Assim, fica evidente que a estrutura do DVR proposto possui chaves com menores esforços de tensão. Estes esforços nas chaves podem ser ditos consideravelmente inferiores se comparado com a estrutura convencional e 6B.

No caso B tem-se que a estrutura 6B ainda apresenta o maior nível de perda nas chaves. Assim normalizando-se em torno desta estrutura, tem-se que a estrutura convencional apresenta perdas em torno de 23% menores enquanto que a estrutura proposta proporciona uma redução de aproximadamente 72%. Logo, conclui-se que, no que diz respeito ao nível de perdas no inversor a estrutura de DVR proposta apresente os melhores resultados, seguida da estrutura convencional e por último a estrutura 6B.



(a) Caso A



(b) Caso B

Figura 4.48: Perdas em cada chave nos inversores.

4.5 Análise da disponibilidade de tensão nos barramentos

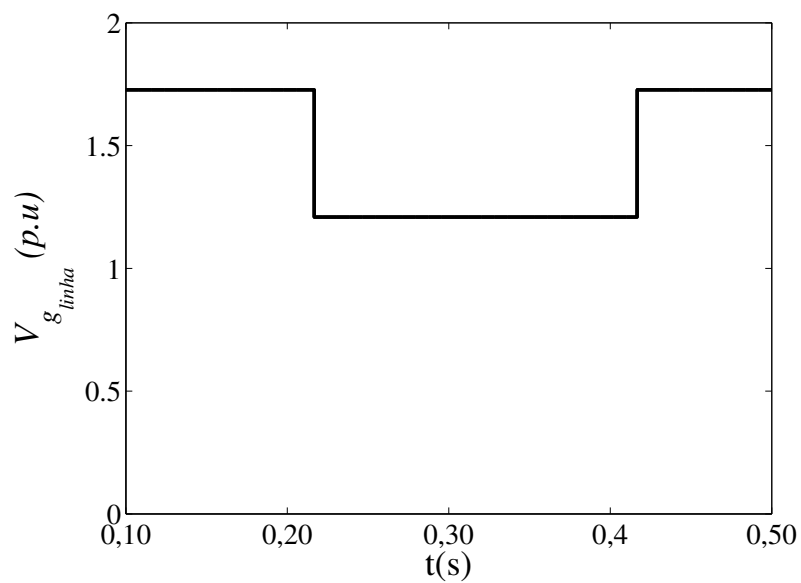
A disponibilidade de tensão do barramento pode ser analisada observando-se o comportamento das tensões de linha na rede de alimentação (*grid*). Assim, normalizando-se em torno das tensões de fase que deverão se injetadas pelo DVR, esta análise tem como objetivo verificar se a tensão do barramento no momento do distúrbio é maior ou menor que $\sqrt{3}$ para os dois barramentos. Isto é, imaginando os dois barramentos como um só mediante os testes realizados.

Na Fig. 4.49 tem-se o caso de um afundamento de tensões do tipo trifásico balanceado. No momento em que não ocorre o afundamento, esta relação imposta é semelhante àquela observada em trabalhos que tratam de filtros ativos de potência (série e paralelo) em que a relação chega a ser $\sqrt{3}$ para um índice de modulação máximo [62]. Assim, esta análise consiste em verificar se perante o evento de afundamento de tensões trifásicas do tipo balanceado, vide Fig.4.49(b), o nível mínimo de tensão no barramento CC é satisfeito. Este nível mínimo está caracterizado pelo valor RMS das tensões de linha apresentadas na Fig. 4.49(a). Observa-se que o nível disponível de tensão no barramento durante o afundamento será em torno de 1,3 (menor que $\sqrt{3}$).

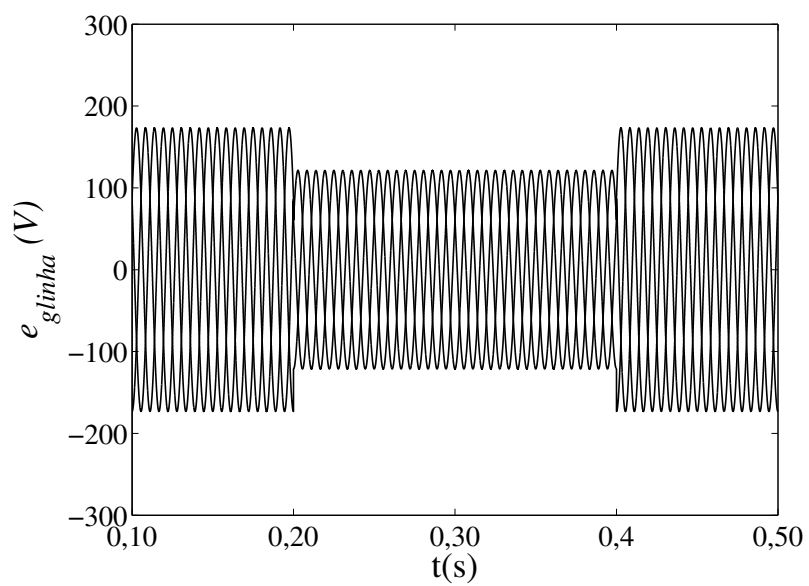
Na Fig. 4.50 tem-se a mesma análise para um caso de afundamento de tensões do tipo trifásico desbalanceado, onde o nível do afundamento de uma fase para outra dista em 5%. Ainda neste resultado, observa-se que a maior disponibilidade de tensão durante este tipo de afundamento em análise é de aproximadamente 1,5 referente à tensão de linha V_{23} .

Um resultado semelhante é observado na Fig. 4.51. Aqui, tem-se um caso de afundamento de tensões do tipo bifásico balanceado. Nota-se que a maior disponibilidade é em torno de 1,5 referente à tensão de linha V_{31} . Logo, tem-se um nível semelhante ao caso anterior. Por conseguinte, um caso de afundamento de tensão do tipo monofásico é apresentado na Fig. 4.52. Neste caso a disponibilidade será como no caso normal de operação conforme descrito em [62], ou seja 1,73 ($\sqrt{3}$). Portanto, verifica-se que para as condições analisadas, o pior caso a nível de disponibilidade de tensão no barramento é o caso de um afundamento de tensões do tipo trifásico balanceado. Esta disponibilidade está implícita quando se considera que os barramentos serão alimentados através de retificadores trifásicos a diodo onde

as tensões na entrada dos retificadores serão as próprias tensões na rede de alimentação.

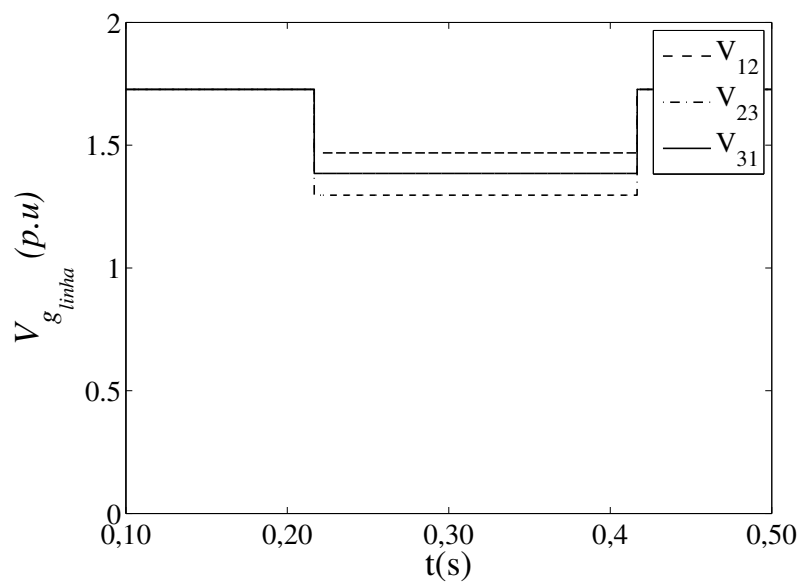


(a)

