

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 113

**COMPENSADORES SÉRIE DE BAIXA TENSÃO: TOPOLOGIAS, TÉCNICAS DE
PROJETO E VIABILIDADE ECONÔMICA**

Bruno Marciano Lopes

DATA DA DEFESA: 14/07/2006

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**COMPENSADORES SÉRIE DE BAIXA TENSÃO: TOPOLOGIAS,
TÉCNICAS DE PROJETO E VIABILIDADE ECONÔMICA**

Bruno Marciano Lopes

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Braz de Jesus Cardoso Filho

Belo Horizonte - MG

Julho de 2006

L864c

Lopes, Bruno Marciano.

Compensadores série de baixa tensão [manuscrito]: topologias, técnicas de projeto e viabilidade econômica / Bruno Marciano Lopes. – 2006.

xvii, 195 f., enc.: il.

Orientador: Braz de Jesus Cardoso Filho.

Dissertação (mestrado) Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Bibliografia: f. 190-195.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Energia elétrica - Qualidade - Teses. I. Cardoso Filho, Braz de Jesus. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. III. Título.

CDU: 621.3(043)

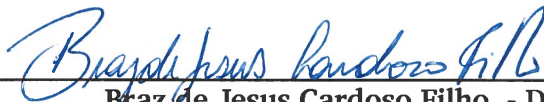
**"COMPENSADORES SÉRIE DE BAIXA
TENSÃO: TOPOLOGIAS, TÉCNICAS DE
PROJETO E VIABILIDADE ECONÔMICA"**

BRUNO MARCIANO LOPES

Dissertação de Mestrado submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de *Mestre em Engenharia Elétrica*.

Aprovada em 14 de Julho de 2006.

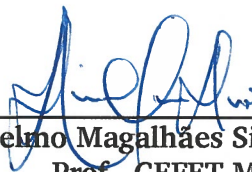
Por:



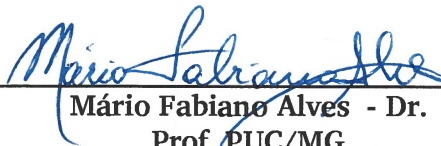
Braz de Jesus Cardoso Filho - Dr.
Prof. DEE/UFMG - Orientador



Selênio Rocha Silva - Dr.
Prof. DEE/UFMG



Sidelmo Magalhães Silva - Dr.
Prof. CEFET-MG



Mário Fabiano Alves - Dr.
Prof. PUC/MG

À Mainha, Gui e Lu.

Agradecimentos

Agradeço ao Prof. Selênio, pela criação de oportunidades e introdução à atividade de pesquisa acadêmica.

Ao Prof. Braz, pela sabedoria e condução de meus passos.

Ao Dr. Sidelmo, pelo seu exemplo de luta, confiança e amizade.

À equipe do LAI, pelo suporte, seriedade e companheirismo.

À COELBA, na pessoa do Eng. José Antônio Brito, pela confiança depositada e apoio financeiro.

À CEMIG, na pessoa do superintendente José Henrique Diniz e do Eng. Sérgio Ferreira, por permitirem a dedicação parcial à dissertação no ambiente da Empresa.

Aos meus pais, Eduardo Marciano Lopes e Eliane de Freitas Lopes, pela vida, educação e apoio.

À Luciene, pelo amor e paciência.

Aos meus irmãos e amigos, que espero retornar à convivência condizente com os fortes laços.

*O destino não é uma questão de sorte, é uma questão de escolha;
não é algo a se esperar, é algo a se conquistar.*

(William Jennings Bryan)

Resumo

Afundamentos de tensão são as principais causas de mau funcionamento e prejuízos em sistemas industriais, associados a fenômenos de qualidade de energia. Diversas soluções para a redução ou eliminação de paradas inoportunas e outros inconvenientes provocados por estes fenômenos têm sido sugeridas e implementadas, dentre elas a inserção de condicionadores de energia entre a rede e a carga sensível. Neste cenário, os compensadores série têm se destacado devido à alta eficácia e à baixa relação custo-benefício.

A maioria dos fabricantes de compensadores série promove seus equipamentos pela elevada capacidade de compensação, além de oferecerem outros benefícios, tais como regulação de tensão e bloqueio de componentes harmônicas. Não existem, no entanto, estudos indicando o custo associado ao aumento da capacidade de compensação e à agregação de tais funcionalidades.

Este trabalho mostra que existe uma grande diferença, em termos de custos econômicos e dimensionais, entre equipamentos projetados para operação por curtos períodos (otimizados para compensar estritamente afundamentos de tensão) e aqueles que incluem outras funcionalidades. Para tanto, foram desenvolvidas técnicas de projetos especiais para os elementos de potência do equipamento, que envolvem estudo aprofundado do comportamento elétrico e térmico destes, em condições de operação permanente e em regime dinâmico. Tais técnicas, bastante úteis para a otimização dimensional do equipamento, se mostram, em sua maior parte, aplicáveis a qualquer projeto de equipamentos que fazem uso de inversores de frequência, independente do ciclo de operação ou perfil de carga. São, ainda, levantadas as topologias mais apropriadas para a operação em baixa tensão, do ponto de vista econômico. Projetos térmicos e elétricos de equipamentos com capacidades distintas são elaborados, juntamente com a avaliação de custos.

A escolha da alternativa mais apropriada para os problemas de qualidade da energia é um exercício de economia: a soma dos prejuízos financeiros, associados aos eventos, com os custos em aquisição e manutenção das soluções deve ser a menor possível. Para se encontrar uma solução apropriada, é preciso realizar um estudo detalhado que envolve o conhecimento das características dos eventos de qualidade, da sensibilidade das cargas, dos prejuízos associados às suas falhas, das diversas soluções e suas vantagens e desvantagens. Este estudo é realizado e não só é atingido o objetivo global de estabelecimento de metodologias para uma solução de menor custo, como é evidenciada a existência de nichos onde a aplicação de compensadores série projetados para curtos períodos de operação é a melhor solução.

Abstract

From an economic viewpoint, voltage sags are the worst power quality phenomena for industrial power plants. In order to eliminate their related problems or minimize their effects, a considerable number of solutions has been proposed and implemented. Among them, it can be pointed out the power conditioning devices, installed between the grid and sensitive load. At this scenario, series compensators have considerable importance due to their low cost and effectiveness.

The majority of the manufactures of series compensators promote its products by means of their high-level voltage sag support, in addition to other benefits like voltage regulation and compensation of harmonic distortions. However, there is no research pointing out economical costs due to these features.

This work demonstrates that there are considerable economical and dimensional cost differences between devices designed to operate just for short periods (voltage sag support) and those designed to operate continuously. In order to get this results, special design techniques for power devices were developed, considering their dynamic electrical and thermal behavior. These techniques were important to obtain appropriated designs, avoiding over dimensioning. Furthermore their majority is applicable for design of any equipment that uses CC-CA converters, despite their duty-cycles or load profile. In addition, the most appropriate topologies for low voltage application are investigated and proposed. Complete series compensator designs, for devices with different features, are shown and costs comparisons done.

The most appropriate solution for power quality problems involves an economic issue: it is necessary to minimize the sum of total financial losses and acquirement and maintenance solutions costs. Aiming the appropriated solution, a detailed study is necessary. This study involves knowledge of the characteristics of the quality events, load behavior and economical losses associated to their failure and about the several existent solutions, including its advantages and disadvantages. Through this study, the global objective of present methodologies for appropriated solution was reached as well is evidenced the applicability and benefits of short period operation series compensator.

Índice

Agradecimentos	ii
Resumo	iv
Abstract	v
Índice	vi
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xvi
1 Introdução	1
1.1 Introdução	1
2 Variações Momentâneas de Tensão	7
2.1 Definição	7
2.2 Causas	8
2.3 Prejuízos	10
2.4 Caracterização do fenômeno através de índices	11
2.4.1 Índices para eventos particulares	12
2.4.1.1 Característica temporal do evento	12
2.4.1.2 Tensão remanescente e duração	13
2.4.1.3 Medições trifásicas	15
2.4.1.4 Índice de Energia de Afundamentos de tensão	15
2.4.2 Índices para eventos em um ponto de monitoramento particular	17
2.4.2.1 Curvas de sensibilidade	17
2.4.2.2 Índices SARFI	20
2.4.2.3 Tabelas de afundamentos de tensão	22
2.4.2.4 Índice de energia de afundamentos de tensão	23
2.4.2.5 Agregação de tempo	26
2.4.2.6 Agregação espacial	27
2.4.3 Índices para sistemas	27
2.4.3.1 Índices SARFI	27
2.4.3.2 Tabelas de afundamentos de tensão	28
2.4.3.3 Índice de energia de afundamentos de tensão para sistemas	28
2.5 Dados reais de monitoramentos	28

2.5.1	Monitoramento de uma indústria americana de pastilhas semicondutoras e fibra óptica, alimentada em média tensão	29
2.5.2	Monitoramento em um sistema de distribuição subterrânea	31
2.5.3	Monitoramento de um sistema de transmissão de alta tensão	33
2.5.4	Estudo da frequência de afundamentos de tensão no território canadense	34
2.5.5	Monitoramento de uma indústria brasileira atendida pela concessionária CEMIG	35
2.5.6	Monitoramento de uma indústria brasileira atendida pela concessionária COELBA	35
2.6	Soluções	37
2.6.1	Melhorias no sistema elétrico	38
2.6.1.1	Redução do número de faltas	38
2.6.1.2	Redução do tempo de mitigação de faltas	38
2.6.1.3	Projeto de redes	40
2.6.2	Aumento da imunidade das cargas	42
2.6.2.1	Computadores, CPLs e equipamentos eletrônicos	43
2.6.2.2	Acionamentos CA	44
2.6.2.3	Acionamentos CC	45
2.6.2.4	Contatores	45
2.6.2.5	Motores	46
2.6.2.6	Lâmpadas de descarga	46
2.6.3	Soluções baseadas em condicionadores de energia	46
2.6.3.1	Conjunto motor-gerador	47
2.6.3.2	UPS rotativo	48
2.6.3.3	Transformador ferro-ressonante	48
2.6.3.4	Soluções baseadas em transformadores convencionais e autotransformadores	49
2.6.3.5	UPS estático	51
2.6.3.6	Sintetizador magnético	52
2.6.3.7	Compensador em derivação (<i>shunt</i>)	53
2.6.3.8	Compensador série	55
2.7	Técnicas para tomada de decisão da solução mais apropriada	56
2.7.1	Caracterização da qualidade da energia da rede	57
2.7.2	Estimativa dos custos associados a distúrbios de tensão da rede	58
2.7.3	Caracterização das soluções factíveis, em termos de custo e eficiência	59
2.7.4	Determinar a solução com melhor custo-benefício	60

2.7.5	Exemplo – utilização de técnicas de avaliação econômicas e comprovação de nichos para compensadores série de capacidade reduzida	60
2.8	Conclusões	64
3	Compensadores Série	66
3.1	Princípios Básicos	66
3.2	DVR – o primeiro compensador série comercial	68
3.3	DVR CEMIG	69
3.4	O SVR™	71
3.5	A família DySC™	72
3.6	A concepção do Di²PS	74
3.7	Outras propostas de compensadores série	78
3.7.1	DVR ABB	78
3.7.2	O SIPCON-S™ da Siemens	80
3.7.3	O STR™ da Eaton	81
3.7.4	Compensadores baseados na compensação direta CA-CA	82
3.7.5	Compensador série baseado em inversor multinível	83
3.8	Conclusões	84
4	Projeto de Inversores de Frequência	86
4.1	Inversores de Frequência	86
4.1.1	Princípio de operação de conversores VSI	87
4.1.2	Obtenção das formas de onda do inversor de frequência	93
4.1.3	Técnicas de modulação	95
4.1.3.1	Implementação analógica	95
4.1.3.2	Implementação digital direta	96
4.1.3.3	Principais técnicas de PWM e implementação analógica	99
4.2	O IGBT – Princípios Básicos e Características de Perdas	102
4.2.1	Motivação para o estudo do IGBT	102
4.2.2	Princípios básicos de operação	103
4.2.3	Característica de condução e perdas	106
4.2.4	Característica de chaveamento e perdas	111
4.2.4.1	Processo de chaveamento de IGBTs e diodos em inversores de frequência	111
4.2.4.2	Energia de chaveamento obtida através de dados de fabricantes	115
4.2.4.3	Influência da tensão e resistência de gatilho	116
4.2.4.4	Influência da tensão do barramento	118

4.2.4.5	Influência da temperatura	121
4.2.4.6	Influência da frequência de chaveamento	122
4.2.4.7	Influência de impedâncias parasitas	124
4.3	Cálculo de Perdas	126
4.3.1	Método Detalhado	126
4.3.2	Método simplificado para técnicas de PWM contínuo (CPWM)	129
4.3.3	Considerações sobre o erro global na estimação das perdas	133
4.4	Modelos Térmicos	136
4.4.1	Modelos térmicos baseados em equivalente elétrico de parâmetros concentrados	137
4.4.2	Obtenção dos parâmetros do modelo térmicos	139
4.4.2.1	Elementos semicondutores	139
4.4.2.2	Base dos módulos	140
4.4.2.3	Dissipador de calor	141
4.4.3	Representação das perdas nos modelos térmicos	143
4.5	Considerações para o cálculo da máxima temperatura de junção nos inversores com operação por curto período	150
4.6	Conclusões	152
5	Projeto dos Elementos de Potência do Di²PS	155
5.1	Determinação das Condições Operacionais do Conversor	155
5.2	Determinação dos Módulos de IGBT e do Arranjo Dissipador	158
5.3	Determinação da Topologia do Conversor CA-CC-CA	159
5.4	Modelo Computacional do Conversor CA-CC-CA	160
5.5	Determinação do Transformador de Entrada	163
5.6	Determinação dos Capacitores do Barramento CC	164
5.6.1	Escolha da capacitância mínima e da tensão nominal	164
5.6.2	Determinação da resistência série equivalente (ESR) máxima	165
5.6.3	Determinação da Corrente Eficaz	165
5.7	Escolha da Ponte Retificadora	167
5.8	Contatores, Chaves Seccionadoras, Condutores e Outros Elementos	169
5.9	Validação por ensaio	171
5.10	Conclusões	173
6	Avaliação dos Custos e Dimensões do Di²PS	175
6.1	Introdução	175
6.2	Análise dos Projetos	176

6.3 Conclusões	183
7 Conclusões e Propostas de Continuidade	184
7.1 Conclusões	184
7.2 Principais Contribuições e Limitações do Trabalho	185
7.2.1 Definição e caracterização do fenômeno “afundamentos de tensão”	185
7.2.2 Revisão bibliográfica sobre afundamentos de tensão	185
7.2.3 Compensadores série	186
7.2.4 Projeto de inversores	186
7.2.5 Projeto dos elementos de potência do compensador série	188
7.2.6 Redução das dimensões e custo financeiro do compensador série	188
7.3 Propostas de continuidade	189
Bibliografia	190

Lista de Figuras

2.1	PCC sujeito a um afundamento de tensão	9
2.2	Profundidades e durações típicas de afundamentos, em função de suas causas	9
2.3	Tensão eficaz em função do tempo, para um afundamento de tensão	13
2.4	Tensão eficaz em função do tempo, para um afundamento de tensão, com níveis de disparo indicados	14
2.5	Curvas CBEMA e ITIC	17
2.6	Limites inferiores das curvas CBEMA, ITIC e SEMI F47	20
2.7	Limites inferiores das curvas CBEMA, ITIC e SEMI F47, com medições reais e índices SARFI	21
2.8	Comparação das regiões delimitadas pelas tabelas UNIPEDA, IEC e proposta	23
2.9	Média mensal de distúrbios de tensão categorizada por duração e tensão	29
2.10	Distribuição percentual dos distúrbios em função da tensão remanescente, em uma indústria americana	30
2.11	Distribuição percentual dos distúrbios em função da duração, em uma indústria americana	30
2.12	Distribuição percentual dos distúrbios em função da tensão remanescente, em uma estação rádio-difusora atendida por um sistema de distribuição subterrâneo	32
2.13	Distribuição percentual dos distúrbios em função da tensão remanescente, em um cliente comercial atendido por um sistema de distribuição subterrâneo	32
2.14	Distribuição percentual dos distúrbios em função da tensão remanescente, em um consumidor alimentado por um sistema em 115 kV	33
2.15	Distribuição percentual dos clientes industriais monitorados, em função do número de distúrbios vivenciados no período de um mês	34
2.16	Distribuição percentual dos distúrbios em função da tensão remanescente e da duração, em um consumidor industrial da CEMIG	35
2.17	Distribuição percentual acumulada dos distúrbios em função da duração e da frequência, em um cliente industrial da COELBA	36
2.18	Propagação dos distúrbios momentâneos de tensão e soluções	37
2.19	Diagrama esquemático de um SSB	39
2.20	Sistema de distribuição radial com subestações em cascata	40
2.21	Sistema de distribuição radial duplo com disjuntor tie	40
2.22	Redundância através de paralelismo e rede em anel	41
2.23	Sistema de distribuição com fontes independentes	42
2.24	Diagrama esquemático de um conjunto motor gerador	47
2.25	Diagrama esquemático de um UPS on-line rotativo	48

2.26	Circuito típico de um transformador ferro-ressonante	49
2.27	Transformador com transferência eletrônica de <i>taps</i>	50
2.28	Autotransformador com transferência eletrônica da <i>taps</i> (a), autotransformador com regulação da tensão de saída por variação do ângulo de disparo de chave estática CA (b) e transformador com regulador de tensão baseado em IGBT (c)	50
2.29	Diagrama esquemático de um UPS on-line	52
2.30	Diagrama esquemático de um UPS off-line	52
2.31	Diagrama esquemático de um sintetizador magnético	53
2.32	Diagrama esquemático de um compensador shunt	53
2.33	Diagrama esquemático de um condicionador de energia produzido pela Sotrec/Caterpillar	54
2.34	Diagrama esquemático de um compensador série	56
2.35	Fluxograma da escolha da solução do problema de qualidade da energia	57
3.1	Modelo simplificado do compensador série	66
3.2	Diagrama esquemático de um compensador série	67
3.3	Topologia básica do DVR TM	69
3.4	Diagrama esquemático do DVR Cemig	70
3.5	Diagrama esquemático do SVR TM	71
3.6	Diagrama esquemático do MINIDySC TM	73
3.7	Diagrama esquemático do MEGADySC TM	74
3.8	Diagrama esquemático do Di ² PS	75
3.9	Topologias de saída da concepção Di ² PS: “a” com inversor em meia e “b”, com inversor em ponte completa	76
3.10	Topologias de entrada da concepção Di ² PS: “a” com bipartição do barramento CC e retificador de meia onda; “b” com retificador de onda completa e transformador com derivação central; “c” com retificador em ponte; “d” com retificador trifásico	76
3.11	Topologias da concepção Di ² PS: “a” com inversor em meia ponte e retificador monofásico com saídas simétricas; “b”, com inversor em ponte completa e retificador trifásico	77
3.12	Diagrama esquemático do DVR ABB	78
3.13	Topologia do conversor CC-CA do DVR ABB, composto por dois inversores trifásicos a IGCTs	79
3.14	Representação monofásica do conversor CC-CA do DVR ABB	80
3.15	Diagrama esquemático do SIPCON-S TM	80
3.16	Diagrama esquemático do STR TM	81
3.17	Topologia de um compensador série baseado em conversor <i>buck</i>	82
3.18	Topologia de um compensador série baseado em conversor <i>boost</i>	82
3.19	Topologia de um compensador série baseado em baseado em inversor multinível	83

4.1	“a” - forma de onda típica da tensão e da corrente de saída de um inversor VSI; “b” - plano v-i; “c” - estrutura básica de um inversor de frequência (braço de inversor)	87
4.2	Inversores de frequência: “a” – monofásico em meia ponte; “b” – monofásico em ponte completa; “c” – trifásico	88
4.3	Geração do comando das chaves do inversor através da técnica SPWM (implementação analógica)	89
4.4	Formas de onda típicas de um braço de inversor	90
4.5	Método analógico de determinação dos estados das chaves do inversor	96
4.6	Diagrama do espaço vetorial ilustrando a implementação da técnica digital direta	97
4.7	Formas de onda de técnicas de PWM modernas	100
4.8	Campo de aplicação de semicondutores de potência modernos	102
4.9	Seção vertical de um IGBT de canal n	104
4.10	Estrutura do IGBT: “a” – associação com elementos discretos; “b” – circuito equivalente	106
4.11	Curva $V \times I$ estática de um IGBT típico	106
4.12	Característica de condução um IGBT NPT 15A / 600V e do diodo de roda livre, obtido do catálogo do fabricante: “a” IGBT / 40°C; “b” IGBT / 25°C; “c” IGBT / 125°C; “d” diodo	108
4.13	Validação do uso de dados de perdas por condução para máxima temperatura de operação no cálculo de perdas em condições de aplicação de degrau de carga	111
4.14	“a” - conversor <i>buck</i> utilizado como padrão para ensaios e levantamento das características de chaveamento do IGBT, “b” - modelo simplificado para o IGBT	112
4.15	Dados de fabricantes - “a” curva de transcondutância de um IGBT; “b” capacitâncias de entrada (C_{ies}), de saída (C_{oes}) e de transferência reversa (C_{rss}), em função da tensão V_{CE}	112
4.16	Formas de onda típicas do acionamento e do desligamento de um IGBT	113
4.17	Dados de fabricantes - “a” energia de chaveamento de um IGBT em função da corrente de coletor; “b” energia de chaveamento de um diodo em função da corrente e resistência de gatilho	115
4.18	Energia de chaveamento de um IGBT em função da resistência de gatilho	118
4.19	Energia de acionamento e desligamento de IGBTs NPT e PT e diodos, em função da tensão do barramento CC, obtidos experimentalmente [54] e através de interpolação linear	119
4.20	Energia de chaveamento de IGBTs NPT e PT e do conjunto IGBT + diodos, em função da tensão do barramento CC, obtidos através de dados experimentais [54] e de interpolação linear	120
4.21	Energia de chaveamento de IGBTs NPT e PT e do conjunto IGBT + diodos, em função da temperatura de junção, obtida através de dados experimentais [54] e de interpolação linear	121
4.22	“a” – energia de desligamento e de entrada em condução de IGBT NPT, em função da largura dos comandos de condução (t_{ON}) e de desligamento (t_{OFF})	123

4.23	Influência da frequência de chaveamento nas perdas por desligamento do IGBT – Energia normalizada em relação à obtida caso o efeito da largura do pulso não fosse considerada – SVPWM	123
4.24	Influência da frequência de chaveamento nas perdas por entrada em condução do IGBT - Energia normalizada em relação à obtida caso o efeito da largura do pulso não fosse considerado.	124
4.25	Tensão de condução e energia de chaveamento de um módulo de potência (Semikron, SKM300GB123D)	127
4.26	“a” – corrente dos elementos de um módulo de potência; “b” perdas por condução; “c” – perdas por chaveamento (módulo Semikron SKM300GB123D)	127
4.27	Perdas médias por ciclo de fundamental, em função do índice de modulação e do fator de potência	128
4.28	Perdas por condução em função do fator de potência e do índice de modulação, normalizadas em função das perdas obtidas pelo modo de operação em onda quadrada	129
4.29	Perdas do IGBT em função do índice de modulação (FP = 0.9)	130
4.30	Perdas médias totais de um IGBT obtidas pelo método detalhado, em pu e diferença entre os resultados obtidos pelo método simplificado e o método detalhado	132
4.31	“a” – arranjo composto por módulos IGBTs e dissipador de calor; “b” – estrutura interna de um módulo IGBT; “c” – seção transversal de um módulo típico, indicando as principais camadas que o compõe	136
4.32	Modelos baseado em parâmetros concentrados para estimação da elevação da temperatura de junção em relação à temperatura da base do módulo IGBT - “a”: frações contínuas; “b”: frações parciais	138
4.33	Modelo baseado em parâmetros concentrados para estimação de temperatura das bases dos módulos IGBTs e dissipador de calor	139
4.34	Características térmicas de dissipadores de calor, modelo Semikron P16 – “a” – resistência térmica em função do comprimento do módulo; “b” – Impedância térmica transitória	142
4.35	Resposta ao degrau de potência de um dissipador de calor, modelo Semikron P16 – dados experimentais e curva aproximada	143
4.36	Elevação da temperatura de junção e da base do módulo, em relação à do dissipador de calor, para frequências de operação de 5 Hz e 60 Hz	145
4.37	Ondulação percentual da temperatura da base, em relação à elevação da temperatura da junção referida à temperatura do dissipador	146
4.38	Ondulação percentual da temperatura de junção do IGBT, referido à sua elevação média em relação à temperatura da base.	147
4.39	Alternativas para a representação nos modelos térmicos para a variação temporal das perdas de IGBTs e diodos	148
4.40	Estimativas da elevação da temperatura de junção, em relação à do dissipador de calor, para frequências de operação de 5 Hz e 60 Hz, considerando diversas representações das perdas no modelo térmico	148

4.41	erro da estimação da elevação da temperatura de junção do IGBT em relação à da base, advindo da utilização da função seno ²	149
5.1	Topologia da concepção Di ² PS: inversor em ponte completa e retificador trifásico (Di ² PS COELBA)	156
5.2	Modelo equivalente por fase de um compensador série com capacitor como elemento de inserção da tensão complementar	156
5.3	Topologias de saída da concepção Di ² PS: “a” com inversor em meia e “b”, com inversor em ponte completa	159
5.4	Topologias de entrada da concepção Di ² PS: “a” com bipartição do barramento CC e retificador de meia onda; “b” com retificador de onda completa e transformador com derivação central; “c” com retificador em ponte; “d” com retificador trifásico	159
5.5	Modelo de simulação do conversor	160
5.6	Formas de onda típicas do conversor obtidas por simulação	162
5.7	Efeito da corrente dos capacitores do barramento CC na tensão destes	165
5.8	Dados de fabricantes: “a” – vida útil de capacitor, em função da temperatura ambiente e corrente, para dada tensão de operação; “b”, fator de correção da corrente, em função da frequência	166
5.9	Modelo de simulação do comportamento térmico e característica I ² t do retificador	168
5.10	Diagrama simplificado da topologia proposta, incluindo os elementos de manobra e seccionamento	169
5.11	Resultado experimental - formas de onda da corrente e tensão na carga e tensão do barramento CC de um ciclo de operação	172
5.12	Resultado experimental - formas de onda da corrente e tensão na carga e tensão do barramento CC em simulação de afundamentos sucessivos	173
6.1	Topologia proposta para compensadores série de 300 kVA / 440 V	178
6.2	Custos dos componentes dos conversores, normalizados em relação aos valores totais obtidos para o Projeto I	180
6.3	Pesos dos componentes dos conversores, normalizados em relação aos valores totais obtidos para o Projeto I	181
6.4	Custos dos componentes do compensador, normalizados em relação aos valores totais obtidos para o Projeto I	182

Lista de Tabelas

2.1	Tabela UNIPEDA: Valores recomendados para duração e tensão remanescente para apresentação da frequência de afundamentos	22
2.2	Tabela IEC 61000-2-8: Valores recomendados para duração e tensão remanescente para apresentação da frequência de afundamentos	22
2.3	Tabela proposta, com dados reais de frequência de distúrbios	24
2.4	Índices SEI proposto	25
2.5	Tabela com índices SEI e ASEI propostos	25
2.6	Proporção dos equipamentos que provocaram paradas de processo devido a distúrbios momentâneos de tensão, em estudo realizado pela EPRI	43
2.7	Custo típico das técnicas de condicionadores de energia	60
2.8	Estimativa anual de distúrbios de tensão em um consumidor industrial	61
2.9	Estimativa dos prejuízos anuais causados por afundamentos de tensão e interrupções	62
2.10	Prejuízos totais associados a distúrbios momentâneos e interrupções, com emprego de alternativas de redução daqueles	63
2.11	Prejuízos totais associados a distúrbios momentâneos e interrupções, com emprego de alternativas de redução daqueles – cenários extremos	63
4.1	Tensão e corrente das chaves do braço de inversor em função dos comandos das chaves e corrente de carga.	90
4.2	Determinação dos comandos das chaves e tensões de saída de inversores em ponte completa, em função da comparação de referências senoidais com portadora triangular	92
4.3	Determinação dos comandos das chaves e tensões de saída de inversores trifásicos, em função do estado do inversor	93
4.4	Determinação dos estados nulos e da seqüência de chaveamento para as técnicas de PWM SVPWM e DPWM1	98
4.5	Verificação da variação linear da queda de tensão do IGBT com a temperatura	109
4.6	Influência dos valores da resistência e tensões de nas características de condução e chaveamento do IGBT	117
4.7	Comparativo de resultados obtidos pelas técnicas propostas	132
4.8	Avaliação dos erros globais nas estimativas de perdas por condução e chaveamento	135
4.9	Avaliação dos erros globais nas estimativas de perdas totais de IGBTs	135
4.10	Resistências térmicas e constantes de tempo - módulo Semikron SKM200GB124D	140
4.11	Características, condições operacionais e perdas de módulos IGBTs	144
5.1	Determinação da corrente nominal de contadores para operações por curtos períodos através de dados de fabricantes	171

6.1	Especificações básicas dos compensadores projetados	177
6.2	Projeto básico dos conversores do compensador	179
6.3	Funcionalidades dos equipamentos projetados e estimativas de peso, volume e custos totais	182

Capítulo 1

Introdução

Este capítulo apresenta o escopo e os objetivos centrais deste trabalho, sendo apontadas as principais contribuições alcançadas em seu desenvolvimento. São feitas descrições sucintas sobre a organização e o conteúdo de cada capítulo, buscando sua contextualização e principais motivações.

1.1 Introdução

Afundamentos de tensão, conhecidos na literatura como *voltage sags* ou *voltage dips*, são reduções momentâneas da amplitude da tensão eficaz. Segundo a norma IEEE 1159-1995, o afundamento de tensão é definido como “uma variação do valor eficaz da tensão entre 10% e 90% do valor nominal, com duração entre meio ciclo e um minuto” [1].

Embora sejam fenômenos menos severos que as interrupções, estudos revelam que afundamentos de tensão são, devido à elevada frequência de ocorrência, as principais causas de mau funcionamento e prejuízos em sistemas industriais, associados a fenômenos de qualidade de energia [2]. Estima-se em U\$400bi, apenas nos EUA, os prejuízos relacionados a interrupções, afundamentos, elevações momentâneas de tensão (*swell*), oscilações de baixa frequência (*flicker*), surtos de tensão, harmônicos e outros [3]. Destes, U\$150bi são atribuídos a afundamentos de tensão [4], o que corresponde a quase 40%.

Embora existam estimativas globais para os prejuízos causados pelo fenômeno em questão, a avaliação destes em uma planta industrial ou em outros setores é bastante complexa. Ela depende da frequência de ocorrência e severidade do fenômeno, da sensibilidade das cargas expostas a este, e dos impactos diretos e indiretos do mau funcionamento destas nos processos envolvidos [5].

Diversas soluções para a redução ou eliminação de paradas inoportunas e outros inconvenientes provocados por afundamentos têm sido sugeridas e implementadas, sendo estas de responsabilidade das concessionárias, do consumidor, dos fabricantes de equipamentos ou de um esforço conjunto.

Dentre as medidas implementadas pelas concessionárias, podem ser citadas a instalação de cabos pára-raios em torres de transmissão, redução da resistência de aterramento das torres, limpeza periódica de cadeias de isoladores, uso de disjuntores mais rápidos, poda regular de

árvores, alterações nas topologias das redes de transmissão e distribuição, etc. Outra solução tecnicamente factível em sistemas de distribuição é o uso de UPS ou de compensadores dinâmicos. No entanto, esta alternativa é muito cara quando aplicada a sistemas de energia [6], uma vez que envolve equipamentos de alta potência que atendem a cargas que, em sua maioria, não são sensíveis à maior parte das ocorrências do fenômeno.

Os fabricantes de equipamentos podem projetá-los de forma a garantir o desempenho destes dentro de limites de duração e profundidade de afundamentos, respeitando curvas de sensibilidade, tais como a *Computer Business Manufacturers Association Curve*, conhecida como curva CBEMA. Infelizmente, não existem regulamentações para todas as áreas e fabricantes e clientes optam, muitas vezes, por equipamentos de menor custo, mais sensíveis aos afundamentos.

Existe uma diversidade muito grande de soluções que podem ser implementadas pelo consumidor. Aquisição de equipamentos menos sensíveis coloca-se entre as alternativas mais baratas. A regulação adequada dos sistemas de proteção de sub-tensão apresenta-se como solução em alguns casos. Em plantas já estabelecidas, pode ser necessário o uso de dispositivos entre a carga sensível e a rede que mantenham a tensão da carga dentro dos limites aceitáveis, durante o fenômeno. Dentre estes dispositivos, podem ser citados os UPS, os sistemas motor-gerador, os transformadores ferro-ressonantes [7] e os compensadores série.

Neste cenário, os compensadores série têm se destacado devido à alta eficácia e à baixa relação custo-benefício [8]. Existe um número enorme de propostas de topologias de compensadores série. Tais equipamentos se assemelham pelo modo de atuação, em que, diferentemente dos UPS, fornecem à carga apenas uma fração da potência e da tensão requeridas, sendo o restante fornecido pela própria rede em falta. Diferenciam entre si pelo nível de tensão, pelos dispositivos semicondutores empregados, pela presença ou não de elementos armazenadores de energia e pelo tipo destes (quando existem), pelos elementos de inserção da tensão complementar, entre outras características.

O primeiro compensador série de grande porte instalado no mundo, em 1996, foi desenvolvido através de uma parceria entre a Westinghouse e o Electric Power Research Institute - EPRI. Esse equipamento possui potência nominal de 2 MVA e foi concebido para operação em sistemas de 12,47 V [9]. Possui armazenadores de energia e o elemento de inserção da tensão complementar é um transformador, cujo secundário encontra-se em série com a rede, e o primário é alimentado por um inversor de frequência.

O nome adotado para o equipamento da Westinghouse foi DVR (Dynamic Voltage Restorer) e dele surgiu a conhecida denominação “Restaurador Dinâmico de Tensão”. Esta denominação é pouco apropriada por ser muito genérica, podendo ser aplicada a qualquer

equipamento que realize algum tipo de condicionamento da tensão, além de remeter a um nome comercial. Deste modo, o termo adotado neste texto para designar equipamentos deste tipo é “compensador série”. Este termo é mais apropriado uma vez que é restrito àqueles equipamentos que possuem um elemento em série com a rede responsável pela injeção de tensão complementar.

Em 1998, no Laboratório de Aplicações Industriais - LAI da Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG, foram iniciados os estudos para o desenvolvimento de um compensador série de 500 kVA para operação em baixa tensão [2]. Este trabalho culminaria na construção do primeiro protótipo da América Latina, concluído em 2003 [8]. Este protótipo se diferencia, daquele construído pela Westinghouse, pela ausência de elementos armazenadores de energia, operação em baixa tensão e menor potência nominal, de modo a melhor atender às necessidades da indústria brasileira.

Durante os estudos realizados, foram concebidas topologias alternativas, com a substituição do transformador série por capacitores e buscando redução do número de componentes e do dimensionamento destes. Existiam indícios de que tais alternativas trariam reduções significativas no custo e nas dimensões do compensador série, especialmente em aplicações de baixa tensão.

A maioria dos fabricantes de compensadores série promove seus equipamentos pela elevada capacidade de compensação, além de oferecer outros benefícios, tais como regulação de tensão e bloqueio de componentes harmônicas. Não existem, no entanto, estudos indicando o custo associado ao aumento da capacidade de compensação e à agregação de tais funcionalidades.

Muitos dos equipamentos existentes operam em um modo conhecido como *hot stand-by*, onde alguns elementos passivos e semicondutores do equipamento são percorridos permanentemente correntes com níveis da ordem de grandeza daquela drenada pela carga. A circulação desta corrente leva a perdas nestes elementos e em condutores, mesmo sem qualquer injeção de potência pelo compensador. O projeto dos elementos de potência do equipamento, neste contexto, se assemelha muito ao de um conversor de frequência convencional, utilizado para acionamentos elétricos. No entanto, um compensador série que não opere em modo *hot stand-by* e que não possua função de regulação de tensão ou bloqueio de componentes harmônicas pode ter seus elementos de potência demandados estritamente no momento da ocorrência de afundamentos, tipicamente com durações inferiores a meio segundo. Isso sugere a minimização dos elementos passivos, condutores e semicondutores, além da não necessidade de elementos dissipadores de calor. O projeto de um equipamento com tais características demanda conhecimentos detalhados das dinâmicas térmicas e das perdas dos elementos envolvidos.

Este trabalho, realizado em parceria com a Companhia de Eletricidade do Estado da Bahia - COELBA, apresenta os resultados obtidos no desenvolvimento de um protótipo de um compensador série de 300 kVA, para operação em baixa tensão, sem elementos armazenadores de energia e com uso de capacitores como elementos de inserção da tensão de compensação. Tal equipamento, denominado D²iPS COELBA, foi concebido para operar estritamente na compensação de fenômenos de curta duração.

Coloca-se como um objetivo do trabalho o desenvolvimento de técnicas de projeto para o dimensionamento e especificação dos elementos de potência do equipamento. Tais técnicas se mostram, em sua maioria, aplicáveis a qualquer projeto de equipamentos que fazem uso de inversores de frequência, independente do ciclo de operação ou perfil de carga. Outro objetivo do trabalho é mostrar, de forma quantitativa, a variação do custo do equipamento em função da capacidade de compensação projetada.

É importante salientar que a escolha da alternativa mais apropriada para os problemas de qualidade da energia é um exercício de economia: deve-se calcular os prejuízos econômicos advindos dos eventos de qualidade da energia e compará-los com os custos em aquisição e manutenção das soluções. De nada adianta adquirir um equipamento que compense todos os afundamentos de tensão e interrupções que ocorram em uma planta, se seu custo em aquisição e manutenção ultrapassarem os prejuízos decorrentes dos fenômenos, caso estes viessem a prejudicar o processo. Da mesma forma, não é válido construir um equipamento barato, com capacidade restrita, que permita um grande número de falhas no processo. Para se encontrar a solução mais adequada, é preciso realizar um estudo detalhado que envolve o conhecimento das características dos eventos de qualidade, da sensibilidade das cargas, dos prejuízos associados à suas falhas, das diversas soluções e suas vantagens e desvantagens. Constitui ainda objetivo deste trabalho a descrição destes elementos, bem como o detalhamento de uma metodologia para a busca de solução.

Apontam-se como principais contribuições deste trabalho:

- Introdução de diversos tópicos relacionados ao fenômeno do afundamento de tensão, tais como caracterização do distúrbio, análise de prejuízos, soluções existentes e topologias de compensadores série;
- Apresentação de modelos térmicos dinâmicos e de cálculos de perdas de semicondutores de inversores de frequência baseados em IGBTs;
- Desenvolvimento de técnicas computacionais de projeto de elementos de compensadores série e de outros equipamentos que utilizam inversores de frequência;

- Estudo da correlação entre capacidade de compensação do compensador série e seu custo financeiro e dimensões.

O capítulo 2 introduz o assunto “afundamento de tensão”. Inicialmente são apresentados o conceito e a caracterização do fenômeno. Em seguida, são apresentadas informações sobre prejuízos financeiros causados em diversas regiões do mundo, reportados em vários artigos científicos. São apresentados dados referentes à frequência, duração e profundidade dos afundamentos em diversos países, ligados a sistemas de diferentes características. Soluções adotadas por fabricantes de equipamentos, consumidores e concessionárias são apontadas. Técnicas de avaliação de impactos econômicos são indicadas, juntamente com uma avaliação das dificuldades de suas implementações. Por fim, é verificada, através de exemplo, a existência de nichos onde o compensador série para operações por curtos períodos é a melhor alternativa, se comparado com compensadores de alta capacidade e UPS. A condição para tal é que os primeiros sejam consideravelmente mais baratos.

O capítulo 3 mostra diversas topologias de compensadores série propostas e implementadas por pesquisadores e fabricantes, indicando vantagens e desvantagens de cada uma. Neste capítulo, são apresentados os argumentos que levaram à opção pela topologia do D²iPS e à determinação de sua capacidade de compensação nominal.

O capítulo 4 apresenta técnicas de projeto de inversores de frequência, detalhando características térmicas e de perdas de módulos de IGBTs. O estudo aprofundado deste dispositivo se justifica pela sua dominância de mercado em inversores de baixa tensão. São apresentados modelos térmicos e de cálculo de perdas dinâmicos que permitem estimar as temperaturas internas dos semicondutores para os mais diversos regimes de operação, tais como contínuo, intermitente, pulsado ou variável. Técnicas simplificadas de cálculo de perda são apresentadas. A precisão dos resultados é avaliada. O estudo apresentado neste capítulo permitiu a verificação da não necessidade de dissipadores de calor e o dimensionamento adequado dos componentes semicondutores do D²iPS.

O capítulo 5 apresenta as técnicas e modelos computacionais utilizados para o dimensionamento dos conversores e outros elementos do D²iPS. Aspectos tecnológicos importantes sobre alguns elementos, tais com capacitores eletrolíticos e transformadores, são abordados.

O capítulo 6 traz uma avaliação dos custos econômicos, dimensões e peso do equipamento, sendo projetado para níveis de compensação distintos. Dois projetos completos são apresentados. A comparação destes evidencia a grande redução de custos decorrentes da

operação por curtos períodos e das técnicas de projetos desenvolvidas para tais condições operacionais.

Por fim, o capítulo 7 apresenta as conclusões finais deste trabalho, destacando as contribuições realizadas e as principais propostas para estudos futuros.

Capítulo 2

Variações Momentâneas de Tensão

Este capítulo possui um caráter de revisão bibliográfica acompanhada de análise crítica, apresentando diversas questões e temas de estudo concernentes ao fenômeno “afundamento de tensão”. Objetiva-se contextualizar o estudo realizado, além de contribuir com a compilação e correlação de estudos feitos por inúmeros pesquisadores e apresentados em variadas fontes. O capítulo se inicia com a apresentação do conceito e as diversas causas do fenômeno. Em seguida, são apresentadas informações sobre prejuízos financeiros causados em várias regiões do mundo, reportados em artigos científicos. São mostrados índices de avaliação da severidade do fenômeno em termos de profundidade, duração, frequência e outros. Posteriormente, são apresentados dados referentes à frequência, duração e profundidade dos afundamentos em diversos países, ligados em sistemas de diferentes características. São apontadas soluções adotadas por concessionárias, fabricantes de equipamentos e consumidores. Por fim, técnicas para tomada de decisão da solução apropriada são indicadas, juntamente com uma avaliação das dificuldades de suas implementações. Tais técnicas permitiram, através de exemplo apresentado, a importante conclusão de que existem nichos específicos em que o uso de compensadores série projetados para operar por curtos períodos é a solução ótima, se comparado com os mesmos de elevada capacidade ou com UPS.

2.1 Definição

Afundamentos de tensão são reduções de curta duração ocorridas na tensão eficaz do sistema de energia em um determinado ponto. Existem algumas definições formais para o fenômeno, das quais possuem destaque as dadas pela norma IEC 61000-4-30 e pela IEEE 1159-1995 [1].