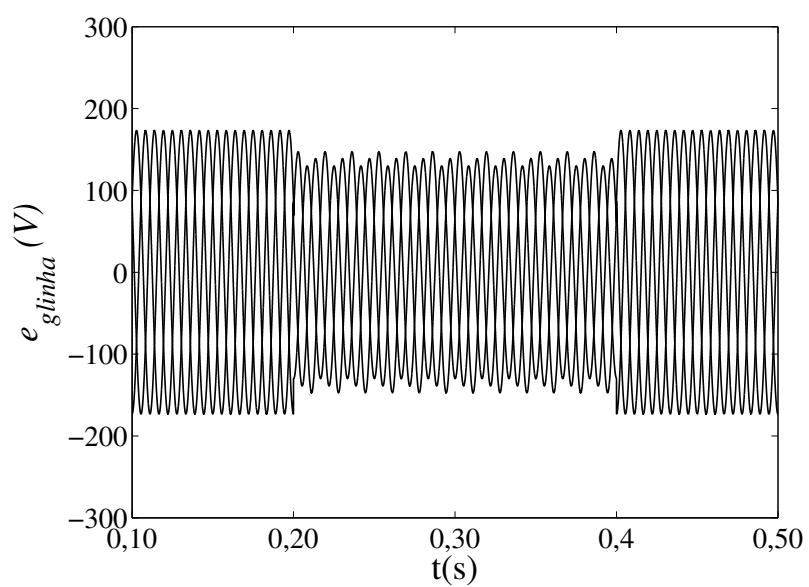


(b)

Figura 4.49: Afundamento trifásico balanceado: (a) demanda de tensão do barramento, (b) comportamento das tensões de linha.

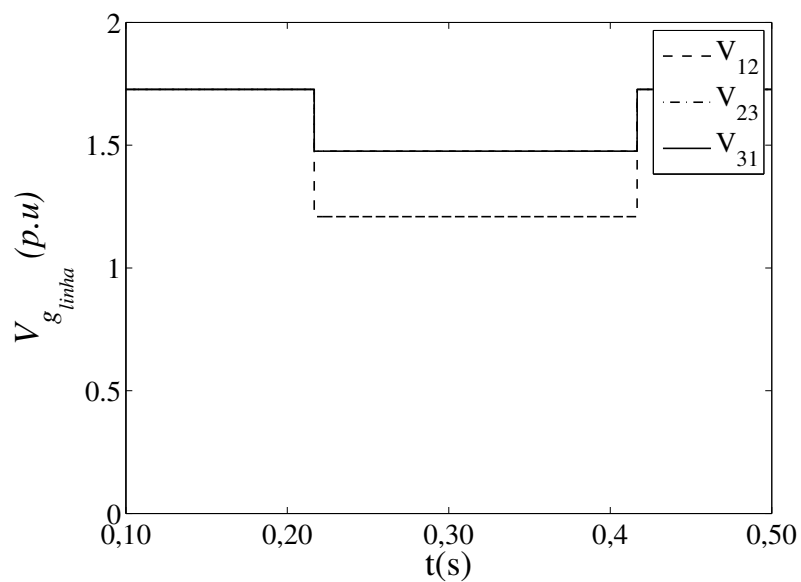


(a)

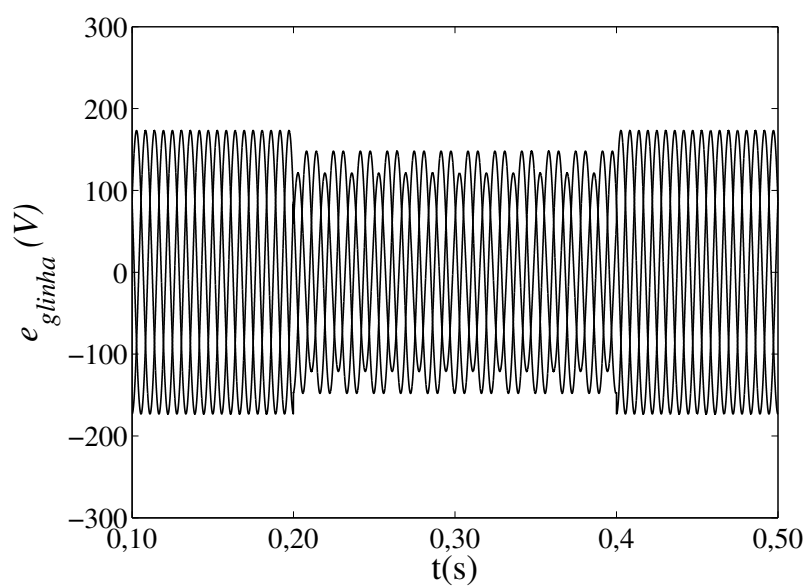


(b)

Figura 4.50: Afundamento trifásico desbalanceado: (a) demanda de tensão do barramento, (b) comportamento das tensões de linha.

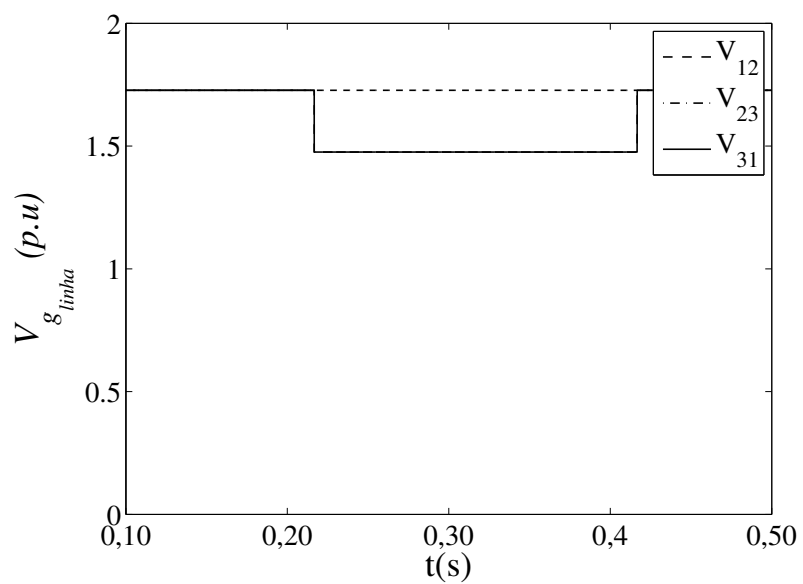


(a)

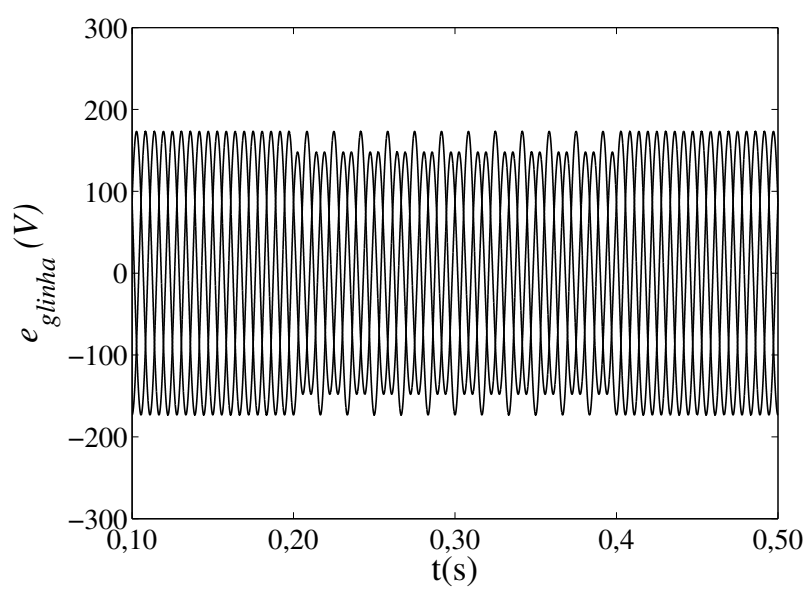


(b)

Figura 4.51: Afundamento bifásico balanceado: (a) demanda de tensão do barramento, (b) comportamento das tensões de linha.



(a)



(b)

Figura 4.52: Afundamento monofásico: (a) demanda de tensão do barramento, (b) comportamento das tensões de linha.

4.6 Análise comparativa de custo do conversor

O custo dos conversores dependem de vários componentes tais como IGBT, capacitores do barramento CC, indutores de entrada, sensores de tensão, drivers para o gatilhamento, capacitores de filtro e processador digital de sinais (DSP). Dentre estes, considera-se os IGBTs como os componentes mais importantes na avaliação de custo do sistema.

A frequência de chaveamento é um parâmetro que afeta apenas componentes passivos, tais como indutores e capacitores de filtro [63]. Portanto a variação da frequência de operação das chaves de potência não afeta o custo dos componentes mais importantes do conversor: IGBTs, drives, capacitores do barramento CC.

Em princípio, a estrutura proposta de DVR possui o dobro de chaves e barramento capacitivo se comparada com a estrutura convencional de três braços. Este fato pode induzir a uma desvantagem com relação ao número de componentes. Todavia como as chaves presentes no conversor OEW operam com um nível de tensão reduzido (metade) quando comparado com o nível da estrutura convencional e também com a estrutura em ponte completa com seis braços (6B), foi feito um levantamento do custo dos mesmos, conforme ilustra Tabela 4.4. As estimativas de custo foram feitas perante cotação nos fabricantes como *Semikron*, [64] e *BCH components*, [65].

Tabela 4.4: Custo dos principais componentes para inversores em um DVR.

Topologia	Descrição	Referência	Qtd	Custo (R\$)
Convencional	Módulo IGBT (1,2kV)	SKM50GB123D	3	166,83
	Drive	SKHI23/12R	3	633,19
	Capacitor do link CC	ALS30A222NP500	2	503,31
Total				3406,70
OEW	Módulo IGBT (0,6kV)	SKM50GB063D	6	122,70
	Drive	SKHI23/12R	6	633,19
	Capacitor do link CC	ALS30A222KE250	4	165,61
Total				5197,80
6B	Módulo IGBT (1,2kV)	SKM50GB123D	6	166,83
	Drive	SKHI23/12	6	633,19
	Capacitor do link CC	ALS30A222NP500	2	503,31
Total				5806,70

Observando-se a estimativa de custo para um DVR com nível de corrente 50A, vide Tabela 4.4, conclui-se que a estrutura de DVR proposta (OEW) torna-se dispendiosa se

comparada com a convencional. Porém ao se comparar com a estrutura de seis braços (6B) a estrutura proposta apresenta um custo reduzido. Esta análise concretiza o fato da estrutura de DVR proposta ser uma estrutura com custo elevado. Todavia suas características vantajosas podem justificar o custo elevado.

4.7 Estudo da operação com barramentos CC distintos

Os resultados apresentados anteriormente foram obtidos para o caso em que a tensão no barramento CC do inversor A (v_{ca}) era igual a tensão no barramento CC do inversor B (v_{cb}). Um caso para operação da estrutura OEW no caso trifásico balanceado com barramentos diferentes é apresentado nesta seção. Neste caso, tem-se que o nível de tensão no barramento CC do inversor A é 2/3 da condição com barramentos iguais ($v_{ca} = 66,7\%$) e para o inversor B foi considerado como sendo 1/3 ($v_{ca} = 33,3\%$). Logo, uma tabela foi levantada tomando alguns pontos de interesse com relação às variáveis auxiliares (μ_0, μ_1, μ_2 e μ_3) e observando-se o nível de WTHD utilizando-se 1 e 2 portadoras defasadas entre si de 180° de acordo com o método descrito [58].

Na Tabela 4.5, tem-se os valores calculados da WTHD na tensão de fase da estrutura OEW perante algumas combinações de interesse das variáveis auxiliares. Os valores apresentados foram normalizados de acordo com o valor obtido da WTHD para estrutura convencional. Os resultados apresentados nesta tabela foram obtidos via implementação com uma portadora. Observa-se, em destaque, que o melhor caso de WTHD é obtido quando se usam as quatro variáveis auxiliares iguais a 0,5.

Na Tabela 4.6, tem-se os valores calculados da WTHD na tensão de fase da estrutura OEW de forma análoga ao caso anterior. Os valores apresentados também foram normalizados como no caso anterior. Nestes resultados, tem-se a implementação de com duas portadoras defasadas e deslocadas como está descrito em [58]. Observa-se que os níveis normalizados de WTHD são maiores se comparados com aqueles dispostos na Tabela 4.5, mas ainda dentre os valores listados neste resultado a melhor opção é mantendo-se todas as variáveis auxiliares iguais a 0,5.

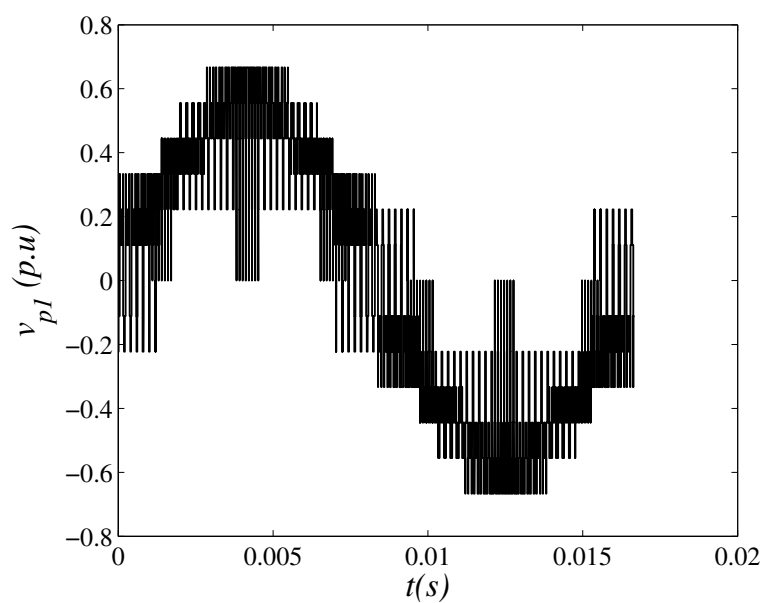
Na Fig. 4.53 tem-se a visualização da tensão gerada em uma fase pelo DVR mediante os dois casos destacados nas Tabelas 4.5 e 4.6.

Tabela 4.5: Análise da WTHD das tensões geradas na estrutura OEW com barra-mentos distintos $v_{ca} = 66,7\%$ e $v_{cb} = 33,3\%$ e utilizando-se 1 portadora.