Segundo a IEC 61000-4-30, afundamento de tensão é definido como: “um decréscimo da amplitude da tensão eficaz em um ponto do sistema elétrico, abaixo de um determinado

valor limite”. Nesta definição, nenhum valor limite é dado, seja em termos de duração, seja em termos de profundidade do fenômeno. Portanto, a decisão destes limites fica a critério do usuário.

De acordo com a IEEE 1159, afundamento de tensão é definido como: “uma variação do valor da tensão eficaz entre 10% e 90% de seu valor nominal e duração entre 0,5 ciclo e um minuto”. Fenômenos com profundidade abaixo de 10% são considerados interrupções [1].

Afundamentos de tensão são fenômenos bastante distintos das interrupções. Os primeiros são caracterizados conforme descrito anteriormente, e são causados normalmente por faltas remotas ou sobrecorrentes ocorridos no sistema elétrico. A ocorrência do fenômeno não envolve, em princípio, a separação entre a carga e a rede. As interrupções são caracterizadas pela completa separação entre a carga e o sistema elétrico [10].

Verifica-se, pelas duas definições apresentadas, que o fenômeno é caracterizado estritamente pela variação momentânea da tensão eficaz, não existindo qualquer referência à sua origem ou com relação à presença de conexão com o sistema no momento do fenômeno. Desta forma, uma variação da tensão eficaz para 9% seria considerada interrupção, de acordo com a IEEE 1159, embora, estando a carga ainda conectada à rede, exista um fenômeno de afundamento. Verifica-se, portanto, imprecisão nas definições vigentes.

2.2 Causas

Conforme mencionado em 2.1, afundamentos de tensão são causados, normalmente, por faltas remotas ou sobrecorrentes ocorridos no sistema elétrico. O modelo equivalente, apresentado na fig. 2.1, pode ser utilizado para ilustrar o fenômeno. Na ocorrência de uma falta ou sobrecorrente no ramal Z_{L2} , ocorrerá uma queda de tensão no PCC (*Point of Common Coupling*). Esta queda de tensão é devida à circulação da corrente anormal pelas impedâncias correspondentes ao ramal que alimenta o PCC e outros elementos sujeitos à corrente de falta que o antecedem. Todos os outros ramais derivados do PCC estão sujeitos ao distúrbio provocado neste ponto. A variação momentânea provocada no PCC dependerá da amplitude da sobrecorrente, das impedâncias envolvidas, da tensão de pré-falta e da natureza da falta (trifásica, fase-fase, fase-terra, etc.). A análise detalhada desta modelagem foge ao escopo do trabalho, e pode ser verificada em [2], onde formulações matemáticas, utilizando equivalentes Thévenin e componentes simétricas, são apresentadas.

São inúmeros os eventos potencialmente geradores de afundamentos de tensão, sendo que, em sua maioria, podem ter sua frequência ou severidade diminuídas, mas não ser evitados. Dentre estes eventos, podem ser citados:

- descargas atmosféricas;
- contato de árvore e animais [11];
- partida de motores;
- manobra de transformadores [1].

De modo geral, afundamentos de tensão ocasionados por situações de falta (provocados por contatos de árvores, animais, descargas atmosféricas e outros) são mais profundos que aqueles causados por sobrecorrentes, e possuem tempos de duração bem menores, sendo estes associados aos tempos de abertura dos dispositivos de proteção. Estes fenômenos respondem por quase todos os prejuízos associados a afundamentos de tensão estudados [10]. A fig. 2.2 apresenta as características típicas dos distúrbios momentâneos de tensão, em função de suas causas.

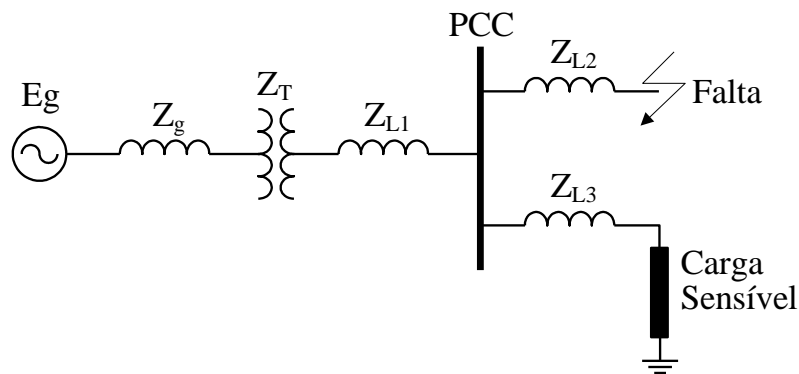


Figura 2.1: PCC sujeito a um afundamento de tensão.

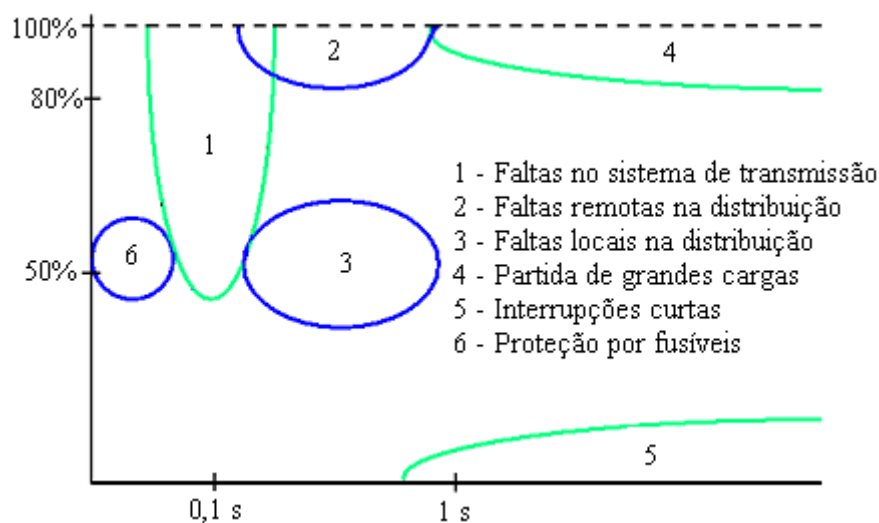


Figura 2.2: Profundidades e durações típicas de afundamentos, em função de suas causas.

2.3 Prejuízos

Embora sejam fenômenos menos severos que interrupções, estudos revelam que afundamentos de tensão são as principais causas de mau funcionamento e prejuízos em sistemas industriais, associados a fenômenos de qualidade de energia [2, 12]. Processos industriais antigos, baseados principalmente em dispositivos eletromecânicos são, naturalmente, susceptíveis a interrupções, mas pouco sensíveis a afundamentos de tensão. No entanto, processos modernos, com sofisticados sistemas de controle baseados em equipamentos eletrônicos, são extremamente vulneráveis a afundamentos [4]. Com o crescente aumento das cargas sensíveis, aumentam-se os prejuízos e a necessidade de diagnosticá-los e reduzi-los.

Dentre os custos associados à perda da qualidade de energia, podem ser citados aqueles devidos a:

- retomada da produção;
- danos causados a materiais;
- danos causados a plantas;
- reprocessamento de materiais;
- operação de equipamentos de geração auxiliar;
- multas devido a atrasos nas entregas de produtos;
- perda de qualidade de produtos e insatisfação de clientes, entre outros.

Dentre os equipamentos mais sensíveis a afundamentos de tensão, podem ser citados:

- computadores;
- contadores;
- relés eletromagnéticos (*ice cubes relays*);
- controladores de processos industriais;
- acionamentos de velocidade variável [13].

Existem diversos estudos que mostram de forma quantitativa os prejuízos materiais causados por afundamentos, em processos industriais específicos:

- em [4] é reportado que em uma planta de processamento de plástico, com 14 extrusoras, ocorrem entre 10 e 15 paradas completas do processo por ano em virtude de afundamentos, tipicamente de cerca de 200 ms. Cada parada demanda entre 4 a 6 horas de trabalho para reiniciar o processo;

- um dos maiores fabricantes de automóveis dos Estados Unidos perde entre 10 e 30 veículos a cada afundamento ocorrido. Tais eventos ocorrem entre 10 e 20 vezes ao ano [4];
- no parque industrial HSIP em Taiwan, onde se encontram a maioria das fábricas de semicondutores deste país, cada evento de afundamento de tensão causa prejuízos entre US\$ 100.000 e US\$ 1.000.000, relacionados ao tempo de parada e perda de matéria-prima [14];
- nos Estados Unidos, estudos revelam perdas econômicas que variam entre algumas centenas de dólares a US\$ 500.000, para uma única parada de processo, em plantas de fabricação de semicondutores [12];
- no Brasil, são reportados prejuízos médios por parada de, aproximadamente, US\$5,3 /kWh, com valores anuais chegando a US\$ 200.000, em uma única planta industrial [8];
- em uma indústria siderúrgica mineira, uma única parada por afundamento de tensão causa prejuízo de mais US\$ 100.000, com retorno de produção após 360 minutos [77].

Em termos de prejuízos econômicos globais, as cifras apresentadas são ainda mais impressionantes: estima-se em 400 bilhões de dólares, apenas nos EUA, os prejuízos relacionados a interrupções, afundamentos, elevações momentâneas de tensão (*swell*), oscilações de baixa frequência (*flicker*), surtos de tensão, harmônicos e outros [3]. Destes, 150 bilhões são atribuídos a afundamentos de tensão [4].

Não são apresentados, de modo geral, detalhes do método de estimação dos prejuízos financeiros, apontados nas referências supracitadas. Conforme será verificado na seção 2.7, a estimação destes custos é muito difícil. Além disso, muitos setores desconhecem seus prejuízos associados ao fenômeno, de modo que as cifras podem ser ainda maiores.

2.4 Caracterização do fenômeno através de índices

Interrupções são facilmente caracterizadas pela duração e pela frequência de ocorrência e suas conseqüências em termos de mau funcionamento de equipamentos e paradas de processos são facilmente mensuráveis. Afundamentos de tensão, por outro lado, são fenômenos dinâmicos, caracterizados pela variação contínua da amplitude da tensão eficaz, muitas vezes acompanhada por salto de fase e desequilíbrio entre fases. A severidade do

fenômeno depende dessas características e a sua avaliação é, naturalmente, dependente de como elas são mensuradas.

A caracterização de um evento em uma rede trifásica pode ser dada, tanto pela representação ponto a ponto das formas de onda de tensão medidas, quanto por um único índice, que represente a severidade do fenômeno. Existe um compromisso entre a riqueza de informações e a facilidade nos procedimentos de medição do fenômeno, armazenamento de resultados, análise e comparação dos dados obtidos.

De acordo com a norma IEC 61000-4-30, um afundamento de tensão é caracterizado por sua duração e pela tensão remanescente, também conhecida como amplitude do afundamento. Para se determinar a duração de um evento, valores de disparo para o início e fim do fenômeno (por exemplo, 90% da tensão de referência) devem ser estabelecidos. Valores de disparo diferentes levam a valores de duração distintos, além de resultar em frequência de ocorrência de eventos diferentes, para os mesmos fenômenos. A tensão de referência pode ser a nominal, a de pré-falta ou uma média da tensão local. A medição da tensão pode considerar, ainda, os valores de fase ou de linha.

Todas as diferenças de critérios apresentadas, e muitos outros fatores, dificultam a análise e comparação de resultados obtidos nos diversos estudos realizados. De modo a estabelecer padronizações para os índices de avaliação do fenômeno, iniciou-se, em janeiro de 2000, uma força-tarefa denominada IEEE P1564 [1].

A P1564 estabeleceu critérios para:

- 1) medição do fenômeno, determinando frequência de amostragem e resolução;
- 2) caracterização de eventos particulares através de amplitude e duração, utilizando procedimentos padronizados;
- 3) caracterização de eventos em um determinado ponto de monitoramento, através de amplitude, duração e frequência;
- 4) caracterização do fenômeno em uma dada região, considerando os diversos pontos de medição.

Nas seções seguintes são apresentados detalhes sobre os procedimentos propostos.

2.4.1 Índices para eventos particulares

2.4.1.1 Característica temporal do evento

Um parâmetro importante para a caracterização do afundamento de tensão é o valor instantâneo da tensão eficaz. A norma IEC 61000-4-30 determina que “a medida básica de um

evento de tensão de curta duração (*dip* e *swell*) deve ser $U_{rms(1/2)}$, onde $U_{rms(1/2)}$ é definido como “o valor da tensão eficaz medido ao longo de um ciclo, atualizado a cada meio ciclo”. A tensão amostrada é elevada ao quadrado e sua média é obtida no período de um ciclo, de acordo com a expressão:

$$U_{rms(1/2)}(k) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1+k\frac{N}{2}}^{(k+1)\frac{N}{2}} u(i)^2} \quad (2.1)$$

onde N é o número de amostras por ciclo, $u(i)$ é a tensão amostrada e k o número da amostra.

A fig. 2.3 ilustra um evento trifásico desequilibrado, registrado segundo a expressão (2.1). O número de amostras por ciclo é 128.

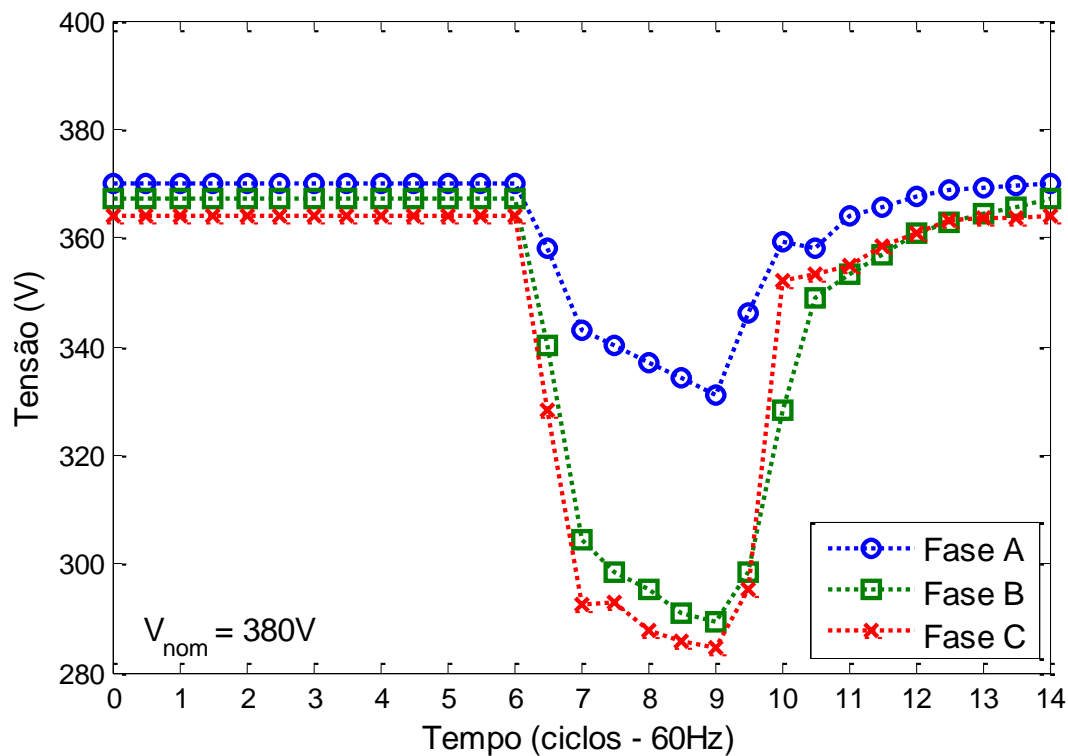


Figura 2.3: Tensão eficaz em função do tempo, para um afundamento de tensão.

2.4.1.2 Tensão remanescente e duração

De acordo com a IEC 61000-4-30, um afundamento de tensão é caracterizado pela sua duração e pela tensão remanescente. A tensão remanescente será a menor amplitude eficaz observada durante o fenômeno.

Para se determinar a duração de afundamento, é necessário determinar valores de tensões de disparo (*threshold*) para o início e fim do fenômeno. O valor de disparo para o fim do fenômeno deve ser maior que o do início, de modo a evitar disparos sucessivos para um mesmo fenômeno. Valores de disparo razoáveis são, respectivamente, 90% e 95% da tensão nominal, uma vez que, segundo a IEEE 1159, o fenômeno é definido para tensões remanescentes menores ou iguais a 90% da tensão nominal.

A fig. 2.4 traz um exemplo da importância da determinação dos níveis de disparo na caracterização do fenômeno. Considerando como tensões de disparo 90% e 95% (início e fim, respectivamente), a duração do fenômeno em questão é de cinco ciclos e meio. Considerando 85% e 90%, a duração seria de três ciclos e meio. Além disso, considerando as três fases individualmente, o fenômeno não seria registrado para a fase A, neste segundo cenário. A tensão remanescente é de 285 V (menor amplitude verificada para a fase mais afetada), ou 75%, considerando a tensão nominal de 380 V como referência.

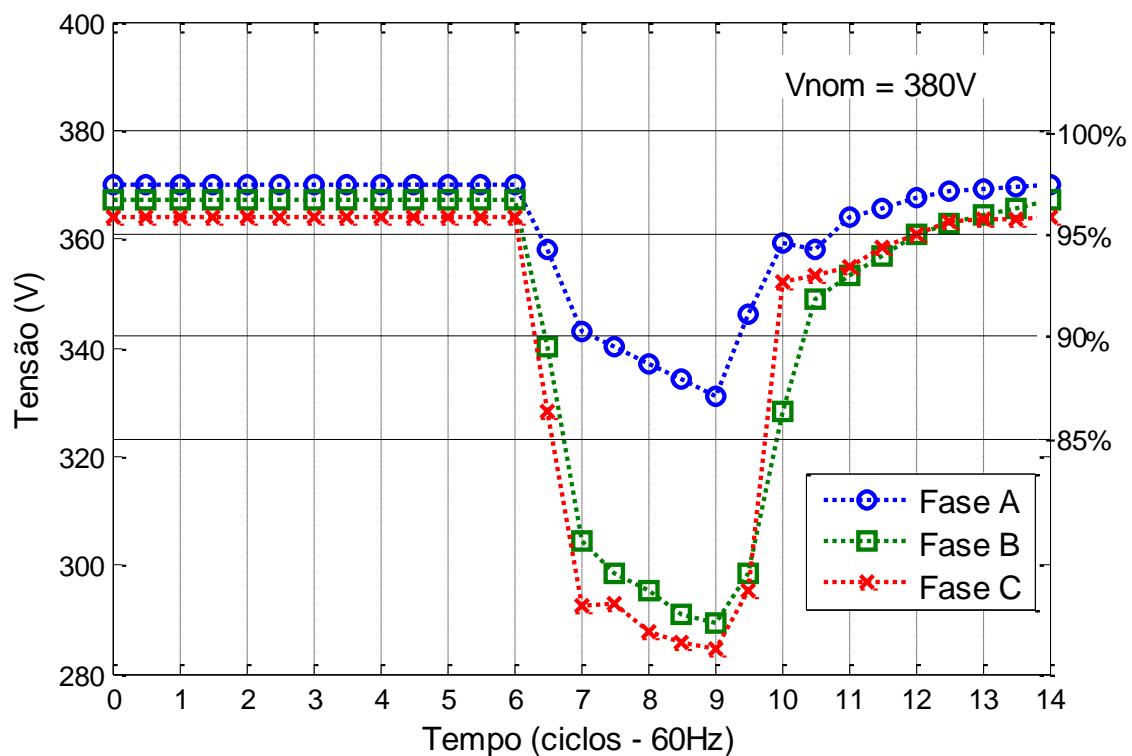


Figura 2.4: Tensão eficaz em função do tempo, para um afundamento de tensão, com níveis de disparo indicados.

Como referências para o nível de disparo, podem ser utilizadas, além da tensão nominal, a tensão de pré-falta ou a tensão média no ponto de monitoramento. A recomendação da P1564 é que se utilize a tensão nominal.

2.4.1.3 *Medições trifásicas*

Existem basicamente duas formas distintas de se realizar medições de distúrbios momentâneos de tensão em sistemas trifásicos. A primeira delas é denominada “medição MULTICANAL” e é contemplada na IEC 61000-4-30. A segunda, denominada “medição trifásica” é uma recomendação apresentada pela P1564.

A medição multicanal consiste em criar, através de todas as medições realizadas (por exemplo, as três tensões de fase), uma única curva temporal da tensão eficaz, considerando, a cada semi-ciclo, a mais baixa amplitude medida. À curva resultante dá-se o nome de “curva característica” e esta pode ser futuramente analisada com os mesmos critérios adotados para medições monofásicas.

Na medição trifásica, os afundamentos de tensão são classificados como tipo A, C e D, correspondendo, respectivamente, a afundamentos em três, duas e uma fase. A amplitude da curva característica será a de qualquer tensão de fase, para o tipo A, a menor amplitude das tensões de linha, para o tipo C, e a menor amplitude para as tensões fase-terra, para o tipo D [1]. Existe uma série de características específicas de cada tipo de afundamento, tais como salto de fase e variação da amplitude da tensão de cada fase, que trazem implicações importantes no comportamento de alguns tipos de carga. O estudo aprofundado destas questões foge ao escopo do trabalho e pode ser encontrado em [76].

2.4.1.4 *Índice de Energia de Afundamentos de Tensão*

Conforme mencionado na seção 2.4.1.2, um afundamento de tensão é caracterizado pela sua duração e pela tensão remanescente, de acordo com a IEC 61000-4-30. O fato de existirem dois índices para o fenômeno traz dificuldades na comparação de eventos com características distintas, ocorridos em períodos e/ou localidades diversas. Embora traga perdas de informação, a utilização de um único índice que caracterize o distúrbio simplifica a comparação entre eventos, localidades e sistemas.

Curvas de sensibilidade de cargas, como a CBEMA [11], sugerem que a variação do limite da região de mau funcionamento é proporcional à duração do evento e aproximadamente quadrática com a variação da tensão. Levando em consideração estas características, a P1564 sugere a seguinte definição para o índice de energia de afundamentos de tensão:

$$E_{VS} = \int_0^T \left[1 - \left\{ \frac{V(t)}{V_{nom}} \right\}^2 \right] dt \quad (2.2)$$

onde $V_{(t)}$ é a tensão eficaz instantânea da curva característica e V_{nom} é a tensão nominal.

Para entender o significado do índice de energia, consideremos uma carga do tipo “impedância constante”, que consome uma potência ativa “ P_0 ” quando submetida à tensão nominal “ V_{nom} ”. A redução do fornecimento de potência (ΔP) devido à redução da tensão pode ser dada por:

$$\Delta P = P_0 \left\{ 1 - \left(\frac{V}{V_{nom}} \right)^2 \right\} \quad (2.3)$$

A integração temporal de ΔP traz a energia não fornecida devido ao afundamento de tensão, dada por:

$$\Delta E = \int_0^T \Delta P dt = P_0 \int_0^T \left\{ 1 - \left(\frac{V(t)}{V_{nom}} \right)^2 \right\} dt = P_0 \times E_{vs} \quad (2.4)$$

Pela expressão 2.4, pode-se concluir que o índice de energia de afundamento de tensão (E_{vs}) é proporcional à energia não fornecida. Observa-se que este índice não é adimensional, mas sim, possui unidade de tempo. A interpretação para seu valor é o tempo necessário para uma interrupção de tensão provocar a mesma redução em fornecimento de energia que o afundamento analisado. Embora a definição de índice de energia apresentado na expressão 2.2 tenha tal significado, é comum se acrescentar um fator multiplicador de 100 ao resultado, tornando a expressão:

$$E_{vs} = \int_0^T \left[1 - \left\{ \frac{V(t)}{V_{nom}} \right\}^2 \right] dt \times 100 \quad (2.5)$$

Na ausência da curva característica, o índice de energia ainda pode ser obtido através da tensão remanescente e duração do distúrbio, pela expressão:

$$E_{vs} = \left[1 - \left(\frac{V}{V_{nom}} \right)^2 \right] \times T \quad (2.6)$$

ou

$$E_{vs} = \left[1 - \left(\frac{V}{V_{nom}} \right)^2 \right] \times T \times 100 \quad (2.7)$$

2.4.2 Índices para eventos em um ponto de monitoramento particular (e curvas de sensibilidade)

Até o momento, foram apresentadas ferramentas para a avaliação de eventos particulares e comparação entre estes. Nesta seção, são apresentadas técnicas para a avaliação dos fenômenos ocorridos em um dado ponto de monitoramento. Para isso, tornam-se importantes informações sobre a frequência, além dos parâmetros relativos à profundidade e à tensão remanescente. Os principais índices utilizados atualmente são:

- índices SARFI (*System Average RMS Variation Frequency Index*);
- tabelas duração-tensão remanescente;
- índice de energia de afundamento.

Cada um destes índices será discutido nas seções subseqüentes. Para a compreensão dos índices SARFI, faz-se necessária a compreensão das curvas de sensibilidade das cargas e dos padrões de sensibilidade adotados, tais como as curvas CBEMA e SEMI F47, abordadas a seguir.

2.4.2.1 Curvas de sensibilidade

Em 1916, foi fundada em Chicago, EUA, a Associação Nacional de Fabricantes de Equipamentos para Escritório (*National Association of Office Appliance Manufacturers*). Em 1973, esta associação se tornou a CBEMA (*Computer Business Manufacturers Association*), sendo uma referência na indústria da Tecnologia da Informação (TI). Entre os atuais membros desta associação, podem ser citados a Apple, Compaq, Dell, Hewlett-Packard, IBM, Intel, Motorola, Panasonic, Sony, Tektronix, Texas Instruments, Xerox e outros gigantes da indústria [15].

No início dos anos 80, a CBEMA estabeleceu uma curva de tolerância a distúrbios de tensão que seria usada como referência para projeto de sistemas de proteção e de fontes de alimentação de equipamentos de TI. Essa curva, conhecida como “curva CBEMA”, tornou-se uma referência na indústria.

A curva CBEMA é apresentada na fig. 2.5. Ela é aplicável para condições de regime permanente e transitório, especificamente para tensão de 120 V, obtida de sistemas monofásicos de 120 V, ou sistemas 208 V / 120 V e 120 V / 240 V, em 60 Hz. Outras tensões não são contempladas, embora a curva seja utilizada indiscriminadamente.

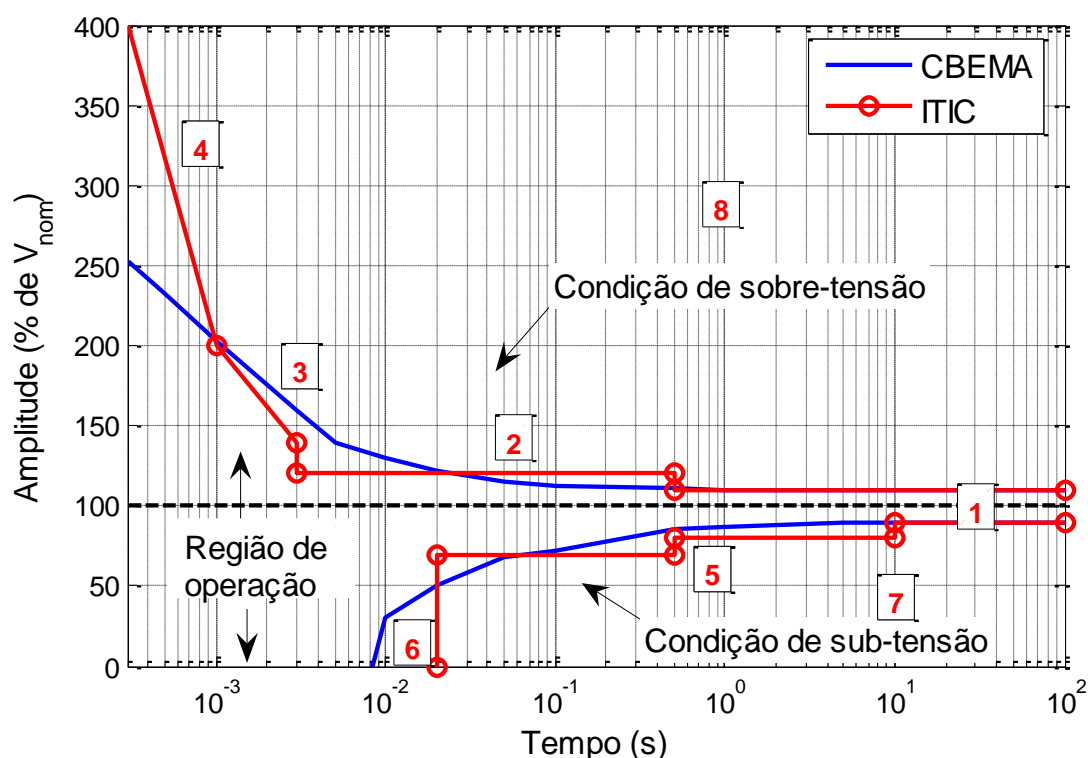


Figura 2.5: Curvas CBEMA e ITIC.

A curva CBEMA estabelece os limites das amplitudes máximas e mínimas toleradas, em função do tempo do distúrbio. A região acima da curva superior determina a condição de sobretensão não tolerada pelos equipamentos. A região abaixo da curva inferior determina a condição de mau funcionamento por subtensão.

Em 1994, o nome da organização teve seu nome alterado para ITIC (“*Information Technology Industry Council*”). A curva CBEMA, passa a ser conhecida também como “curva ITIC”. Esta curva é periodicamente revisada. A última revisão foi divulgada em 2000, e é também apresentada na fig. 2.5. Dentre as principais alterações feitas na curva estão o aumento da tolerância à tensão remanescente nula, que sobe de 8,33 ms para 20 ms, e o aumento significativo da tolerância às sobretensões de curta duração. Outra alteração importante é o estabelecimento de regiões bem definidas na curva, determinadas por poucos pontos do plano tempo-tensão remanescente. Isso facilita a reprodução da curva, bem como os ensaios realizados nos equipamentos.

Podem ser destacados oito pontos da curva ITIC, sinalizados na fig. 2.5 [16]:

- 1) tolerância em regime permanente, estabelecida para tempos superiores a 10 s e que permite variações de $\pm 10\%$ da tensão nominal;

- 2) região de sobretensão de curta duração (swell) que estabelece tolerância para sobretensões de até 120%, com durações de até 0,5 s;
- 3) região de surtos lentos, cobrindo fenômenos relacionados à conexão de banco de capacitores ao sistema de distribuição. Estabelece uma variação linear da tensão suportável entre as coordenadas 1 ms / 200% e 3 ms / 140%. A tensão de surto é comparada com a tensão nominal de pico, e não com a eficaz;
- 4) região de surtos rápidos, ocorridos tipicamente por consequência de descargas atmosféricas. As condições de testes e formas de onda empregadas são descritas na ANSI/IEEE C62.41-1991. A curva apresenta valores tais que o produto tensão-tempo seja constante, de modo a estabelecer um nível mínimo de energia suportável de 80 J;
- 5) região de afundamento de tensão, onde são estabelecidas duas sub-regiões: subtensões para até 80% por até 10 s e subtensão para até 70% por até 0,5 s. Estas regiões contemplam afundamentos ocasionados por partidas de grandes cargas, normalmente de menor profundidade e maior duração, e afundamentos ocasionados por faltas remotas no sistema elétrico, geralmente de durações menores e mais profundas;
- 6) região de afundamentos profundos e interrupções, caracterizada pela ausência de tensão remanescente por até 20 ms, que deve ainda ser tolerada pelos equipamentos;
- 7) região de sub-tensão, onde os equipamentos não precisam ter seu funcionamento assegurado, mas devem ter suas integridades conservadas;
- 8) região proibida, que contempla qualquer surto ou sobretensão que exceda a curva superior, podendo trazer danos aos equipamentos a estes submetidos.

Outra curva padronizada muito importante é a SEMI F47. Esta curva surgiu de um esforço conjunto entre a EPRI (*Electric Power Research Institute*), a SEMI (*Semiconductor Equipment and Materials Institute*), concessionárias, fabricantes de semicondutores e seus fornecedores de equipamentos [17]. Os resultados obtidos pelos estudos realizados levaram à elaboração de uma norma, denominada “SEMI F47: Especificações para Imunidade a Afundamentos de Tensão para Equipamentos de Manufatura de Semicondutores” (*Specification for Semiconductor Processing Equipment Voltage Sag Immunity*). Esta norma estabelece valores mínimos de tolerância ao afundamento de tensão, para equipamentos utilizados na indústria de semicondutores.

De modo a se definir os limites impostos pela SEMI F47, medições de distúrbios reais em indústrias de fabricação de semicondutores foram compiladas. Foi concluído que muitos dos distúrbios observados eram mais severos que os limites sugeridos pela curva CBEMA. Ou seja, mesmo que os equipamentos utilizados nas plantas industriais atendessem a curva CBEMA, os processos estariam sujeitos a freqüentes paradas indesejadas e conseqüentes prejuízos. Ficou definido que os equipamentos padronizados pela SEMI F47 devem ser capazes de tolerar afundamentos para 50% por até 200 ms e o restante da curva é definida pela curva CBEMA. A curva resultante encontra-se na fig. 2.6. Os afundamentos padronizados para ensaios, segundo a SEMI F47 estão apresentados na fig. 2.6 através de marcadores quadrados, e estão definidos para o intervalo de 0,05 s a 1 s.

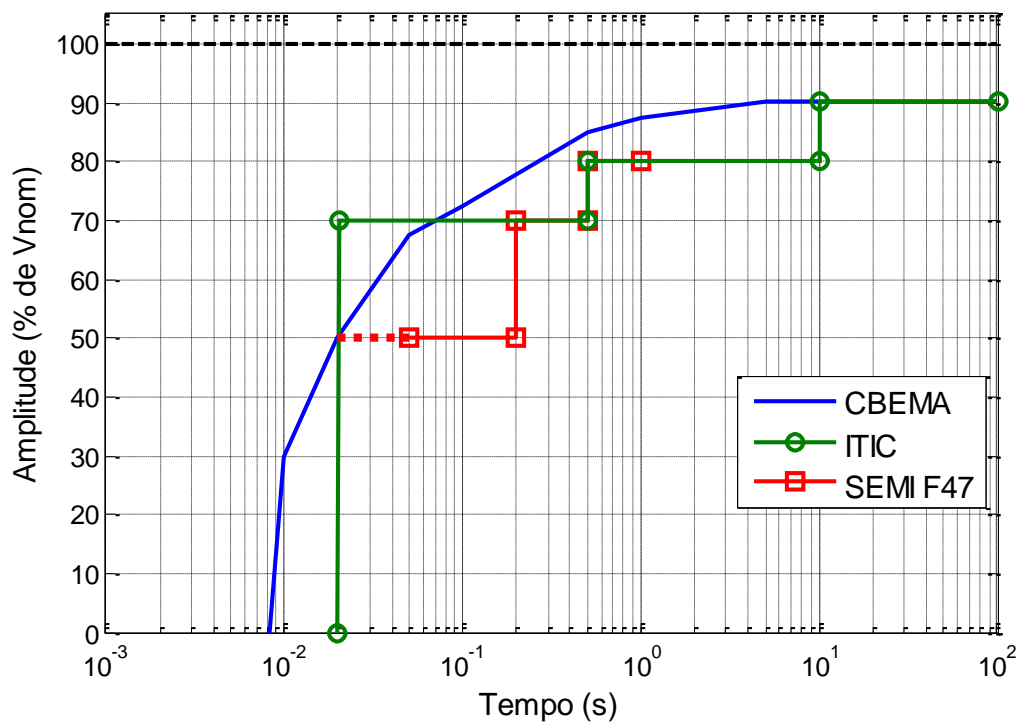


Figura 2.6: Limites inferiores das curvas CBEMA, ITIC e SEMI F47.

2.4.2.2 Índices SARFI

O termo SARFI significa Índice de Frequência (de ocorrências) de Variações da Tensão Eficaz do Sistema (“*System Average RMS Variation Frequency Index*”). Ele denota um conjunto de índices que, embora não sejam padronizados por nenhuma norma, são amplamente utilizados [1]. O referido “sistema” pode ser um ramal, um ponto de monitoramento do consumidor, uma subestação, grupos de subestações ou uma rede completa. Existem dois tipos de índices SARFI, conhecidos com SARFI-X e SARFI-CURVE.

Os índices SARFI-X são baseados na contagem dos distúrbios momentâneos de tensão abaixo de um valor de disparo (ou acima para o caso de sobretensões momentâneas). O termo “X” designa a tensão de disparo referida à tensão de base em termos percentuais. Por exemplo, SARFI-90 considera afundamentos de tensão e interrupções com tensões remanescentes abaixo de 90% da tensão de base do sistema. Quando originalmente definidos durante um projeto do EPRI em 1996, os índices SARFI-X deveriam contabilizar apenas distúrbios de curta duração (abaixo de 60s). Na prática, no entanto, é comum se englobar eventos de longa duração, adicionando-se à contagem interrupções prolongadas.

Os índices SARFI-CURVE são caracterizados pela contagem dos distúrbios de tensão abaixo de uma curva definida. Como exemplos podem ser citados os índices SARFI-CBEMA, SARFI-ITIC e SARFI-SEMI, que contabilizam os eventos ocorridos abaixo das referidas curvas. Estes índices são válidos para qualquer evento com duração superior a meio ciclo, sem limites para o tempo máximo.

A fig. 2.7 apresenta um exemplo, onde cada ocorrência é representada por um ponto no gráfico. Os índices obtidos estão apresentados na figura. Estes dados foram baseados em uma medição real, apresentada em [18].

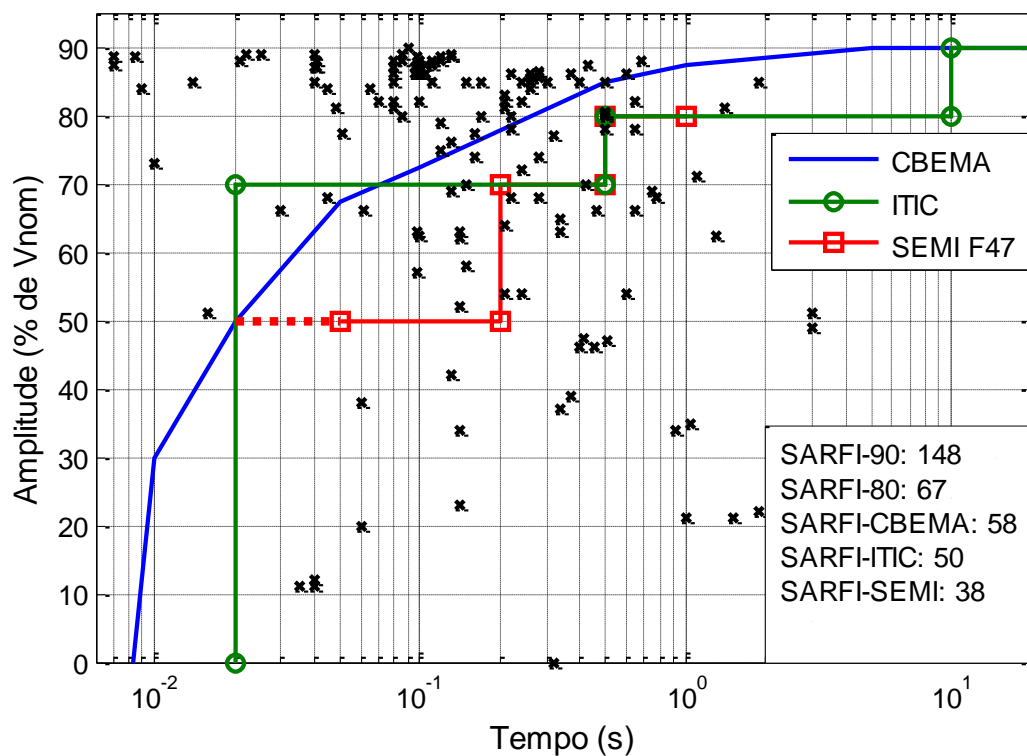


Figura 2.7: Limites inferiores das curvas CBEMA, ITIC e SEMI F47, com medições reais e índices SARFI.

2.4.2.3 Tabelas de afundamentos de tensão

Uma forma comum de se apresentar o desempenho de um sistema é através de tabelas de afundamento de tensão. Uma possibilidade é o uso da tabela conhecida como UNIPEDA [1], apresentada na tabela 2.1, já com os dados relativos à fig. 2.7.

A tabela proposta pela IEC 61000-2-8 é apresentada na tabela 2.2, também com os dados relativos à fig. 2.7. A principal diferença em relação à UNIPEDA é a maior resolução na escala de tensão. Outra diferença é o aumento do intervalo inferior de tempo de 20 ms para 100 ms e o acréscimo de intervalos com 250 ms como limite.

Tabela 2.1: Tabela UNIPEDA: Valores recomendados para duração e tensão remanescente para apresentação da frequência de afundamentos.

Tensão remanescente	Duração da variação momentânea (s)							
	< 0,020	0,02-0,1	0,1-0,5	0,5-1	1-3	3-20	20-60	60-180
85-90%	8	26	16	2	0			
70-85%	3	11	28	2	3			
40-70%	1	6	19	5	3			
10-40%		5	4	2	3			
<10%			1					

Tabela 2.2: Tabela IEC 61000-2-8: Valores recomendados para duração e tensão remanescente para apresentação da frequência de afundamentos.

Tensão remanescente	Duração da variação momentânea (s)							
	< 0,1	0,1-0,25	0,25-0,5	0,5-1	1-3	3-20	20-60	60-180
80-90%	45	17	14	3	2			
70-80%	3	9	4	1	1			
60-70%	5	6	5	3	1			
50-60%	2	3	1	1	1			
40-50%		1	3	1	1			
30-40%	1	1	2	1	1			
20-30%		1		1	2			
10-20%	4							
<10%			1					

Um inconveniente verificado nas tabelas 2.1 e 2.2 é que não é possível determinar, a partir de uma distribuição de dados dessas, os índices SARFI-ITIC e SARFI-SEMI. Isso ocorre porque os limites propostos pelas tabelas, não coincidem com os valores de tempo e

tensão remanescentes que caracterizam as curvas. Propõem-se um novo padrão para estas tabelas, considerando as seguintes diretivas:

- devem constar, entre os limites de tempo, aqueles que caracterizam as curvas ITIC (0,02 s, 0,5 s e 10 s), aqueles que caracterizam a SEMI F47 (0,2 s, mais os definidos pela ITIC), os limites definidos para ensaio, segundo a SEMI F47 (0,05 s e 1 s) e os limites recomendados pela UNIPED e IEC 61000-2-8, para tempos superiores a 60 s;
- os limites de tensão serão aqueles que caracterizam as curvas ITIC (70%, 80% e 90%), aqueles que caracterizam a SEMI F47 (50%, mais os definidos pela ITIC), e aqueles presentes na definição de afundamento de tensão, segundo a IEEE 1159 (90% e 10%).

Além dos limites de tensão apresentados, sugere-se o uso de 30%, de modo a se alcançar resolução mais apropriada. A fig. 2.8 apresenta as regiões delimitadas por cada tabela, de modo a possibilitar a comparação destas com os limites estabelecidos pelas curvas ITIC e SEMI F47. A tabela proposta é a 2.3, já com os dados relativos à fig. 2.7. Foram destacadas as regiões que determinam, através da somatória das células, os índices SARFI-ITIC e SARFI-SEMI.