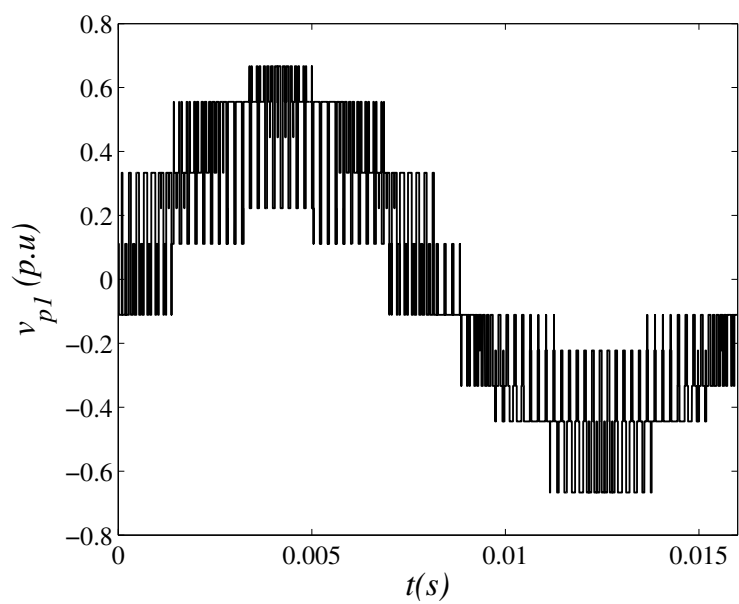
μ_0	μ_1	μ_2	μ_3	WTHD (%)
0,5	1,0	1,0	0,0	2,8
0,5	1,0	1,0	0,5	3,1
0,5	1,0	1,0	1,0	2,7
0,5	1,0	0,0	0,0	2,4
0,5	1,0	0,0	0,5	3,1
0,5	1,0	0,0	1,0	2,5
0,5	1,0	0,5	0,0	2,3
0,5	1,0	0,5	0,5	2,9
0,5	1,0	0,5	1,0	2,4
0,5	0,0	1,0	0,0	2,5
0,5	0,0	1,0	0,5	2,1
0,5	0,0	1,0	1,0	2,4
0,5	0,0	0,0	0,0	2,6
0,5	0,0	0,0	0,5	2,5
0,5	0,0	0,0	1,0	2,7
0,5	0,0	0,5	0,0	2,3
0,5	0,0	0,5	0,5	2,1
0,5	0,0	0,5	1,0	2,3
0,5	0,5	1,0	0,0	2,1
0,5	0,5	1,0	0,5	1,1
0,5	0,5	1,0	1,0	1,4
0,5	0,5	0,0	0,0	1,6
0,5	0,5	0,0	0,5	1,1
0,5	0,5	0,0	1,0	1,2
0,5	0,5	0,5	0,0	1,6
0,5	0,5	0,5	0,5	0,8
0,5	0,5	0,5	1,0	1,1

Tabela 4.6: Análise da WTHD das tensões geradas na estrutura OEW com barra-mentos distintos $v_{ca} = 66,7\%$ e $v_{cb} = 33,3\%$ e utilizando-se 2 portado-ras.

μ_0	μ_1	μ_2	μ_3	WTHD (%)
0,5	1,0	1,0	0,0	6,1
0,5	1,0	1,0	0,5	5,7
0,5	1,0	1,0	1,0	6,1
0,5	1,0	0,0	0,0	6,8
0,5	1,0	0,0	0,5	6,4
0,5	1,0	0,0	1,0	6,1
0,5	1,0	0,5	0,0	4,9
0,5	1,0	0,5	0,5	4,6
0,5	1,0	0,5	1,0	5,0
0,5	0,0	1,0	0,0	6,7
0,5	0,0	1,0	0,5	6,5
0,5	0,0	1,0	1,0	7,9
0,5	0,0	0,0	0,0	6,8
0,5	0,0	0,0	0,5	6,6
0,5	0,0	0,0	1,0	7,7
0,5	0,0	0,5	0,0	6,2
0,5	0,0	0,5	0,5	6,0
0,5	0,0	0,5	1,0	7,4
0,5	0,5	1,0	0,0	2,3
0,5	0,5	1,0	0,5	2,2
0,5	0,5	1,0	1,0	4,6
0,5	0,5	0,0	0,0	3,2
0,5	0,5	0,0	0,5	3,1
0,5	0,5	0,0	1,0	4,2
0,5	0,5	0,5	0,0	1,8
0,5	0,5	0,5	0,5	1,6
0,5	0,5	0,5	1,0	4,2



(a)



(b)

Figura 4.53: tensão gerada em uma fase pelo DVR no enrolamento primário do transformador de injeção: (a) uma portadora, (b) duas portadoras.

4.8 Conclusão

De acordo com os resultados apresentados neste capítulo, observa-se que a técnica de grameamento por semiciclo aplicada em conjunto com a utilização de duas portadores defasadas de 180° entre si, proporcionam uma tensão de fase no primário dos transformadores de injeção com 9 níveis bem definidos, caracterizando uma estrutura multinível. Além disso o dv/dt nas chaves é menor se comparado com a utilização de apenas uma portadora, ver Fig. 4.4, Fig. 4.5 e Fig. 4.6. Uma análise interessante foi feita com relação a operação do DVR proposto em um afundamento trifásico desbalanceado e conseguiu-se ter uma conclusão preliminar que o mesmo pode ser realizável nas condições apresentadas.

No que diz respeito à eficiência do DVR proposto, e considerando-se a análise feita quanto aos diferentes casos, pode-se concluir que este é tão eficiente quanto o convencional. De fato, no pior caso apresentado (caso A) o mesmo consegue ter aproximadamente o mesmo nível de perdas totais quando comparado com a estrutura convencional, correspondendo à 40,9% das perdas totais obtidas para a estrutura 6B. Todavia, a medida em que se aumenta o nível de tensão (caso B) tem-se que o DVR proposto adquire uma vantagem maior com relação às perdas totais. De fato, o mesmo apresentou perdas totais como sendo 25% das perdas comparadas à estrutura 6B. Além disso, ficou evidente que o DVR proposto tem um nível de *stress* nas chaves bem menor, o que caracteriza-se pelas perdas por chaves que fora menores em comparação com a estrutura 6B em 55% no caso A e 72% no caso B.

A análise feita da WTHD possibilitou verificar os melhores valores dos parâmetros que poderiam ser mudados. Estes parâmetros dizem respeito às variáveis auxiliares (μ_0 , μ_1 , μ_2 e μ_3) e o índice de modulação m . Assim concluiu-se que os valores que oferecem menor WTHD são aqueles em que as variáveis auxiliares sejam 0,5 e o índice de modulação seja 0,9 com implementação da estratégia HPWM utilizando-se duas portadoras.

Por fim, verificou-se que os resultados obtidos, mediante algumas análises e comparações, apresentaram coerência com os resultados esperados com exceção do efeito devido à alta indutância de magnetização presente nos transformadores de injeção. Como este efeito é relacionado tão somente à disposição do material, ou seja, este problema é solucionado substituindo transformadores de injeção semelhantes aos usados em outros trabalhos de DVR [14], [5] e [55], optou-se por não levar esse efeito como relevante no trabalho de um modo geral.

5

Conclusão Geral e Trabalhos Futuros

5.1 Introdução

Novas soluções baseadas em eletrônica de potência estão se tornando cada vez mais importantes, no que diz respeito aos problemas de qualidade de energia elétrica. Os afundamentos de tensão já foram relatados como o maior problema (distúrbio) encontrado em qualidade de energia elétrica [7], conforme mencionado na seção 1.2.2. Assim, um dispositivo de regulação conectado em série, como o DVR, é considerado uma solução efetiva para mitigar os afundamentos de tensão. Logo, torna-se interessante a realização de análises, testes e desenvolvimento de novas estruturas no intuito de contribuir em conjunto com eventuais trabalhos já realizados na literatura, o que possibilita estudos comparativos de tais contribuições proporcionando vantagens e desvantagens das mesmas.