2.4.2.4 Índice de energia de afundamentos de tensão

O “Índice de Energia de Afundamento” (SEI – “*Sag Energy Index*”) é a somatória de todos os índices de energia de eventos particulares em um ponto de monitoramento, em um dado período. Tal índice é calculado para períodos mensais ou anuais e sua expressão é dada por:

$$SEI = \sum_{i=1}^n E_{VS_i} \quad (2.8)$$

onde i é o número do evento e N é o número total de eventos ocorridos no período.

Considerando que os índices individuais dos eventos do exemplo utilizado são dados pela expressão 2.6, o índice SEI vale 24,6 s. A interpretação deste valor é que a energia não fornecida, devido a todos os fenômenos ocorridos no período, é equivalente à energia não fornecida devido a uma interrupção de 24,6 s.

O valor fornecido por este índice é pobre, uma vez que se perdem as informações de frequência, duração e amplitude dos fenômenos. Além disso, uma única interrupção de 60 s ocorrida elevaria o índice para 84,6 s, o que naturalmente não reflete a qualidade da energia entregue no ponto de monitoramento.

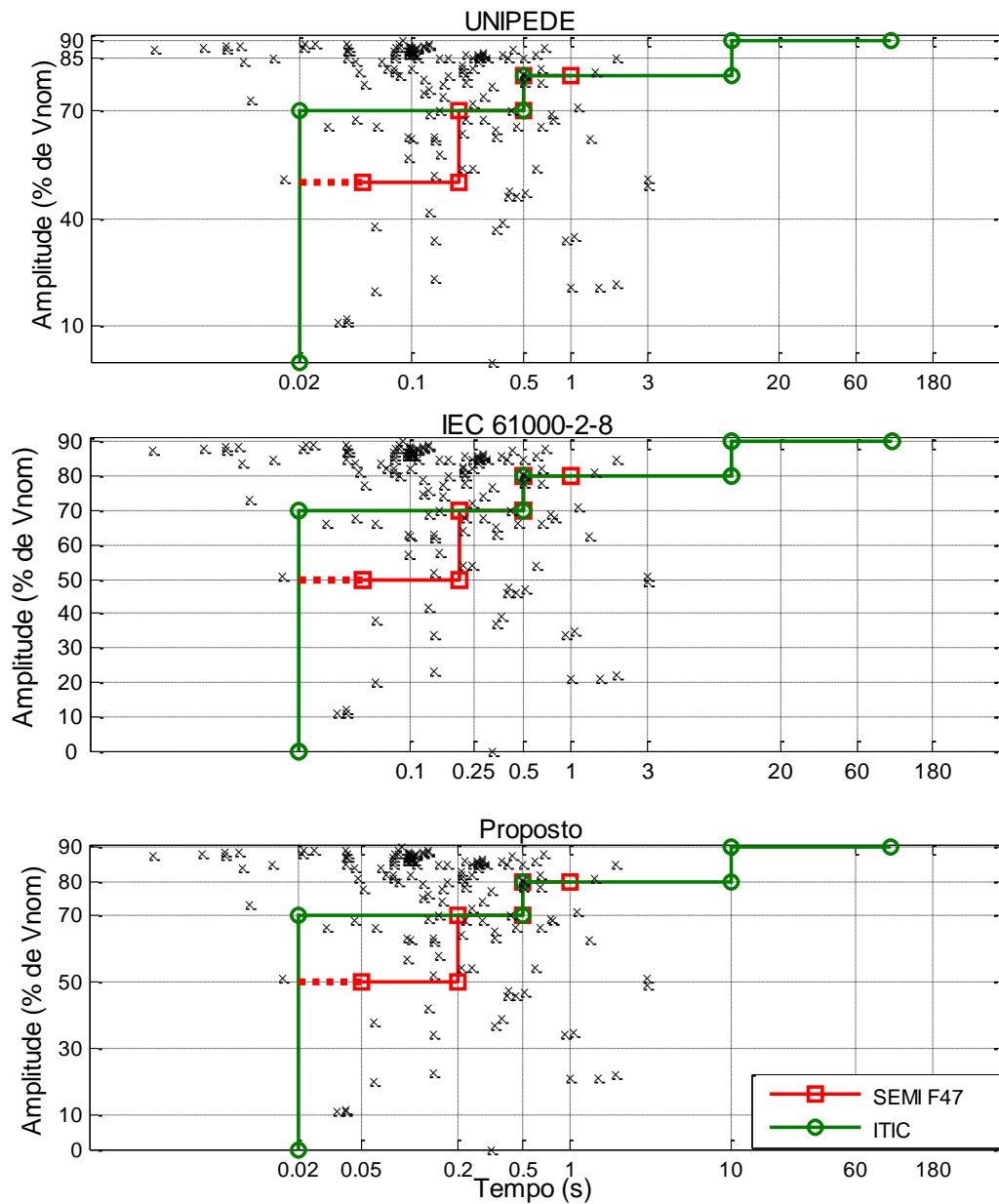


Figura 2.8: Comparação das regiões delimitadas pelas tabelas UNIPEDE, IEC e proposta.

Tabela 2.3: Tabela proposta, com dados reais de frequência de distúrbios.

Tensão remanescente	Duração da variação momentânea (s)							
	<0,020	0,02-0,05	0,05-0,2	0,2-0,5	0,5-1	1-10	10-60	60-180
80-90%	10	10	36	20	3	2		
70-80%	1		8	7	1	1		
50-70%	1	2	10	9	4	2		
30-50%			3	5	2	2		
10-30%		3	2		1	2		
<10%				1				
Região abaixo da ITIC (50 pt)				Região abaixo da SEMI F47 (38 pt)				

Uma alternativa, aqui proposta, é a definição do índice SEI para intervalos de duração do distúrbio, aqui denominados $SEI_{(t1-t2)}$. O índice SEI para o intervalo entre 0,02 s e 0,05 s poderia ser chamado de $SEI_{(0,02-0,05)}$. Poderiam ser utilizados, por exemplo, os limites de tempo propostos na tabela 2.3. Esta solução apresenta uma alternativa para análise de sistemas, sem a necessidade de se lidar com matrizes duração-amplitude, de difícil comparação, e sem a perda excessiva de informação inerente ao índice SEI existente. A tabela 2.4 apresenta os índices propostos, com os limites de tempo da tabela sugerida e com os valores correspondentes ao exemplo avaliado:

Tabela 2.4: Índices SEI propostos.

Índice SEI (total: 24,6 s)	Duração da variação momentânea (s)							
	<0,02	0,02-0,05	0,05-0,2	0,2-0,5	0,5-1	1-10	10-60	60-180
	0,03	0,25	2,51	6,21	4,55	11,01	0	0

Outra alternativa seria a determinação do índice SEI para durações de distúrbios abaixo de um determinado valor, aqui denominados $SEI_{(T)}$. Por exemplo, $SEI_{(0,5)}$ seria o índice de energia para fenômenos de até 0,5 s. Pela somatória dos valores das quatro primeiras linhas da tabela obtém-se $SEI_{(0,5)} = 9$ s.

Outra definição existente é o “Índice de Energia Média de Afundamentos de Tensão” (ASEI – *Average Sag Energy Index*), que é a média da energia de afundamento de todos os eventos qualificados. Sua expressão é dada por:

$$ASEI = \frac{1}{n} * SEI \quad (2.9)$$

onde n é o número total de eventos.

Da mesma forma proposta para o índice SEI, podem ser definidos os índices, $ASEI_{(t1-t2)}$ e $ASEI_{(T)}$, com as mesmas vantagens observadas para o primeiro. A tabela 2.5 apresenta os índices obtidos para a massa de dados utilizada como exemplo.

Muitos detalhes interessantes sobre os dados amostrados podem ser obtidos através dos índices $SEI_{(t1-t2)}$ e $ASEI_{(t1-t2)}$. Todas as outras informações apresentadas na tabela 2.5 podem ser calculadas a partir destes índices. Pode-se, por exemplo, comparar os índices $SEI_{(t1-t2)}$ de dois pontos de medição distintos e concluir que a grande diferença entre estes é devido a interrupções de longa duração, e então negligenciar o índice SEI e adotar um índice $SEI_{(T)}$, caso fenômenos de menor duração sejam mais relevantes. Enquanto o índice ASEI normaliza em termos de frequência dados de distúrbios de localidades diferentes, sendo seu valor um

Tabela 2.5: Tabela com índices SEI e ASEI propostos.

	Duração da variação momentânea (s)								Total
	<0,02	0,02-0,05	0,05-0,2	0,2-0,5	0,5-1	1-10	10-60	60-180	
SEI_(t1-t2)	0,03	0,25	2,51	6,21	4,55	11,01	0	0	24,6
ASEI_(t1-t2)	0,0025	0,0165	0,0426	0,1479	0,413	1,223	0	0	0,166
SEI_(T)	0,03	0,28	2,79	9	13,55	24,6	24,6	24,6	24,6
ASEI_(T)	0,0025	0,0104	0,0324	0,0703	0,0970	0,1660	0,1660	0,1660	0,1660
Frequência	12	15	59	42	11	9	0	0	148
Frequência acumulada	12	27	86	128	139	148	148	148	148
Os índices em destaque podem ser utilizados para a determinação dos demais apresentados									

reflexo da profundidade e duração médias, o índice ASEI_(t1-t2) reflete a tensão remanescente média em cada faixa, por segmentar as amostras em intervalos de tempo.

Considerando os dados apresentados na tabela 2.5, verifica-se que 45% (11,01 s) dos 24,6 s do índice SEI, são atribuídos a distúrbios de duração superior a 1 s. No entanto, apenas 6% (9 eventos) do total de 148 eventos, possuem duração superior a este tempo. Pode-se adotar o índice SEI₍₁₎, que vale 13,55 s. O índice ASEI₍₁₎ vale 0,097 s. Imaginando que este dado possa ser utilizado com parâmetro de projeto para um compensador com capacidade de compensação plena para fenômenos com duração de até 1 s, uma informação útil seria o desvio padrão deste índice (que é uma média). Propõe-se o uso de um índice σ ASEI_(T), que seria o desvio padrão da energia de afundamento para um dado intervalo de duração. O índice σ ASEI₍₁₎ dos dados do exemplo é de 0,137 s. Considerando um compensador com capacidade de fornecimento de energia de afundamento de ASEI_(T) + 5* σ ASEI_(T), seria possível garantir a compensação plena de quase 100% dos eventos ocorridos com duração menor ou igual a T. A mínima energia armazenada necessária seria dada por:

$$E = P_0 \times (ASEI_{(T)} + 5 \times \sigma ASEI_{(T)}) \quad (2.10)$$

Considerando, por exemplo, uma carga a ser protegida com potência de 100 kVA, a energia mínima necessária seria de 78,2 kJ.

2.4.2.5 Agregação de tempo

A agregação de tempo consiste em contabilizar apenas um evento na ocorrência de eventos sucessivos. Tais eventos sucessivos podem ocorrer, por exemplo, devido a fechamentos automáticos de disjuntores, na ocorrência de uma falta.

A agregação de tempo é uma prática comum para a determinação dos índices de afundamento e é bastante pertinente a sua utilização, uma vez que o primeiro evento já é potencialmente responsável pelo mau funcionamento da carga, cuja operação só retornará após um intervalo de tempo. Intervalos de agregação de 60 s, 120 s e 300 s são normalmente empregados.

2.4.2.6 Agregação espacial

O conceito de agregação espacial é similar ao de agregação de tempo. Ele é baseado no fato de que um afundamento ocorrido em um ponto de monitoração em um sistema é suficiente para causar mau funcionamento do processo, de modo que a ocorrência de um mesmo distúrbio medido em diversos pontos pode ser contabilizado apenas uma única vez.

2.4.3 Índices para sistemas

A obtenção de índices para sistemas é importante para a definição da qualidade da energia fornecida por este. Idealmente, os índices deveriam ser determinados a partir da monitoração de todos os pontos de entrega, por um longo período de tempo, o que é impraticável. Tipicamente, os índices de sistemas são obtidos pela monitoração de uma fração dos pontos de entrega, ao longo de um ano. Métodos de predição estocástica podem ser utilizados para o cálculo dos índices para cada ponto do sistema.

Uma vez determinados os índices dos pontos de entrega, existem basicamente duas formas distintas de se definir os índices do sistema:

- obtenção dos índices do sistema através da média ponderada dos índices dos pontos de entrega. Neste caso, o número de consumidores de cada ponto pode ser utilizado como peso;
- definição dos índices através do índice de um único ponto de monitoramento, cujo número total de eventos não seja excedido por 50% ou 95% do total de pontos de medição.

O primeiro método é mais utilizado, sendo normalmente utilizado a unidade como peso para cada ponto de monitoramento.

2.4.3.1 Índices SARFI

O índice SARFI para um sistema é obtido pela média dos índices dos pontos de monitoramento. O índice para o sistema traz, então, a “qualidade de energia média” de todo o sistema. Uma vez que não são todos os pontos de entrega monitorados e estes não são iguais, algum tipo de ponderação seria adequado. Uma ponderação interessante seria pelo número de

consumidores correspondentes a cada ponto de entrega. Na prática, no entanto, nenhum tipo de ponderação é normalmente utilizado.

2.4.3.2 Tabelas de afundamentos de tensão

Tabelas de afundamento de tensão para sistemas podem ser utilizadas tanto para valores médios de todos os pontos de entrega, como pelos valores do percentil 95. Quando valores médios são utilizados, os pesos devem ser levados em consideração.

As tabelas de sistemas devem ter um menor número de células que aquelas utilizadas para pontos de monitoramento [1]. Para pontos de monitoramento, é importante certo nível de detalhe, de modo a se avaliar a compatibilidade entre a carga sensível e a fonte. Para tabelas de sistemas, um menor nível de detalhes pode facilitar estudos comparativos entre sistemas ou variações mensais ou anuais de índices, por exemplo.

2.4.3.3 Índice de energia de afundamentos de tensão para sistemas

Os índices de energia do sistema são calculados pela média dos índices dos pontos que o compõe. O “Índice de Energia de Afundamento Média do Sistema” (SEI_{system} – *System Average Sag Energy Index*) é dado por:

$$SEI_{system} = \frac{1}{N} \sum_1^N SEI_{site} \quad (2.11)$$

, onde N é o número de pontos de monitoramento.

O “Índice de Média de Contagem de Afundamentos do Sistema” ($SASCI$ – *System Average Sag Count Index*) é definido como a média do número de distúrbios qualificados (tensão residual abaixo de 90%) de todos os pontos de monitoramento do sistema. Este índice é equivalente ao SARFI-90 e sua expressão é:

$$SCI_{system} = \frac{1}{N} \sum_1^N SCI_{site} \quad (2.12)$$

2.5 Dados reais de monitoramentos

O objetivo desta seção é mostrar as características comuns e as discrepâncias dos distúrbios monitorados e apresentados por pesquisadores de todo o mundo. O conhecimento do histórico de distúrbios em um dado sistema é essencial para se avaliar os prejuízos econômicos associados e a melhor maneira de mitigá-los.

2.5.1 Monitoramento de uma indústria americana de pastilhas semicondutoras e fibra óptica, alimentada em média tensão

Os resultados aqui apresentados foram obtidos pelo monitoramento do Centro de Tecnologia do Estado Sólido da AT&T, na cidade de Breinigsville, EUA [11]. Em 1991, engenheiros desta instalação começaram a monitorar a qualidade da energia recebida pela indústria, e facilmente correlacionaram ocorrências de distúrbios momentâneos de tensão a falhas do processo industrial. Devido aos grandes prejuízos associados ao problema, buscou-se auxílio da concessionária local. A parceria entre ambas levou a um pacote de soluções, entre elas a mudança da rota da linha de transmissão, elevação do nível de tensão das cadeias de isoladores e diminuição das resistências de aterramento das torres, por parte da concessionária, e a identificação das cargas sensíveis e melhoria da sensibilidade destas por parte do consumidor. A viabilidade econômica das soluções adotadas só pode ser avaliada pela análise dos monitoramentos realizados, cujo histórico dos distúrbios é apresentado na fig. 2.9.

A fig. 2.9 apresenta a média mensal de distúrbios, categorizada pela duração e profundidade. Os dados foram obtidos de dois monitores instalados no sistema secundário de 480 V e um monitor no sistema primário de 13,8 kV. Os dados são relativos a quarenta e oito

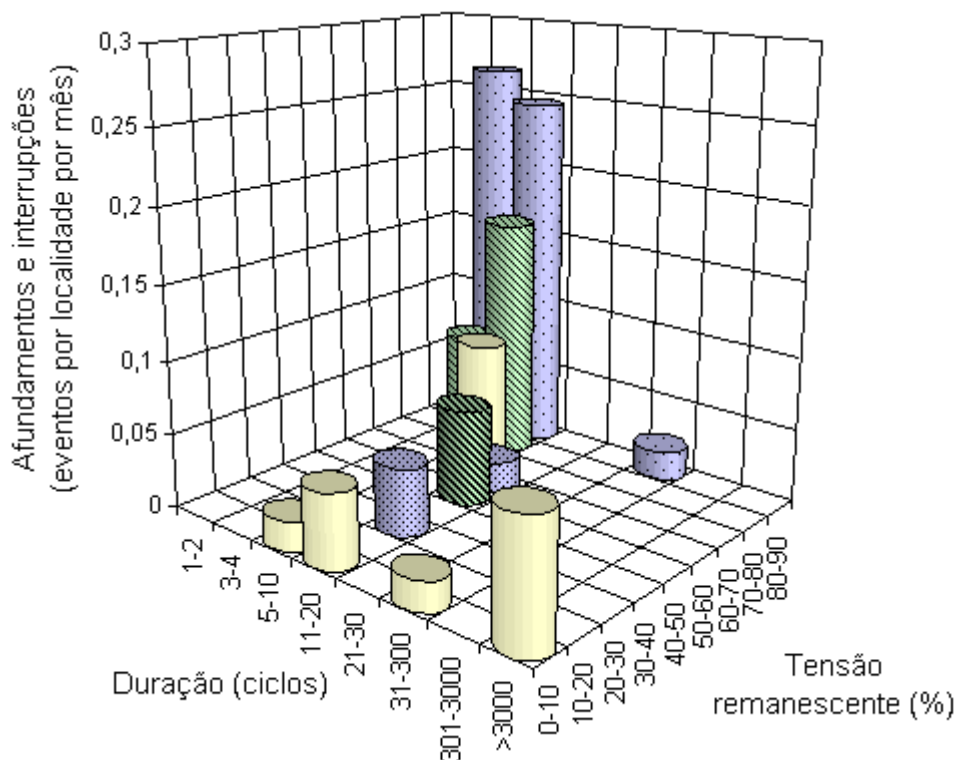


Figura 2.9: Média mensal de distúrbios de tensão categorizada por duração e tensão.

meses de monitoramento, obtidos pela somatória dos tempos de monitoramento de cada monitor. O período de monitoramento foi de junho de 1992 a dezembro de 1993.

O número médio de eventos mensais é de 1,18, sendo que apenas 14% destes são interrupções de longa duração (acima de 50 s). Tais interrupções foram atribuídas principalmente a manutenções do sistema de monitoramento, de modo que a quase totalidade dos eventos é composta por distúrbios momentâneos.

A fig. 2.10 apresenta a distribuição percentual dos distúrbios em função da tensão remanescente. Verifica-se que quase 75% dos distúrbios possuem tensão remanescente acima de 60%. Considerando-se apenas os fenômenos cuja tensão remanescente seja superior a 10%, 85% dos fenômenos possuem tensão acima de 60%.

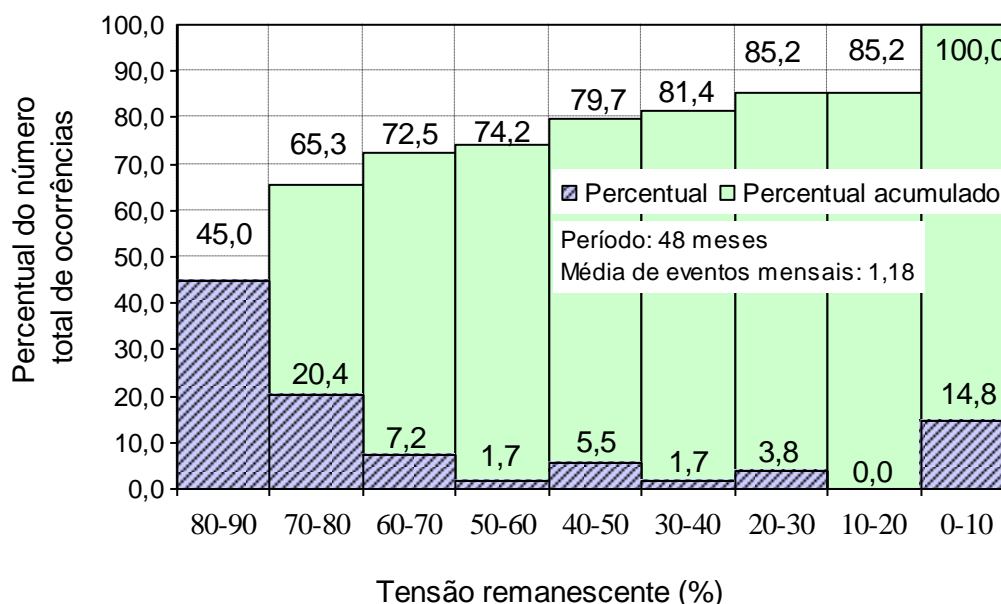


Figura 2.10: Distribuição percentual dos distúrbios em função da tensão remanescente, em uma indústria americana.

A fig. 2.11 apresenta a distribuição percentual dos distúrbios em função da duração. Verifica-se que 72,5% dos distúrbios possuem duração inferior a 10 ciclos (167 ms). Considerando-se apenas os fenômenos cuja duração não ultrapasse 5 minutos, este número sobe para 78%.

Considerando-se apenas os fenômenos cuja tensão remanescente seja superior a 10%, 83% dos fenômenos possuem simultaneamente duração inferior a 10 ciclos (167 ms) e tensão remanescente acima de 60%. Esta informação é bastante interessante para a escolha de um eventual sistema de compensação da tensão da carga. Enquanto uma solução baseada em UPS

(*Uninterruptible Power Supply*) associado a gerador pode mitigar todos os eventos, uma solução baseada em compensador série poderia compensar mais de 80% deste, nesta aplicação específica. A solução apropriada depende do compromisso entre a redução dos prejuízos associados aos distúrbios e o custo de aquisição e manutenção dos sistemas de compensação.

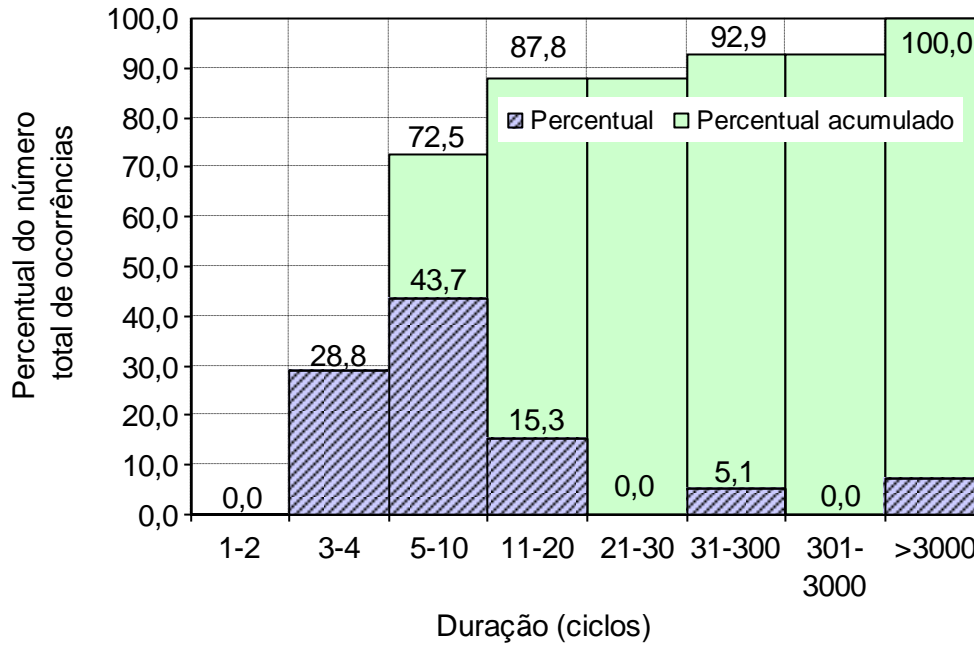


Figura 2.11: Distribuição percentual dos distúrbios em função da duração, em uma indústria americana.

2.5.2 Monitoramento em um sistema de distribuição subterrânea

A energia elétrica da maioria dos consumidores da cidade de Nova Iorque, EUA, é fornecida através de uma extensa malha de distribuição subterrânea, pela concessionária Con Edson [19]. Tais consumidores raramente experimentam interrupções de energia, o que traz a vantagem da não necessidade da utilização de UPS convencional. No entanto, distúrbios momentâneos de tensão são frequentes devido ao fato do sistema de distribuição ser extremamente malhado. A Con Edison, juntamente com o EPRI, conduziu um estudo que envolvia o monitoramento da tensão fornecida a clientes da concessionária.

A fig. 2.12 apresenta a distribuição percentual dos distúrbios em função da tensão remanescente, em uma estação rádio-difusora atendida pela Com Edison. O número médio de eventos mensais é de 1,93. No entanto, os 4,2% de ocorrências com tensões remanescentes abaixo de 5% são atribuídas à manutenção do sistema de monitoramento, de modo que nenhuma interrupção foi registrada, e que o número médio de eventos mensais é 1,85.

Verifica-se que mais de 80% dos eventos possuem tensão remanescente superior a 60% da tensão nominal.

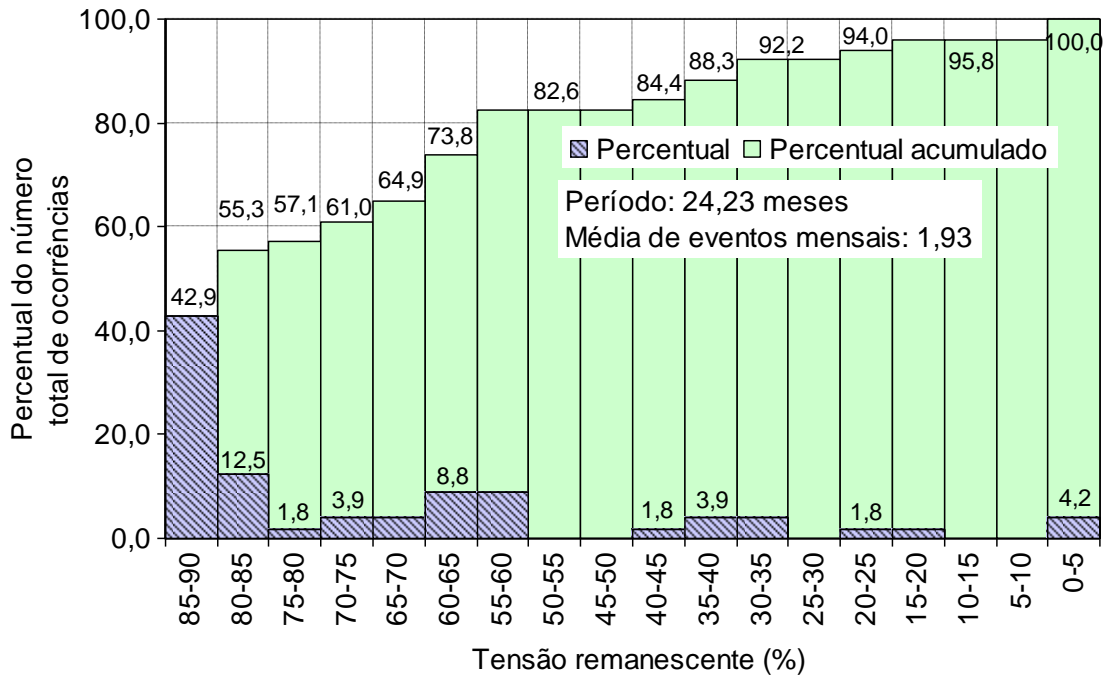


Figura 2.12: Distribuição percentual dos distúrbios em função da tensão remanescente, em uma estação radio-difusora atendida por um sistema de distribuição subterrâneo.

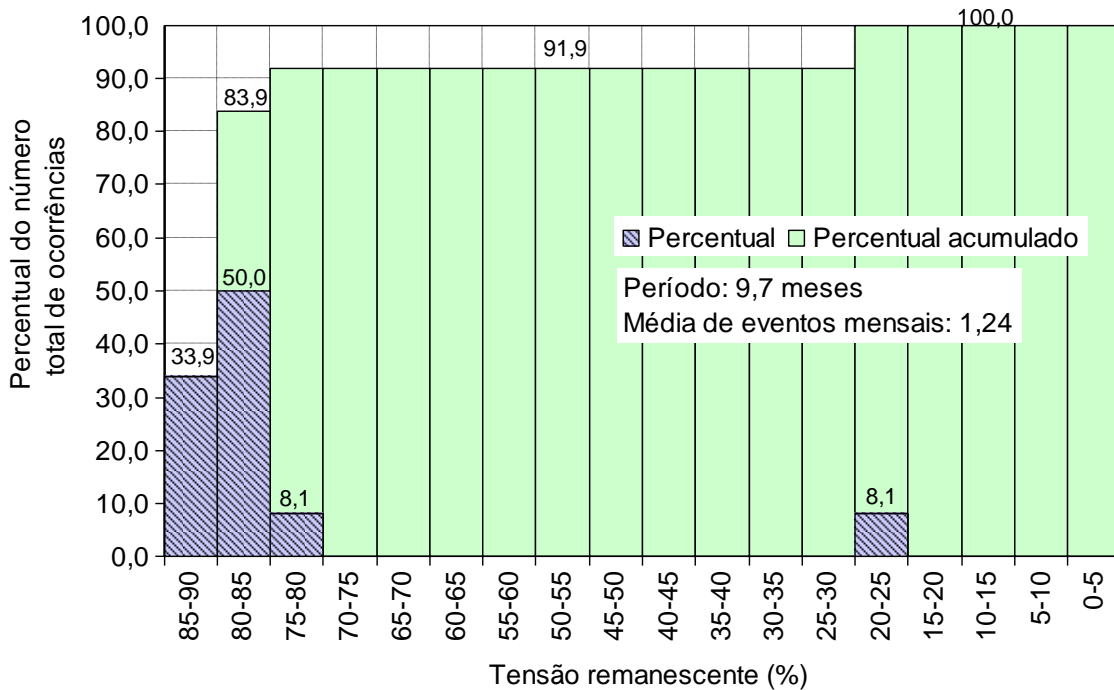


Figura 2.13: Distribuição percentual dos distúrbios em função da tensão remanescente, em um cliente comercial atendida por um sistema de distribuição subterrâneo.

A fig. 2.13 apresenta a distribuição percentual dos distúrbios em função da tensão remanescente, em um cliente comercial da concessionária. Verifica-se que o número médio de eventos é bem menor que o verificado na estação rádio-difusora e que os afundamentos são, em média, menos profundos. Quase 85% dos distúrbios possuem tensão remanescente superior a 80%. Não foram relatadas, na referência pesquisada, informações sobre a duração dos distúrbios.

2.5.3 Monitoramento de um sistema de transmissão de alta tensão

Afundamentos de tensão ocasionados por faltas em sistemas de transmissão possuem uma particularidade: duram, em média, menos que aqueles provocados por falta no sistema de distribuição. Isso se deve à grande energia associada à faltas no sistema de transmissão, o que obriga a atuação rápida de dispositivos de proteção, normalmente entre 3 e 6 ciclos [7]. Sistemas de distribuição, de modo a garantir a seletividade dos dispositivos de proteção, tendem a estar sujeitas a tempos de atuação maiores.

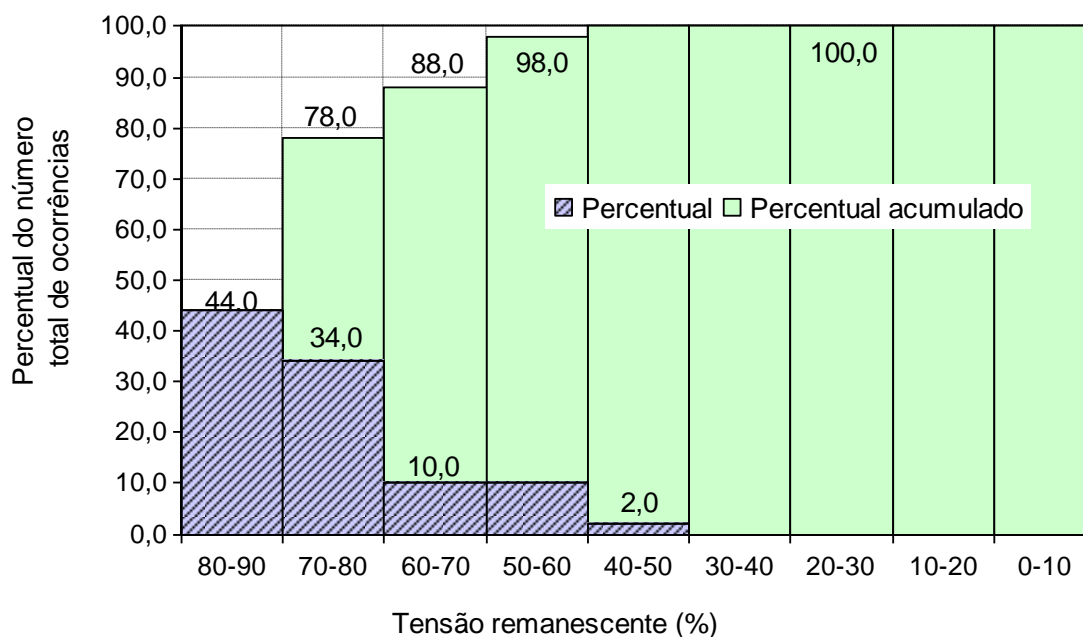


Figura 2.14: Distribuição percentual dos distúrbios em função da tensão remanescente, em um consumidor alimentado por um sistema em 115 kV.

Normalmente, não são verificadas interrupções provocadas por faltas em sistemas de transmissão, uma vez que estes se encontram em configuração circular ou em malha, ao contrário de sistemas de distribuição, que são normalmente radiais. A fig. 2.14 apresenta a distribuição percentual dos distúrbios em função da tensão remanescente, em um consumidor

alimentado por um sistema em 115 kV, monitorado por quase um ano. Não foram observadas interrupções no período. Verifica-se que quase 90% dos distúrbios tiveram tensão remanescente superior a 60%. Nenhum evento possuiu duração superior a 0,5 s.

2.5.4 Estudo da frequência de afundamentos de tensão no território canadense

Em 1991, a CEA (Canadian Electrical Association) iniciou um estudo da qualidade da energia no território canadense com duração de três anos [5]. Participaram do estudo 22 concessionárias e foi monitorado um total de 550 consumidores industriais, comerciais e residenciais, a maioria alimentada em 120 V e 347 V. Cada consumidor foi monitorado por um período de 25 dias.

A fig.15 apresenta a distribuição percentual dos clientes industriais monitorados, em função do número de distúrbios vivenciados no período de um mês. Deve se enfatizar que mais de 70% das localidades monitoradas apresentaram pelo menos um evento. Outro dado digno de nota é que o número de localidades que vivenciaram entre 2 e 3 eventos é o mesmo daquelas onde foram registrados entre 20 e 40 eventos. Verifica-se pelo gráfico a discrepância entre o número de distúrbios ocorridos nas diversas localidades, trazendo indícios de que cada localidade deve ser avaliada criteriosamente com relação à frequência de ocorrência, uma vez que os prejuízos estão diretamente relacionados a esta variável.

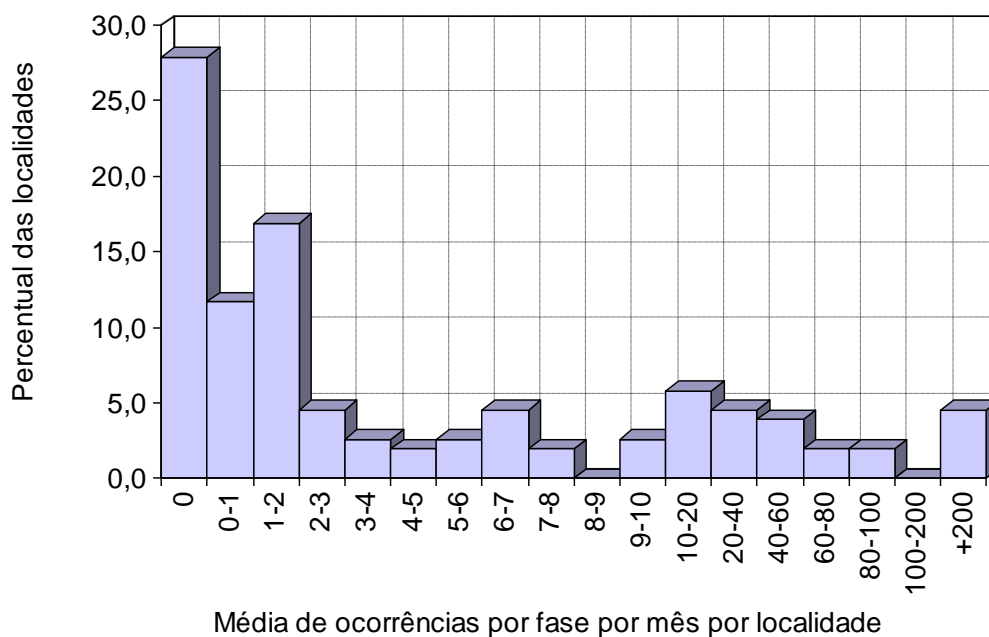


Figura 2.15: Distribuição percentual dos clientes industriais monitorados, em função do número de distúrbios vivenciados no período de um mês.

2.5.5 Monitoramento de uma indústria brasileira atendida pela concessionária CEMIG

A CEMIG monitorou e reportou o caso de um consumidor industrial que sofria de paradas indesejadas devido a distúrbios momentâneos de tensão [2]. Este consumidor encontra-se na região Sul do estado de Minas Gerais.

A fig. 2.16 apresenta o percentual do número de ocorrências em função da tensão remanescente e da duração para este cliente. Todos os fenômenos tiveram duração inferior a 800 ms. No entanto, quase a metade destes fenômenos teve duração superior a 300 ms. A tensão remanescente de nenhum distúrbio foi inferior a 50%. Estas características sugerem, de acordo com a fig. 2.2, que os distúrbios são causados por faltas remotas no sistema de distribuição. Não foi reportado, na referência pesquisada, o período e monitoramento nem a frequência de ocorrência dos distúrbios.

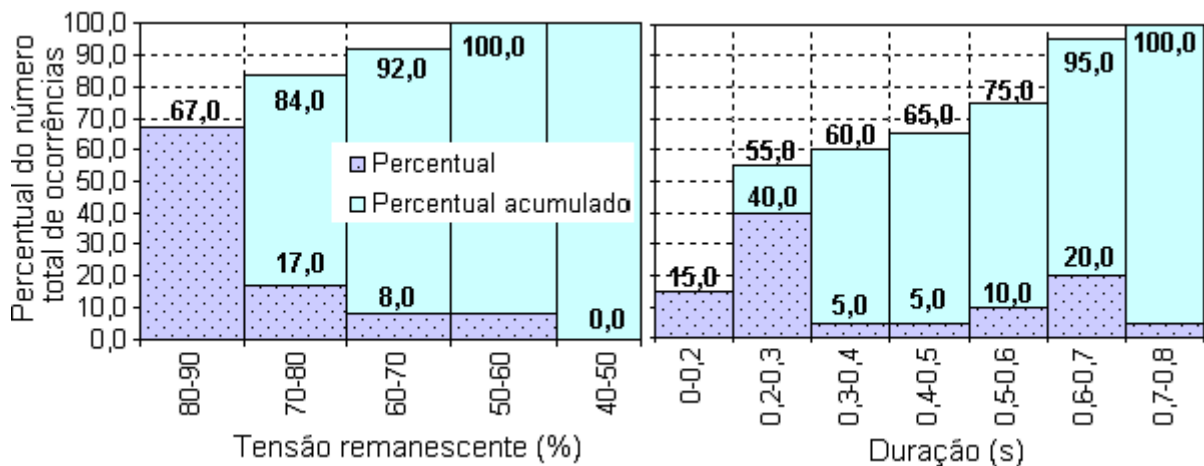


Figura 2.16: Distribuição percentual dos distúrbios em função da tensão remanescente e da duração, em um consumidor industrial da CEMIG.

2.5.6 Monitoramento de uma indústria brasileira atendida pela concessionária COELBA

As especificações básicas do projeto do compensador D²iPS, realizado em parceria com a COELBA, foram baseadas em dados obtidos por monitoramento de um cliente industrial desta concessionária, situado na região metropolitana da Salvador, alimentado por uma rede de distribuição em 34,5 kV.

O período de monitoramento foi de cerca de 4 meses, nos quais se verificou uma média de mais de 14 eventos mensais, mesmo considerando uma agregação temporal de 60 s. Este número é muito maior que os observados nas seções 2.5.1 e 2.5.2, cujas médias mensais

encontram-se entre 1 e 2 eventos, e reforça a idéia apresentada na seção 2.5.4 de que cada localidade deve ser avaliada criteriosamente com relação a frequência de ocorrência dos distúrbios.

A fig. 2.17 apresenta os resultados do monitoramento em termos de distribuição percentual acumulada em função da duração e da frequência. Este gráfico traz o percentual de afundamentos que possuem simultaneamente profundidade abaixo de determinado valor e duração acima de um dado limite. Por exemplo, 12% dos afundamentos tiveram simultaneamente tensão remanescente abaixo de 50% e duração acima de 0,2 s.

Se comparados aos dados da CEMIG, os distúrbios observados no consumidor baiano tendem a ser mais profundos. Cerca de 50% dos eventos registrados pela COELBA tiveram tensão remanescente abaixo de 70%. No registro da CEMIG, este número é de apenas 16%. Por outro lado, os fenômenos registrados pela COELBA são, em geral, de menor duração. Apenas 20% duram mais de 0,2 s, contra 85% da CEMIG.