5.2 Síntese do trabalho de dissertação

Este trabalho tratou de um tipo de dispositivo usado em aplicações do tipo CP (do inglês *Custom Power*). Este dispositivo é conhecido como restaurador dinâmico de tensão, comumente tratado como DVR (do inglês *Dynamic Voltage Restorer*). De forma genérica, as principais características deste dispositivo são de: i) consistir em um dispositivo conectado em série com a rede de alimentação (*grid*) e ii) capacidade de injetar uma grande quantidade de tensão no sistema para compensar afundamentos de tensão. Todavia esta capacidade de

injeção apresentará fatores limitantes que estarão relacionados com o tipo de topologia para suprimento de tensão no barramento CC, conforme comentado na seção 2.2.4.

No Capítulo 1, foi feita a introdução de conceitos, considerados elementares para o contexto deste trabalho. Foi feita uma descrição dos distúrbios encontrados em qualidade de energia elétrica, bem como caracterização dos mesmos conforme normas (padrões) em vigor no Brasil, Estados Unidos e Europa. Um comparativo das principais soluções baseadas em eletrônica de potência fora feito, e concluiu-se na ausência de alimentador secundário, a qual é uma condição comum no sistema de distribuição, o DVR é considerado a melhor solução.

Os elementos básicos que constituem o DVR foram descritos no Capítulo 2. Uma revisão bibliográfica possibilitou localizar eventuais lacunas nos trabalhos encontrados na literatura que poderão ser tratados em trabalhos futuros. Como por exemplo, um estudo comparativo de estruturas multinível de inversores aplicadas à DVR, com intuito de apresentar análises de desempenho dentre outras figuras de mérito como perdas nos semicondutores de potência. Algumas estruturas de DVR existentes na literatura foram destacadas, e uma breve descrição das estratégias de chaveamento PWM foi feita para duas estruturas que foram consideradas em estudos comparativos.

No Capítulo 3 tem-se a apresentação do DVR proposto, o mesmo consiste basicamente da utilização dos transformadores de injeção com enrolamentos abertos e inversores com barramentos isolados. Esta estrutura foi denominada no corpo do trabalho como OEW (do inglês *Open-End Winding*) caracterizando sua aplicação. Uma estratégia PWM Híbrida foi apresentada para a estrutura de inversor OEW. No desenvolvimento analítico, consideraram-se os barramentos CC diferentes. Todavia, nos resultados de simulação e experimentais apresentados neste trabalho, os barramentos CC foram considerados praticamente idênticos. A estratégia PWM Híbrida descrita neste trabalho faz uso de quatro tensões auxiliares, onde, dependendo dos valores de μ_0 , μ_1 , μ_2 e μ_3 , o barramento CC em cada inversor pode ser otimizado. Foi visto que uma técnica de grampeamento por semiciclo com utilização de múltiplas portadoras poderia possibilitar a redução da WTHD no conversor implicando também em possíveis reduções nas perdas de chaveamento, visto que o grampeamento descrito fez com que um braço de cada conversor ficasse sem comutar por metade do ciclo de operação do sistema. A técnica de grampeamento descrita toma como base alguns princípios descritos em estruturas multinível [58].

O algoritmo PLL usado neste trabalho, foi testado e observado. Porém, notou-se que o mesmo apresentara esforço computacional considerável e levou um número consideravelmente alto de ciclos para capturar a fase, aproximadamente 5 ciclos. Portanto, visto que o trabalho está focado em outros aspectos, considerou-se esta implementação para alguns resultados preliminares. No entanto, testes com saltos de ângulo de fase não foram abordados. O modelo dos filtros de alta frequência bem como dos transformadores de injeção foram apresentados.

No capítulo 4 foram apresentados resultados de simulação, resultados experimentais bem como análises de algumas figuras de méritos consideradas importantes no contexto deste trabalho. Buscou-se pela utilização dos parâmetros de simulação semelhantes dos utilizados nos resultados experimentais. Primeiramente, os resultados de simulação mostraram que a técnica de grampeamento por semiciclo aplicada em conjunto com a utilização de duas portadoras defasadas de 180° entre si, proporcionam uma tensão de fase no primário dos transformadores de injeção com 9 níveis bem definidos, caracterizando uma estrutura multinível. Além disso o dv/dt nas chaves é menor se comparado com a utilização de apenas uma portadora, como pode-se verificar na Fig. 4.4. Uma análise interessante foi feita com relação a operação do DVR proposto em um afundamento trifásico desbalanceado, bifásico e monofásico e conseguiu-se ter uma conclusão preliminar que o mesmo pode ser implementável nas condições apresentadas.

Em sequência, obtiveram-se testes experimentais com base em um protótipo levantado no laboratório, maiores detalhes do mesmo encontram-se no apêndice A. Mediante tais resultados, verificou-se que os resultados obtidos, conforme algumas análises e comparações, apresentaram coerência com os resultados esperados, com exceção do efeito devido à alta indutância de magnetização presente nos transformadores de injeção. Como este efeito é relacionado tão somente à disposição do material, ou seja, este problema é solucionado substituindo transformadores de injeção semelhantes aos usados em outros trabalhos de DVR [14], [5] e [55], optou-se por não levar esse efeito como relevante no trabalho de um modo geral.

Com uma análise comparativa da WTHD entre as estruturas convencional, 6B e proposta pode-se concluir que o DVR proposto apresenta menor WTHD para uma grande faixa de frequência de chaveamento. Com isso, observou-se que considerando-se uma frequência industrial (720 Hz) o DVR proposto apresentou nível de WTHD baixa (um pouco menos

de 2%) enquanto que para a estrutura convencional este parâmetro passava de 3% e para a estrutura 6B fica em torno de 5%. Outros resultados de análise de WTHD possibilitaram concluir que os melhores parâmetros (aqueles que oferecem menor WTHD) são para as variáveis auxiliares iguais a 0,5 e índice de modulação igual a 0,9.

No que diz respeito à eficiência do DVR proposto, e considerando-se a análise feita quanto aos diferentes casos, pode-se concluir que o DVR proposto apresentou resultados vantajosos. De fato, pois no pior caso apresentado (caso A) o mesmo consegue ter aproximadamente o mesmo nível de perdas totais quando comparado com a estrutura convencional, correspondendo à 40,9% das perdas totais obtidas para a estrutura 6B. Além disso, a medida em que se aumenta o nível de tensão (caso B) tem-se que o DVR proposto adquire uma vantagem maior com relação as perdas totais. De fato o mesmo apresentou perdas totais como sendo 25% das perdas comparadas à estrutura 6B. Outra observação consistente é que pode-se evidenciar que o DVR proposto tem um nível de *stress* nas chaves bem menor, o que pode garantir uma vida útil maior do inversor. A análise das perdas por chaves justifica tal conclusão. No estudo comparativo de custo mostrou-se que o DVR proposto é um dispositivo caro em comparação com o DVR convencional, todavia a característica de que as chaves do DVR proposto operam com nível de tensão reduzido garantiu vantagens no custo comparado com a estrutura 6B, que é muito usado em sistema de média tensão (MV).

5.3 Conclusão Geral

Mediante discussão e apresentação dos resultados obtidos neste trabalho, tem-se que os objetivos deste projeto de pesquisa foram alcançados. De fato as técnicas e estratégia de PWM apresentadas são viáveis e implementáveis. Assim, pode-se concluir que o DVR proposto é uma solução atrativa se comparada com as outras estruturas de DVR existentes na literatura, principalmente com a topologia do DVR convencional. Todavia um estudo mais detalhado com outras topologias de multinível pode quantificar a viabilidade da estrutura proposta com estruturas multinível de DVR como a com topologia de inversor NPC (do inglês *Neutral Point Clamped*), ponte H e capacitor flutuante. É de se esperar que o DVR proposto seja uma estrutura competitiva se comparada com as outras, visto que a simplicidade de implementação e chaves operando com níveis menores de tensão farão desta topologia compensar

eventuais desvantagens. O DVR proposto se baseia do uso de um conversor tipo fonte de tensão (VSI) conectado diretamente nos enrolamentos dos transformadores de injeção. Esta característica tem vantagens de apresentar isolamento galvânica. Uma outra maneira de possível implementação desta topologia seria conectar a estrutura de inversor OEW diretamente em série com a rede de alimentação, isto é sem os transformadores de injeção. Isto fará com que o inversor flutue nos níveis potenciais das tensões da rede de alimentação. Porém tem-se a redução do número de componentes do DVR. O fato de se evitar transformadores de injeção implica em um inversor com hardware mais complexo, mas o des empenho esperado é de ser melhorado.

A estratégia de modulação PWM híbrido descrita neste trabalho, produz as mesmas larguras de pulso que a modulação vetorial e digital escalar produziria, mas com característica vantajosa no sentido de ter a realização de processamento em quantidade menor. De fato, o esforço computacional no DSP é um parâmetro crítico para realização das técnicas empregadas na literatura. Pode-se perceber que a estratégia PWM descrita na topologia de inversor OEW é mais simples em comparação as demais existentes em outros trabalhos [56] e [60].

Assim, de um modo geral, pode-se concluir que as principais características a estrutura do DVR proposto são:

- Baixa distorção harmônica se comparada com a estrutura convencional considerando uma mesma frequência de chaveamento (✓);
- Baixas perdas nos inversores (✓);
- Inversores com maior vida útil (✓);
- Custo razoável comparado com a estrutura 6B (✓);
- Necessidade de dois barramentos capacitivos isolados e idênticos (X)

5.4 Trabalhos Futuros

Vários aspectos mais detalhados não foram enfatizados ou abordados neste trabalho de dissertação. Alguns tópicos interessantes para trabalhos futuros estão relacionados às seguintes atividades:

- Estudo de perdas no barramento CC;
- Estudo de perdas em potências elevadas;
- Estudos de topologias para sistemas a quatro fios;
- Análise de desempenho mediante saltos de ângulo de fase;

Referências

- [1] IEEE. *Recommended practice for monitoring electric power quality*. std-1159, 1995.
- [2] European Copper Institute. *Voltage Disturbances - Voltage Characteristics of Public Distribution Systems*. std-50160, 2004.
- [3] ANEEL. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST (módulo 8)*. Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL, 2004.
- [4] F.D. Martzloff and T.M. Gruz. Power quality site surveys: facts, fiction, and fallacies. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 24(6):1005 –1018, nov/dec 1988.
- [5] J.G. Nielsen, F. Blaabjerg, and N. Mohan. Control strategies for dynamic voltage restorer compensating voltage sags with phase jump. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE*, volume 2, pages 1267 –1273 vol.2, 2001.
- [6] M. Bollen. *Power Quality Problems, voltage sags and interruptions*. IEEE press, 1999.
- [7] W.E. Brumsickle, G.A. Luckjiff, R.S. Schneider, D.M. Divan, and M.F. McGranaghan. Dynamic sag correctors: cost effective industrial power line conditioning. In *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, volume 2, pages 1339 –1344 vol.2, 1999.
- [8] C. G. Bianchin, R. Demonti, G. Paulillo, M. R. Ortega, F. A. Gruppelli Jr., and C. Takiguchi. Pesquisa e aplicação de restauradores dinâmicos de tensão (DVR) em linhas de distribuição. In *VIII conferência internacional de aplicações industriais (INDUSCON)*, pages 1–5, 2008.
- [9] G. Khon. *The IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms*. 6th edition, April 1997.
- [10] C. Sankaran. *Power Quality*. CRC Press, 2002.

- [11] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan, and H. W. Beaty. *Electrical Power Systems Quality*. McGraw-Hill, 1996.
- [12] Y.-J. Shin, E.J. Powers, M. Grady, and A. Arapostathis. Power quality indices for transient disturbances. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 21(1):253 – 261, jan. 2006.
- [13] John Stones and Alan Collinson. Introduction to power quality. *Power engineering journal*, pages 58–64, 2001.
- [14] Darlan Alexandria Fernandes. *Um Restaurador Dinâmico de Tensão para Correções de Variações de Tensão de Curta Duração em Redes Elétricas Trifásicas*. PhD thesis, Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), Novembro 2008.
- [15] K. Chan, A. Kara, P. Daehler, and R. Tinggren. Innovative system solutions for power quality enhancement. In *Proc. of CIREN*, pages 1 –7, 1999.
- [16] C.N.-M. Ho and H.S.-H. Chung. Implementation and performance evaluation of a fast dynamic control scheme for capacitor-supported interline DVR. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 25(8):1975 –1988, aug. 2010.
- [17] M.H.J. Bollen, T. Tayjasanant, and G. Yalcinkaya. Assessment of the number of voltage sags experienced by a large industrial customer. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 33(6):1465 –1471, nov/dec 1997.
- [18] R. G. Corney. The power quality market and the opportunities it presents for power electronics. In *Proc. of FEPPCON III*, 1998.
- [19] A. Campbell and R. McHattie. Backfilling the sinewave. a dynamic voltage restorer case study. *Power Engineering Journal*, 13(3):153 –158, june 1999.
- [20] A. Prasai and D.M. Divan. Zero-energy sag correctors-optimizing dynamic voltage restorers for industrial applications. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 44(6):1777 – 1784, nov.-dec. 2008.
- [21] Biblioteca digital do IEEE. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org>. Acessado: 18/06/2012.
- [22] A. Ghosh and G. Ledwich. Compensation of distribution system voltage using DVR. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 17(4):1030 – 1036, oct 2002.
- [23] N.H. Woodley, L. Morgan, and A. Sundaram. Experience with an inverter-based dynamic voltage restorer. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 14(3):1181 –1186, jul 1999.

- [24] N.H. Woodley, A. Sundaram, T. Holden, and T.C. Einarson. Field experience with the new platform-mounted DVRTM. In *Power System Technology, 2000. Proceedings. PowerCon 2000. International Conference on*, volume 3, pages 1323 –1328 vol.3, 2000.
- [25] R. McHattie. Dynamic voltage restorer the customers’s perspective. In *Dynamic Voltage Restorers - Replacing Those Missing Cycles (Digest No. 1998/189), IEE Half Day Colloquium on*, pages 1/1 –1/5, feb 1998.
- [26] N. Abi-Samra, D. Carnovale, A. Sundaram, and W. Malcolm. The role of the distribution system dynamic voltage restorer in enhancing the power at sensitive facilities. In *WESCON/96*, pages 167 –181, oct 1996.
- [27] M.D. Stump, G.J. Keane, and F.K.S. Leong. The role of custom power products in enhancing power quality at industrial facilities. In *Energy Management and Power Delivery, 1998. Proceedings of EMPD '98. 1998 International Conference on*, volume 2, pages 507 –517 vol.2, mar 1998.
- [28] F.Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae. Compensation characteristics of the combined system of shunt passive and series active filters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 29(1):144 –152, jan/feb 1993.
- [29] H. Fujita and H. Akagi. The unified power quality conditioner: the integration of series and shunt-active filters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 13(2):315 –322, mar 1998.
- [30] E. Cipriano dos Santos, C.B. Jacobina, J.A.A. Dias, and N. Rocha. Single-phase to three-phase universal active power filter. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 26(3):1361 –1371, july 2011.
- [31] S. Bhattacharya, H.M. Teshnizi, and B. Parkhideh. An universal active power filter controller system. In *Industry Applications Society Annual Meeting, 2009. IAS 2009. IEEE*, pages 1 –8, oct. 2009.
- [32] T Jauch, A. Kara, M. Rahmani, and D. Westerman. Power quality ensured by dynamic voltage correction. *ABB review*, 4:25–36, 1998.
- [33] Ming Fang, A.I. Gardiner, A. MacDougall, and G.A. Mathieson. A novel series dynamic voltage restorer for distribution systems. In *Power System Technology, 1998. Proceedings. POWERCON '98. 1998 International Conference on*, volume 1, pages 38 –42 vol.1, aug 1998.