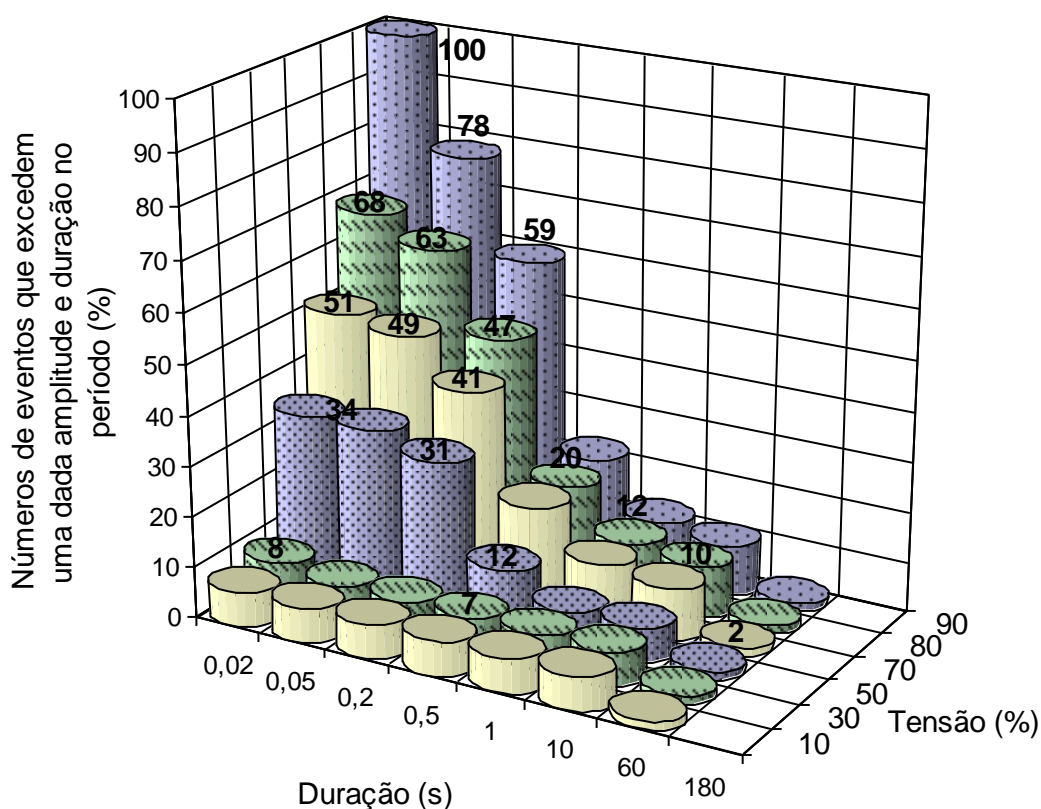


Figura 2.17: Distribuição percentual acumulada dos distúrbios em função da duração e da frequência, em um cliente industrial da COELBA.

2.6 Soluções

Existe uma grande variedade de soluções passíveis de serem utilizadas para se eliminar ou reduzir as paradas de processos devidas a distúrbios momentâneos de tensão e seus conseqüentes prejuízos. Podem ser adotadas soluções no sistema elétrico, nas cargas sensíveis ou através de dispositivos de compensação entre estes. A fig. 2.18 apresenta um diagrama da propagação do distúrbio pela rede e mostra, de forma genérica, as soluções passíveis de serem adotadas em cada elemento.



Figura 2.18: Propagação dos distúrbios momentâneos de tensão e soluções.

Para uma planta que será construída, a melhor forma de se prevenir o problema é através da aquisição de equipamentos menos sensíveis ao fenômeno, além do estudo adequado dos ajustes das proteções contra subtensões. De modo geral, soluções na carga tendem a ser as mais baratas, quando se mostram tecnicamente viáveis e efetivas.

Soluções estruturais no sistema elétrico são, de modo geral, as alternativas mais caras [6], especialmente para redes existentes. O custo de soluções através de condicionadores é muito variável, e depende da potência da carga a ser protegida, da profundidade e duração dos distúrbios a serem compensados, do tipo de compensador, entre outros fatores.

Nas seções seguintes serão apresentadas diversas soluções categorizadas pelo ponto de atuação no sistema:

- melhorias no sistema elétrico, visando reduções na frequência, duração e profundidade do fenômeno;
- melhorias na imunidade das cargas;

- soluções baseadas em condicionadores de energia. Dentre estas, destaca-se o compensador série, categoria em que se enquadra o D²iPS e que será abordada em detalhes no capítulo 3.

2.6.1 Melhorias no sistema elétrico

2.6.1.1 Redução do número de faltas

As principais causas de distúrbios momentâneos de tensão são curtos-circuitos ocorridos nos sistemas de distribuição e transmissão. A redução do índice destas faltas é uma forma efetiva de melhoria da qualidade do sistema elétrico, em termos de número de ocorrências de afundamentos e interrupções.

Uma vez que uma parcela muito significativa das faltas no sistema é ocasionada por descargas atmosféricas, a melhoria da imunidade da rede deve sempre ser uma medida a ser considerada. Dentre as alternativas para se alcançar esta melhoria encontram-se:

- instalação de cabos pára-raios em locais com altos índices de falhas por descargas atmosféricas [2];
- redução da resistência de aterramento das torres de transmissão diminuindo a ocorrência de falhas por *backflasovers* [2, 7];
- elevação dos níveis de isolamento das cadeias de isoladores;
- utilização de redes subterrâneas [20].

A última alternativa considerada possui a desvantagem do custo elevado de implantação e dificuldades de manutenção. Outras medidas que podem ser adotadas de modo a se reduzir a ocorrência de faltas:

- realização da poda regular de árvores localizadas nas proximidades das linhas de distribuição;
- aumento do espaçamento entre condutores de fase;
- utilização de cabo isolado em linhas de distribuição;
- instalação de proteções contra aproximação de animais.

Além das medidas que visam reduzir o número de afundamentos, é importante se avaliar aquelas que diminuam a profundidade e a duração. Tais medidas são apresentadas nas seções subsequentes.

2.6.1.2 Redução do tempo de mitigação de faltas

Redução do tempo de falta leva, naturalmente, à diminuição da severidade dos distúrbios momentâneos de tensão. Devido aos elevados tempos de abertura, os relés e

disjuntores de distribuição atuais mostram-se, de modo geral, incompatíveis com os equipamentos dos consumidores modernos [20]. Deve-se considerar a possibilidade de utilização de fusíveis limitadores. Tais dispositivos reduzem a corrente de falta e, portanto, diminuem a profundidade do afundamento. Além disso, possuem atuações mais rápidas que disjuntores convencionais. Outra possibilidade é a utilização de disjuntores de estado sólido, também conhecidos como SSBs (*Solid-State Breakers*).

Os SSBs são equipamentos de proteção baseados em dispositivos eletrônicos com altas capacidades de correntes, tais como tiristores e GTOs (*Gate Turn-off Thyristor*). A fig. 2.19 apresenta um diagrama esquemático do SSB. Durante a operação normal, a corrente flui por uma chave estática composta por 2 tiristores dispostos em antiparalelo. Na ocorrência de um curto-circuito, esta chave é desligada e a outra chave é disparada, desviando a corrente para um reator que a limita. Com a utilização deste dispositivo, é possível a redução da duração dos distúrbios para menos de um ciclo [2].

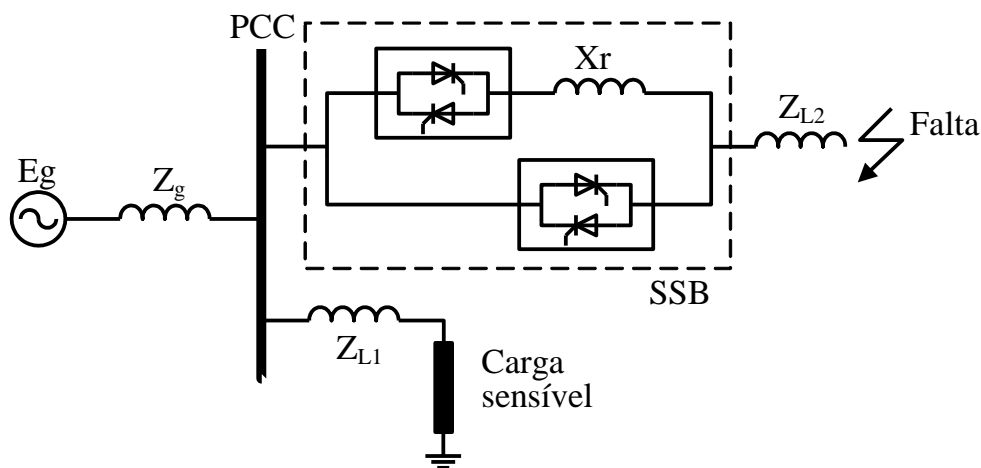


Figura 2.19: Diagrama esquemático de um SSB.

A seletividade entre disjuntores do sistema de distribuição é um agravante dos afundamentos de tensão, no que tange a duração. De modo a se evitar que faltas ocorridas em um determinado ponto do sistema provoquem interrupções desnecessárias em outras áreas, os tempos de abertura dos disjuntores aumentam gradativamente à medida em que se afastam da carga. Um sistema de distribuição radial com subestações em cascata, ilustrado na fig. 2.20, é um caso típico onde este tipo de coordenação é empregado. Tempos de abertura superiores a 0,5 s segundos são comuns. Existem técnicas de seletividade, como a seletividade por zona ou lógica, que reduzem os tempos de abertura dos disjuntores, através da comunicação entre os relés de disparo e tomada de decisão de abertura do dispositivo apropriado.

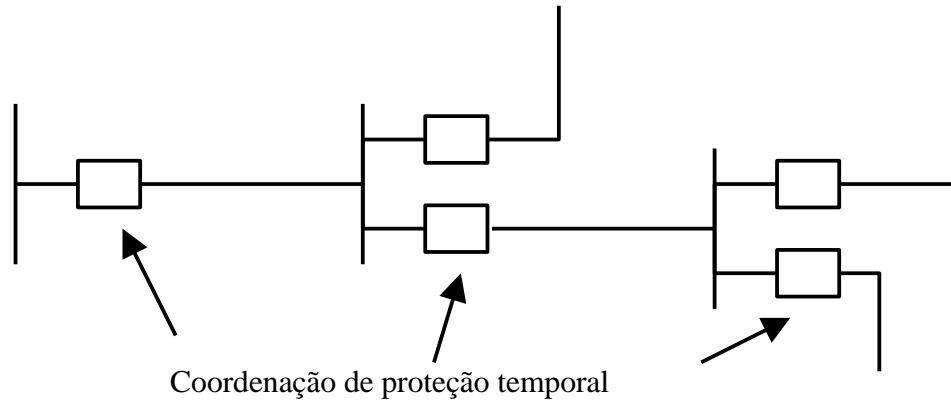


Figura 2.20: Sistema de distribuição radial com subestações em cascata.

É comum a existência de sistemas radiais duplos em média tensão, como o apresentado na fig. 2.21, onde várias cargas industriais são alimentadas por dois barramentos interligados por um *tie*, cada qual alimentado por um transformador distinto. Neste sistema, a utilização de um SSB como *tie* reduz a corrente de falta, além de reduzir em muito o tempo do distúrbio presenciado pelo barramento adjacente.

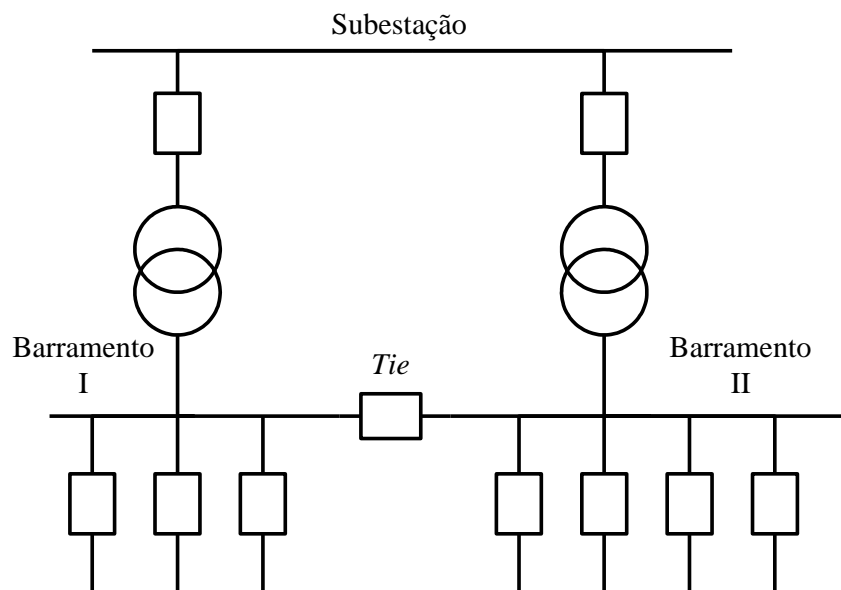


Figura 2.21: Sistema de distribuição radial duplo com disjuntor *tie*.

2.6.1.3 Projeto de redes

A estrutura mais comum para redes de distribuição é a radial. Tal estrutura possui a vantagem de permitir um sistema de proteção contra sobrecorrentes simples e barato. O desempenho deste tipo de sistema pode ser melhorado pela redução do número de linhas que partem de cada barramento. Isto reduz a probabilidade de ocorrência de sobrecorrentes vistas

por cada um, aumentando, em média, a distância entre o ponto de falta e as cargas, e diminuindo a profundidade dos afundamentos por estas vivenciados.

Uma opção é a alimentação de cargas sensíveis através de linha dedicada. Esta alternativa facilita a eventual instalação de condicionadores de energia, e pode ser aplicada também nas plantas industriais. Instalação de fusíveis limitadores ou reatores nas demais linhas reduz a profundidade dos eventuais distúrbios.

De modo a aumentar a disponibilidade aos consumidores, é habitual se implantar sistemas com linhas em anel ou em paralelo, como os apresentados na fig. 2.22. Estas topologias reduzem significativamente o número de interrupções. No entanto, tais configurações reduzem as impedâncias de falta, aumentando a severidade dos afundamentos.

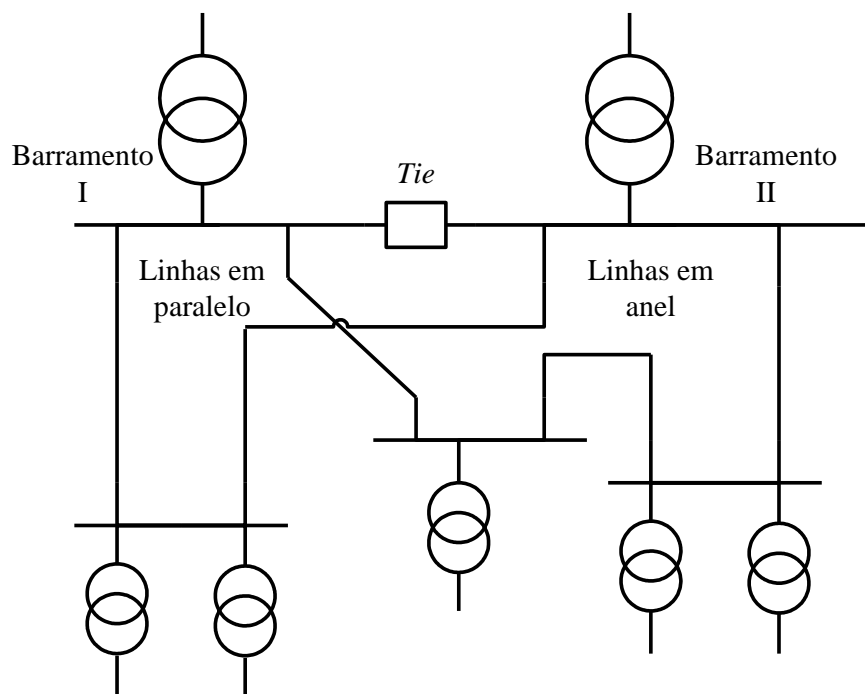


Figura 2.22: Redundância através de paralelismo e rede em anel.

Uma maneira de assegurar a redundância, sem piorar o desempenho da rede em termos de distúrbios momentâneos, é a alimentação do barramento através de duas fontes independentes, como ilustrado na fig. 2.23. A subestação II pode ser conectada a um gerador local ou a uma outra subestação. Com esta topologia, eleva-se o número de distúrbios momentâneos de tensão em relação a uma topologia sem redundância. No entanto, na ocorrência de um afundamento de tensão em uma subestação, a tensão no barramento é mantida a níveis elevados pela outra fonte. Tensões remanescentes na carga nunca são inferiores a 50% [20].

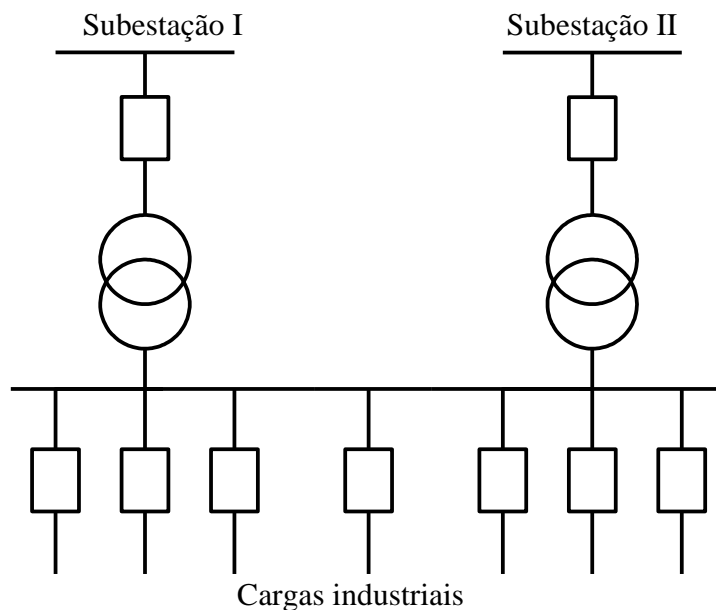


Figura 2.23: Sistema de distribuição com fontes independentes.

2.6.2 Aumento da imunidade das cargas

Antes de discutir as soluções existentes que visam o aumento da imunidade das cargas, é interessante saber quais são aquelas, normalmente, mais sensíveis em ambientes industriais e outros. Para tanto, os resultados apresentados pelo EPRI, obtidos dos estudos que conduziram à elaboração da norma SEMI F47, são bastante úteis. Cerca de trinta processos de produção de semicondutores foram monitorados. Contabilizaram-se os equipamentos que provocaram paradas de processo devido a distúrbios momentâneos de tensão. Os resultados encontram-se na tabela 2.6 [17].

Tabela 2.6: Proporção dos equipamentos que provocaram paradas de processo devido a distúrbios momentâneos de tensão, em estudo realizado pela EPRI.

Dispositivo ou elemento de equipamentos	Percentual	Detalhamento	
Dispositivos de manobra eletromecânicos	47%	Relés eletromecânicos	33%
		Contatores de potência	14%
Fontes de alimentação CC	19%	Computadores	7%
		CLPs	7%
		E/S	5%
Fontes de alimentação CA	12%		
Bombas de vácuo	12%		
Bombas convencionais	7%		
Acionamentos CA	2%		

Contatores, CLPs, computadores e outros dispositivos relacionados a controle de processos mostraram-se os elementos mais sensíveis nas indústrias de semicondutores. Tais elementos estão presentes em abundância na maioria das indústrias modernas. De modo geral, a carga representada por estas é uma fração pequena da carga total do processo, se comparada ao consumo de cargas eletromecânicas, de aquecimento, ventilação, iluminação, etc. Separar os circuitos de alimentação de tais cargas é uma boa prática para se combater problemas relacionados a distúrbios de tensão. Na necessidade de instalação de condicionadores de energia, tal procedimento permite a redução de custos através da diminuição dos níveis de potência desses.

A exigência de curvas de imunidade a distúrbios momentâneos de tensão, junto as fornecedores, é uma medida a ser tomada no momento da aquisição de equipamentos. Muitos fabricantes, dos mais variados produtos, garantem níveis de imunidade de acordo com ITIC, F47 ou mesmo sob critérios mais rigorosos.

Em muitas situações, o mau funcionamento de processos industriais se deve a atuações indevidas de relés de proteção de subtensão e de desequilíbrio de fases. O estudo e ajuste adequado da sensibilidade destes relés devem ser realizados. Soluções em particular, para alguns dos equipamentos mais afetados, são apresentadas na seqüência.

2.6.2.1 Computadores, CPLs e equipamentos eletrônicos

A fonte de computadores e de outros dispositivos de baixa potência é composta, normalmente, por um retificador monofásico em ponte a diodo, seguido por um regulador CC-CC. No caso de uma interrupção da tensão de entrada, o equipamento pode ainda funcionar por algumas dezenas de milissegundos, em virtude da energia armazenada no banco de capacitores. No caso de uma redução repentina do nível de tensão, o banco de capacitor descarrega-se gradativamente até o novo nível de tensão, em que os diodos do retificador voltam a conduzir. Se o nível de tensão do barramento cai abaixo de um determinado valor, ocorrerá mau funcionamento do equipamento.

A descarga gradativa do banco de capacitores pode ser usada de forma favorável para o aumento da imunidade dos dispositivos à variação momentânea de tensão. A escolha adequada da capacitância do banco permite níveis de imunidade compatíveis com os níveis estabelecidos pelas curvas padronizadas ou maiores. Existem diversos fabricantes no mercado em conformidade com normas como a F-47, ou que informam claramente os níveis de imunidade de seus equipamentos.

2.6.2.2 Acionamentos CA

Acionamentos CA são normalmente compostos por um retificador trifásico a diodos, que converte a tensão alternada da rede em contínua, seguido por um inversor de frequência, que converte a tensão contínua resultante em uma tensão alternada variável em amplitude e frequência. Entre o retificador e o inversor existe um banco de capacitores, que realiza a interface entre os conversores, suavizando as componentes de baixa e alta frequência da ondulação da tensão do barramento CC.

Durante afundamentos trifásicos, os capacitores descarregam rapidamente, de modo similar ao fenômeno presenciado em pequenas fontes monofásicas. O fator agravante neste caso é o elevado nível de potência normalmente envolvido. Se o acionamento mantiver a tensão da carga em níveis adequados, sua corrente de entrada pode se elevar muito, o que pode provocar a queima de fusíveis de proteção ou disparo de relés de sobrecorrente que desligariam o equipamento. O projeto adequado dos elementos de potência do retificador e do barramento pode resolver tal problema. É comum entre inversores comerciais a especificação de sobrecorrentes de 1,5 vezes a corrente nominal, por 1 minuto.