- [34] Maurício Galassi. Projeto e construção de um restaurador dinâmico de tensão. Master's thesis, Escola Politécnica de São Paulo (USP), Abril 2006.
- [35] S. M. Silva. Estudo de projeto de um restaurador dinâmico de tensão. Master's thesis, Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG), 1999.
- [36] M. Vilathgamuwa, A.A.D. Ranjith Perera, S.S. Choi, and K.J. Tseng. Control of energy optimized dynamic voltage restorer. In *Industrial Electronics Society, 1999. IECON '99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE*, volume 2, pages 873 –878 vol.2, 1999.
- [37] J.G. Nielsen and F. Blaabjerg. A detailed comparison of system topologies for dynamic voltage restorers. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 41(5):1272 – 1280, sept.-oct. 2005.
- [38] J.G. Nielsen and F. Blaabjerg. Comparison of system topologies for dynamic voltage restorers. In *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, volume 4, pages 2397 –2403 vol.4, sep-4 oct 2001.
- [39] J.G. Nielsen, M. Newman, H. Nielsen, and F. Blaabjerg. Control and testing of a dynamic voltage restorer (DVR) at medium voltage level. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 19(3):806 – 813, may 2004.
- [40] A. Gosh and A. Joshi. A new algorithm for generation of reference voltages of a DVR using the method of instantaneous symmetrical components. In: *IEEE Power Engineering Review*, pages 63–65, Sept. 2007.
- [41] P. Kanjiya, B. Singh, and P. Jayaprakash. A robust control algorithm for self supported dynamic voltage restorer (DVR). In *Power Electronics (IICPE), 2010 India International Conference on*, pages 1 –8, jan. 2011.
- [42] N. H. Woodley and T. Sezi. Platform-mounted DVR for overhead distribution. *Power Quality Journal*, pages 40–41, Feb. 2000.
- [43] T. Sezi. Kompensation von spannungseinbrüchen im mva-lastbereich. *Etz*, pages 20–23, 2001.
- [44] B.H. Li, S.S. Choi, and D.M. Vilathgamuwa. Transformerless dynamic voltage restorer. *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, 149(3):263 –273, may 2002.
- [45] Yun Wei Li, D. Mahinda Vilathgamuwa, Poh Chiang Loh, and F. Blaabjerg. A dual-

- functional medium voltage level dvr to limit downstream fault currents. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 22(4):1330 –1340, july 2007.
- [46] Bingsen Wang and G. Venkataramanan. Dynamic voltage restorer utilizing a matrix converter and flywheel energy storage. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 45(1):222 –231, jan.-feb. 2009.
- [47] R.P. Usha, M. Rajkumar, and S.R. Reddy. Voltage sag/swell compensation using z-source inverter based dynamic voltage restorer. In *Emerging Trends in Electrical and Computer Technology (ICETECT), 2011 International Conference on*, pages 268 –273, march 2011.
- [48] Lei Zhang, Poh Chang Loh, Feng Gao, and B. Frede. Reduced semiconductor three-level interline dynamic voltage restorer. In *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, pages 1843 –1847, 30 2011-june 3 2011.
- [49] V. Blasko. Analysis of a hybrid pwm based on modified space vector and triangle comparison methods. In *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE*, volume 2, pages 947 –955 vol.2, oct 1996.
- [50] C.B. Jacobina, A.M. Nogueira Lima, E.R.C. da Silva, R.N.C. Alves, and P.F. Seixas. Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 16(3):351 –359, may 2001.
- [51] E.R.C. da Silva, E. Cipriano dos Santos, and C.B. Jacobina. Pulsewidth modulation strategies. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, 5(2):37 –45, june 2011.
- [52] M.C. Cavalcanti, E.R. da Silva, D. Boroyevich, W. Dong, and C.B. Jacobina. A feasible loss model for IGBT in soft-switching inverters. 4:1845 – 1850 vol.4, june 2003.
- [53] Agilent Technologies. *Agilent Impedance Measurement Handbook, a guide to measurement technology and techniques*. 4th edition, 2009.
- [54] B.H. Li, S.S. Choi, and D.W. Vilathgamuwa. Design considerations on the line-side filter used in the dynamic voltage restorer. *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, 148(1):1 –7, jan 2001.
- [55] John Godsk Nielsen. *Design and Control of a Dynamic Voltage Restorer*. PhD thesis, Aalborg University, March 2002.
- [56] E.G. Shivakumar, K. Gopakumar, S.K. Sinha, A. Pittet, and V.T. Ranganathan. Space vector pwm control of dual inverter fed open-end winding induction motor drive. In *Ap-*

- plied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE*, volume 1, pages 399 –405 vol.1, 2001.
- [57] R. M. Santos Filho, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, L. A. B. Torres, and A. F. Souza. Comparison of three single-phase PLL algorithms for UPS applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 55(8):2923 –2932, aug. 2008.
- [58] B. Wu. *High-Power Converters and AC Drives*. Wiley-IEEE Press, 1th edition, March 2006.
- [59] V.T. Somasekhar, S. Srinivas, and K.K. Kumar. Effect of zero-vector placement in a dual-inverter fed open-end winding induction-motor drive with a decoupled space-vector pwm strategy. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 55(6):2497 –2505, june 2008.
- [60] M.R. Baiju, K.K. Mohapatra, and K. Gopakumar. Pwm signal generation for dual inverter fed open-end winding induction motor drive using only the instantaneous reference phase amplitudes. In *Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. The Fifth International Conference on*, volume 1, pages 450 – 455 Vol.1, nov. 2003.
- [61] E.G. Shivakumar, K. Gopakumar, S.K. Sinha, A. Pittet, and V.T. Ranganathan. Space vector pwm control of dual inverter fed open-end winding induction motor drive. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE*, volume 1, pages 399 –405 vol.1, 2001.
- [62] A. Chaoui, J.-P. Gaubert, F. Krim, and L. Rambault. On the design of shunt active filter for improving power quality. In *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on*, pages 31 –37, 30 2008-july 2 2008.
- [63] R. Teichmann and S. Bernet. A comparison of three-level converters versus two-level converters for low-voltage drives, traction, and utility applications. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 41(3):855 – 865, may-june 2005.
- [64] Semikron IGBT module datasheets. Disponível em: <http://www.sindopower.com.br>. Acessado: 04/06/2012.
- [65] BHC components. Disponível em: <http://www.farnellnewark.com.br>. Acessado: 04/06/2012.
- [66] E. L. L. Fabrício. Montagem de bancada de desenvolvimento. Relatório de estágio, UFCG, Fevereiro 2010. Disponível em: <https://sites.google.com/a/dee.ufcg.edu.br/cgee/home>. Acessado: 03/07/2012.

-
- [67] B. de S. Gouveia. Montagem de bancada de desenvolvimento com o dsp TMS320F28335. Relatório de estágio, UFCG, Setembro 2009. Disponível em: <https://sites.google.com/a/dee.ufcg.edu.br/cgee/home>. Acessado: 03/07/2012.
- [68] TMS320F28335 eZdsp Starter Kit. Disponível em: <http://www.ti.com/tool/TMDSEZ28335>. Acessado: 18/06/2012.

A

Plataforma de ensaios experimentais

A plataforma experimental utilizada para a obtenção dos resultados experimentais apresentados ao longo deste texto foi desenvolvida no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM-DEE-UFCG), maiores detalhes da mesma encontram-se catalogadas em [66] e [67]. A referida plataforma dispõe dos seguintes dispositivos:

- Um microcomputador PC (Intel core2duo) equipado com placas dedicadas, afim de se gerar os sinais de controle;
- Doze sensores de tensão e de corrente;
- Placa BASE-DSP para aquisição de tratamento de dados;
- Quatro módulos de conversores estáticos a IGBT de três braços cada confeccionados pela *Semikron*;
- Placas de interface entre o microcomputador e os *drivers* de acionamento dos módulos IGBTs;
- Um variador de tensão da *AUJE* 380V/14,5 kVA tipo T-3820;

Em seguida, tem-se uma breve descrição dos itens mencionados anteriormente:

1. Sensores: Os sinais medidos (tensão ou corrente) são emitidos em um *range* de 0V a 3V para a placa DSP via cabos coaxiais e conectores tipo BNC. A alimentação dos

sensores é feita com +15V, -15V e 0V fornecidos por uma fonte DC extra (fonte B) provida da própria bancada.

2. Placa BASE-DSP: A placa de desenvolvimento consiste, basicamente, em um DSP da *texas instruments* tipo TMS320F28335 operando em 150MHz, 16 memórias SDRAM 34KB, 16 memórias flash de 128KB, 18 saídas de PWM, 6 saídas HRPWM com resolução de 150 ps MIPS (Milhões de Instruções por Segundo) e 16 canais de conversores Analógico/Digital (A/D). A alimentação desta placa é feita com +15V, -15V e 0V fornecidos por uma outra fonte DC extra (fonte A) provida da própria bancada. O ambiente computacional utilizado para tratamento dos dados e implementações de controle em linguagem C ou Assembly com o DSP é o Code Composer Studio (CCS). Nesta mesma placa, os sinais de comando PWM são enviados por fibras ópticas, com objetivo de proteger a placa BASE-DSP dos ruídos e interferências geradas pelo chaveamento do conversor.
3. Placa Fibra-Driver: Para cada módulo de conversor, existe uma placa Fibra-Driver que é responsável por receber os sinais PWM das fibras ópticas e transformar cada sinal PWM em dois (nominal e seu complementar) a partir de um CI inversor lógico 7404. Os sinais nominais e complementares são enviados via cabos flats para os drivers de potência das chaves (SKHI 23/12R da *Semikron*).
4. Ferramenta de Desenvolvimento EZDSP: Esta ferramenta consiste de um Kit de desenvolvimento feito pela *Texas Instruments*. O Kit descrito pelo fabricante como Kit starter EZDSP TMS320F28335 está englobado na placa BASE-DSP. Maiores detalhes sobre este kit podem ser obtidos em [68].
5. Módulos de conversores estáticos com IGBTs: Os módulos são caracterizados, cada um, por possuir três módulos de chaves duais SKM50GB123D acionadas por drivers de potência SKHI 23/12R bem como capacitores de barramento CC e elementos passivos extras. Todo o conjunto fora montado pela *Semikron* e possui descrição como SKS25FB6U+B6CL09V12.

Na foto mostrada na Fig. A.1, tem-se uma visão geral da plataforma de desenvolvimento experimental. Na Fig. A.2 tem-se um diagrama esquemático de ligação dos bornes dispostos na bancada.

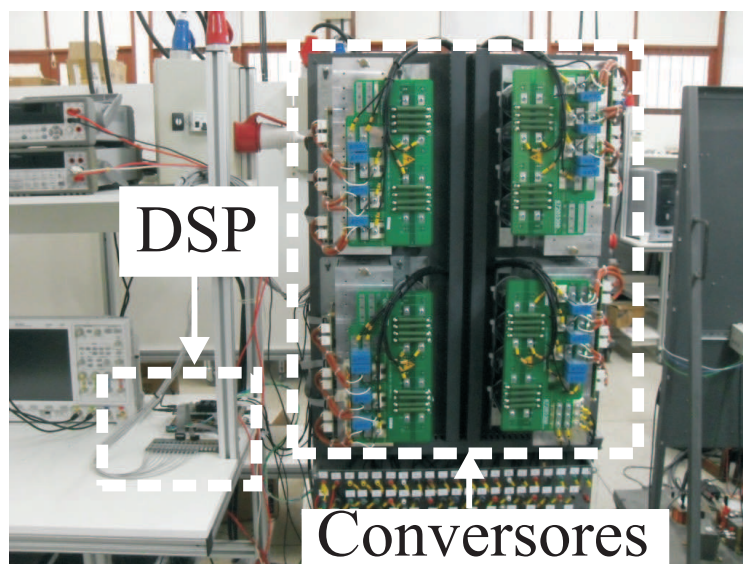


Figura A.1: Plataforma de ensaio experimental.

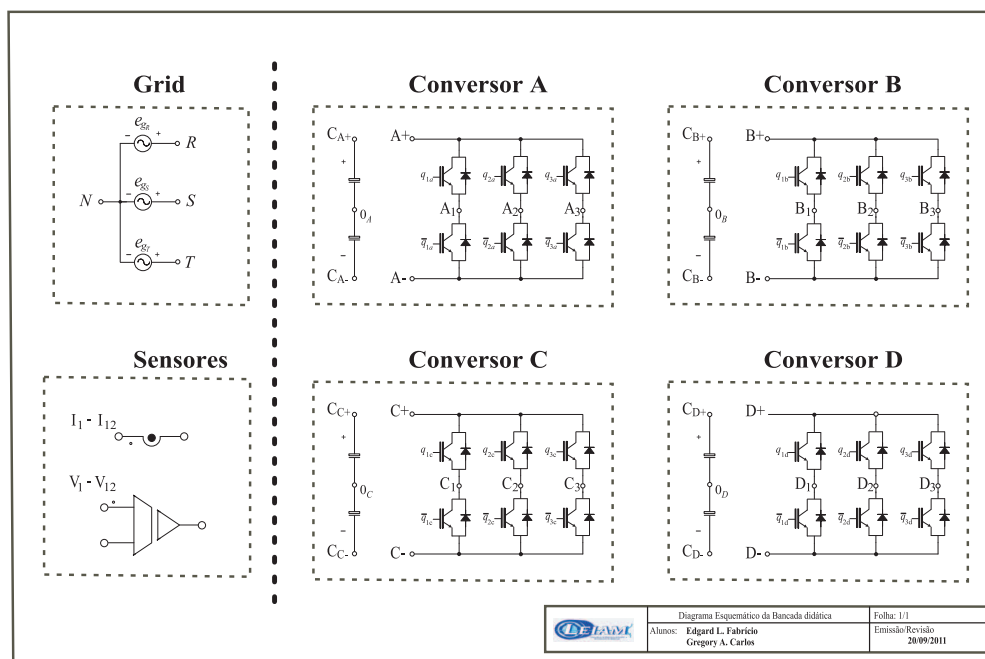


Figura A.2: Diagrama esquemático.



Anexo - Artigos Publicados

- I.1 DVR with Open-End Winding Transformer, IECON 2011, Melbourne
- I.2 Hybrid PWM Strategy Applied to a Dynamic Voltage Restorer with Open-End Winding Transformer, PCIM (South America) 2012, São Paulo