Outro problema é o pico de corrente associado à recuperação da tensão de entrada. Além de causar estresse nos diodos do retificador e nos capacitores do barramento, tal fenômeno pode provocar o desligamento do conversor pela atuação de dispositivos de proteção contra sobrecorrente, ou atuação preventiva de dispositivos de proteção contra subtensão do barramento CC. Tal problema pode ser resolvido pela adição de reatores limitadores de corrente no barramento CC ou na entrada do retificador e redução do nível de disparo da proteção contra subtensão.

Durante afundamentos bifásicos ou monofásicos, raramente a tensão da fase com maior amplitude cai abaixo de 80% [20]. A tensão média do barramento não cairá muito abaixo deste valor e o importante é conseguir manter a ondulação da tensão CC em níveis aceitáveis. Isto pode ser conseguido através da escolha apropriada da capacitância do barramento.

Outro problema observado em acionamentos CA é a redução do conjugado ou da velocidade de máquinas alimentadas por estes, durante afundamentos. Em muitas aplicações tal fenômeno não pode ser tolerado. Existem diversas soluções propostas e implementadas para a solução deste problema, das quais se destacam:

- adição de capacitores ao barramento CC;
- utilização da inércia da carga;
- utilização de motores de menor tensão nominal;

- utilização de retificador trifásico ativo (PWM) ao invés de retificador a diodos;
- adição de regulador *boost* entre retificador e barramento CC;
- emprego de tecnologias de armazenamento de energia, tais como baterias, supercapacitores, células de combustível, discos de inércia e bobinas supercondutoras.

A escolha da tecnologia empregada depende de diversos fatores, tais como duração e profundidade dos distúrbios a serem compensados, custo de aquisição e manutenção, dimensões, eficiência, entre outros.

2.6.2.3 Acionamentos CC

Acionamentos CC são, normalmente, compostos por retificadores trifásicos controlados a tiristores, para a alimentação da armadura da máquina CC, e retificadores monofásicos em ponte a diodos, usados para a alimentação do circuito de campo. A tensão média da máquina é controlada pelo ângulo de disparo dos tiristores.

Acionamentos CC são mais sensíveis a distúrbios momentâneos de tensão que acionamentos CA, devido à inerente ausência de elementos de armazenamento de energia, salvo a própria inércia da máquina acionada [20]. Este tipo de acionamento é utilizado tipicamente em processos sensíveis a variação de velocidade. O acréscimo de capacitores junto aos terminais da máquina não é uma alternativa viável, uma vez que reduz sensivelmente a faixa de passagem do sistema de controle. Além da baixa imunidade à variação da amplitude, saltos de fase podem causar mau funcionamento do sistema de controle de disparo dos tiristores. Algumas soluções para o aumento da imunidade dos acionamentos CC a distúrbios momentâneos de tensão são:

- utilizar motores de menor tensão nominal;
- melhoria dos algoritmos de controle dos ângulos de disparo dos tiristores;
- utilização de sistemas condicionadores de energia.

2.6.2.4 Contatores

Conforme verificado na tabela 2.6, aberturas indevidas de contatores e relés eletromecânicos são, provavelmente, os principais problemas relacionados ao mau funcionamento de processos devido a distúrbios momentâneos de tensão. A utilização de bobinas alimentadas por corrente contínua, suprida por fontes com níveis de imunidade apropriados é uma alternativa interessante. Além disso, diversos fabricantes de contatores oferecem equipamentos com bobinas com faixa larga de tensão de operação [21], ou com certificações de atendimento a normas específicas, tais como a SEMI-F47 [17].

2.6.2.5 Motores

O estudo de efeitos de distúrbios momentâneos de tensão em motores síncronos e de indução é relativamente complexo. Uma fonte evidente de problemas é a redução do conjugado das máquinas e conseqüente redução da velocidade do eixo, que pode não ser tolerada pela carga. Para cargas sensíveis, o aumento da inércia total através de discos girantes pode ser adotado. Em cargas com variação de velocidade, as alternativas apresentadas na seção 2.6.2.2 podem ser adotadas.

Muitas instalações industriais possuem um elevado número de máquinas, onde a partida simultânea de um grupo grande destas não é permitida. Esta restrição pode ser devida às limitações da própria instalação, ou à imposição da concessionária. A retomada de aceleração, conseqüente do restabelecimento da tensão após um afundamento momentâneo de tensão, pode elevar a demanda de potência a níveis proibitivos, o que normalmente provoca atuação de proteções contra sobrecorrentes. Para se evitar este problema, relés de subtensão são instalados de modo a desligar as máquinas. Uma alternativa interessante é o desligamento de cargas não essenciais na ocorrência da subtensão, mantendo as cargas prioritárias funcionando, mas garantindo a reserva de potência necessária à retomada das cargas essenciais.

2.6.2.6 Lâmpadas de descarga

Alguns tipos de lâmpadas de descarga gastam alguns minutos para voltar à operação após um afundamento de tensão severo [13]. Uma solução viável é a alimentação de lâmpadas em locais estratégicos através de sistemas de energia ininterrupta. Outra solução seria a instalação de lâmpadas menos sensíveis em locais com alto índice de distúrbios.

2.6.3 Soluções baseadas em condicionadores de energia

Existe uma vasta gama de sistemas condicionadores de energia propostos e disponíveis no mercado. A finalidade destes sistemas pode ser isolar equipamentos dos distúrbios transitórios do sistema ou das componentes harmônicas indesejadas, aumentar imunidade a distúrbios momentâneos de tensão, ou mesmo, prover as cargas com uma fonte secundária, no caso de interrupções.

Para fins de maior clareza, os sistemas de condicionamento de energia podem ser divididos em 3 grupos:

- sistemas eletromecânicos que utilizam máquinas rotativas, tais como grupo motor-gerador e UPS rotativo;

- sistemas baseados em transformadores, onde se destacam o transformador ferro-ressonante e o transformador com transferência eletrônica de *taps*;
- sistemas que utilizam inversores de frequência, tais como os UPS *on-line* e *off-line*, sintetizadores magnéticos, compensadores em derivação (*shunt*) e compensadores série.

Cada um destes sistemas será discutido nas seções subseqüentes.

2.6.3.1 Conjunto motor-gerador

Em sistemas com conjunto motor-gerador, a carga fica completamente isolada do sistema elétrico. Um motor de indução ou síncrono aciona um gerador síncrono. Este gerador, por sua vez, alimenta a carga sensível. Tal sistema, naturalmente, isola a carga de distúrbios transitórios do sistema e de componentes harmônicas presentes na rede ou impede que as geradas pela carga poluam o sistema. Para a elevação do nível de imunidade a distúrbios momentâneos de tensão, um disco de inércia é acoplado ao eixo que interliga as duas máquinas [7], conforme diagrama da fig. 2.24. A energia cinética rotacional do disco permite a manutenção do nível tensão de saída do gerador dentro de limites toleráveis, por um determinado período, que dependerá da demanda da carga e da energia armazenada.

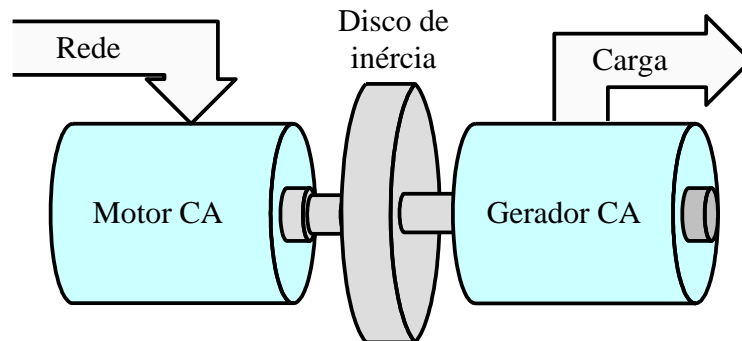


Figura 2.24: Diagrama esquemático de um conjunto motor gerador.

Um fabricante comercial produz conjuntos motor-gerador em blocos de 15 kVA a 35 kVA, podendo ser ligados em paralelo de modo a se aumentar a capacidade total. A capacidade de manutenção da tensão de saída é tipicamente de 15 s, na ausência de tensão de entrada [19].

Além de aumentar a imunidade a afundamentos, o conjunto motor-gerador pode, ainda, ser utilizado para regulação da tensão de saída. Outras vantagens deste sistema são o baixo custo de aquisição e o tempo elevado de manutenção da tensão de saída sob distúrbios

momentâneos (vários segundos). As desvantagens são o espaço ocupado pelo conjunto, o ruído por este gerado e os elevados custos de manutenção [20].

2.6.3.2 UPS rotativo

O UPS (*Uninterruptible Power Supply*) rotativo é muito similar ao conjunto motor-gerador. Um motor de indução ou síncrono aciona um gerador síncrono. Este gerador, por sua vez, alimenta a carga sensível. No UPS rotativo, o disco de inércia pode ou não existir. Do ponto de vista de isolamento entre rede e carga não existe diferenças entre os sistemas. A principal diferença encontra-se na presença de uma máquina CC acoplada ao eixo do motor CA, conforme apresentado no diagrama esquemático da fig. 2.25. Em condições de normalidade da rede, a máquina CC opera como gerador, armazenando energia em um banco de baterias ou outro sistema de armazenamento de energia. Na ocorrência de uma interrupção ou variação momentânea, a máquina CC comporta-se como motor, mantendo a operação do gerador síncrono e garantindo a qualidade da tensão da saída [7].

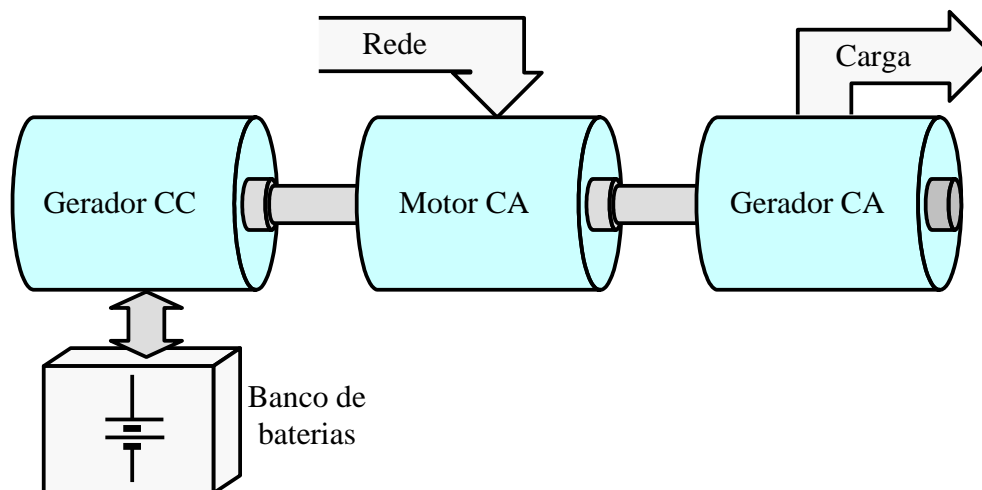


Figura 2.25: Diagrama esquemático de um UPS on-line rotativo.

Para aplicações entre 30 kVA a 10 MVA, um UPS rotativo custa aproximadamente US\$500,00 /kVA. O custo de manutenção varia entre 5% e 7% do investimento inicial [22].

2.6.3.3 Transformador ferro-ressonante

Também conhecido como CVT (*Constant Voltage Transformer*), funciona como um transformador com relação de espiras unitária, porém operando em um ponto elevado da curva de magnetização. Isso faz com que variações da tensão do primário não provoquem variações significativas na tensão de saída. Neste equipamento, é necessária a inserção de um

capacitor nos terminais do secundário do transformador, de modo a manter o ponto de operação acima do “joelho” da curva de magnetização [20], conforme fig. 2.26.

Esta solução é indicada para cargas constantes de baixa potência. A aplicação deste equipamento para proteção de cargas variáveis, principalmente aquelas com níveis elevados de corrente de magnetização, pode trazer problemas de sobretensão, devido à perda de sintonia do circuito de saída [2]. Para aplicações de até 5 kVA, um CVT custa aproximadamente US\$1.000,00 /kVA e o custo de manutenção anual é em torno aproximadamente 10% do custo inicial de aquisição [22].

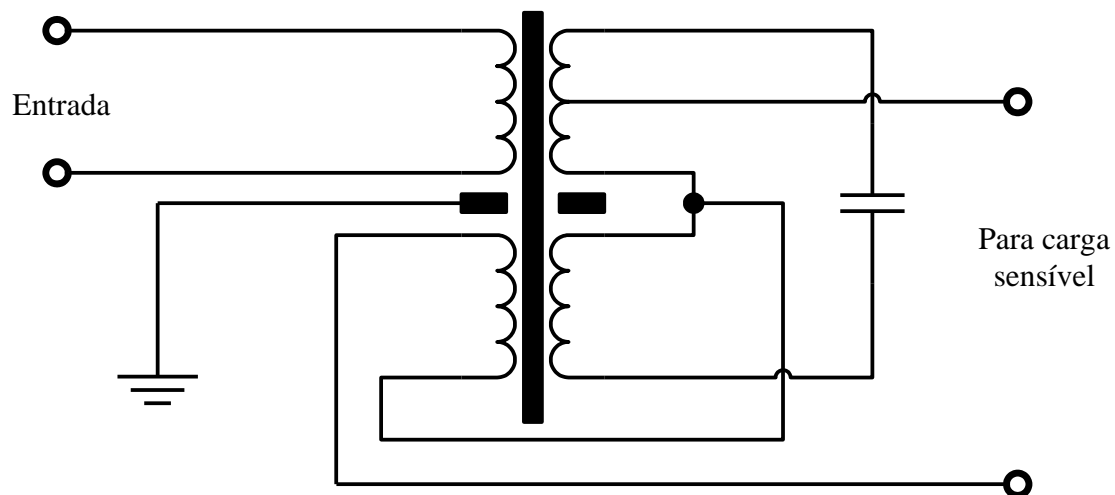


Figura 2.26: Circuito típico de um transformador ferro-ressonante.

2.6.3.4 Soluções baseadas em transformadores convencionais e auto-transformadores

A filosofia do transformador com transferência eletrônica de *taps*, apresentada na fig. 2.27, é a mesma dos transformadores com mudança automática de *taps* usados em sistema de distribuição para realizar regulação de tensão. A principal diferença encontra-se na substituição das chaves eletromecânicas por dispositivos eletrônicos, normalmente chaves CA compostas por tiristores. Uma vez que as chaves a tiristores só comutam uma vez a cada meio ciclo, existe um atraso desta ordem de grandeza entre a detecção do distúrbio de tensão e a atuação do compensador.

Embora este sistema possa compensar afundamentos relativamente profundos e promover regulação de tensão, não é capaz de compensar interrupções, mesmo com durações muito curtas. Outra desvantagem é o atraso de atuação inerente, que pode não ser tolerado por certas cargas sensíveis.

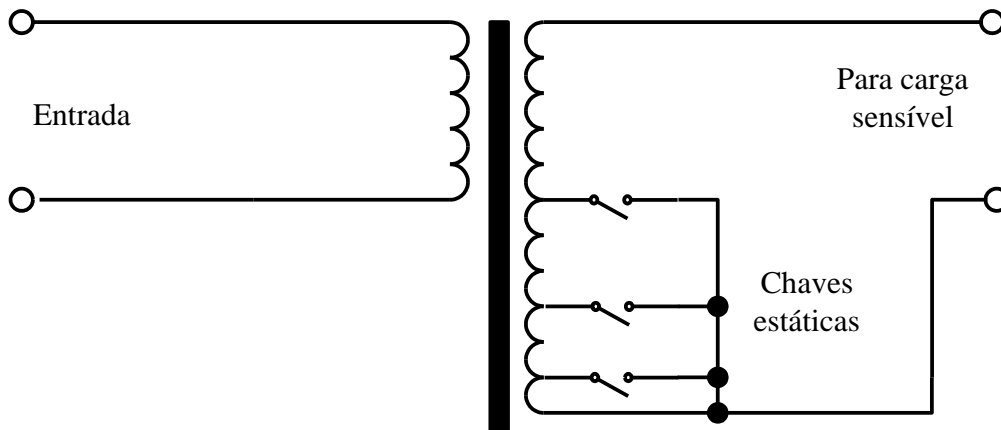


Figura 2.27: Transformador com transferência eletrônica de *taps*.

Uma alternativa à solução apresentada é o uso de um autotransformador ao invés do transformador, como ilustrado na fig. 2.28a. Uma vantagem deste sistema é o aumento da eficiência, uma vez que a corrente de carga, em condições normais de operação, passa pela chave de *by-pass*, estando o transformador operando a vazio. Em condições de distúrbios, a chave de *by-pass* se abre. A chave apropriada para recompor a tensão de carga se fecha. A tensão de saída será a somatória da tensão de entrada com a de secundário do autotransformador. O autotransformador e as chaves CA, salvo a de *by-pass*, podem ter suas dimensões reduzidas, uma vez que só operam sob carga por curtos intervalos de tempo.

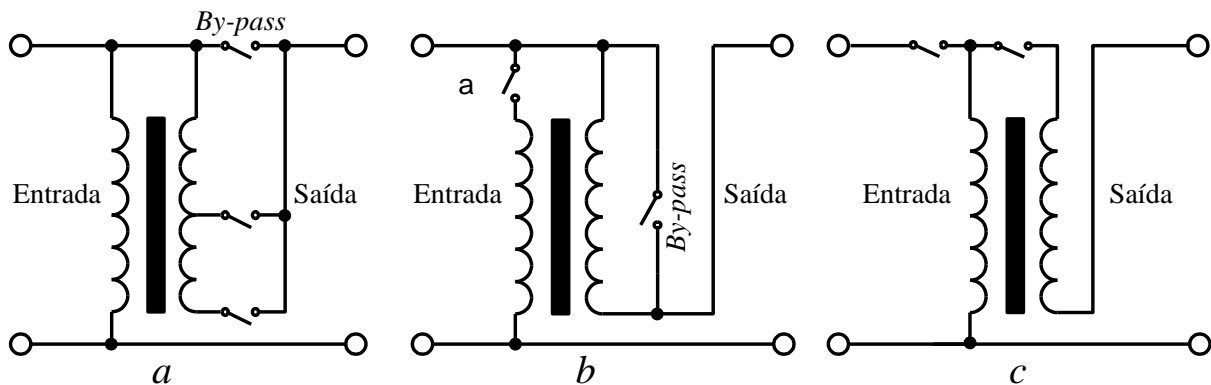


Figura 2.28: Autotransformador com transferência eletrônica da *taps* (a), autotransformador com regulação da tensão de saída por variação do ângulo de disparo de chave estática CA (b) e transformador com regulador de tensão baseado em IGBT (c).

Outra topologia de compensador baseada em autotransformador é apresentada na fig. 2.28b. Nesta configuração, a chave representada por “a” e composta por tiristores em antiparalelo, assim como a já citada chave CA. No entanto, esta chave não opera de modo discreto (ligada ou desliga). O ângulo de disparo dos tiristores é controlado de modo a regular

a tensão de saída. A forma não senoidal da saída pode trazer problemas para a carga e para o sistema que devem ser contornados pela adição de filtros apropriados.

Topologias como as apresentadas nas figs. 2.28a e 2.28b, podem não funcionar adequadamente em condições de variações transitórias e distorções da tensão de entrada. Isto se deve à baixa faixa de passagem do controle, ditada pela frequência da rede, e pela dificuldade de estimação do ângulo de disparo ótimo, nestas condições [23]. Uma alternativa é o condicionador proposto na fig. 2.28c, onde as chaves são comutadas alternadamente em frequências relativamente elevadas, da ordem de kHz. A tensão de saída é dada por:

$$V_{CARGA} = V_{REDE} (1 + a.D) \quad (2.13)$$

, onde a é a relação de espiras do transformador e D é a razão entre o período de chaveamento e tempo de condução da chave superior. A desvantagem deste sistema em relação aos anteriores é a necessidade de se compor chaves totalmente controladas bidirecionais em tensão e corrente, o que eleva o custo do equipamento.

2.6.3.5 UPS estático

Os sistemas de energia ininterrupta, onde se incluem o UPS rotativo e o UPS estático, são as soluções mais amplamente difundidas para problemas de deterioração da qualidade da energia [2]. Os UPSs estáticos são conhecidos no Brasil como *no-breaks*. Tais equipamentos podem ser classificados como *on-line* ou *off-line*.

O UPS estático *on-line* consiste de um retificador, normalmente a diodos, seguido de um inversor de frequência, conforme apresentado na fig. 2.29. Um sistema de armazenamento de energia é conectado ao barramento CC e é usualmente composto por um banco de baterias. Em condições normais da tensão da rede, a potência requerida pela carga é fornecida integralmente por aquela. Na ocorrência de um afundamento de tensão ou interrupção, o sistema de armazenamento de energia mantém a tensão do barramento CC constante, fornecendo a potência demandada pela carga. Dependendo da capacidade do sistema de armazenamento, a carga pode ser alimentada por minutos ou horas.

A grande vantagem da configuração *on-line* é que o equipamento promove a isolação entre o sistema de alimentação e a carga. Desta forma, nenhum distúrbio de qualidade de energia presente na rede afeta a carga sensível. Uma desvantagem é a eficiência, uma vez que seu consumo é permanentemente somado ao da carga. Outra desvantagem deste sistema, também comum ao UPS *off-line*, é o custo de aquisição e manutenção do banco de baterias, além do volume relativamente elevado.

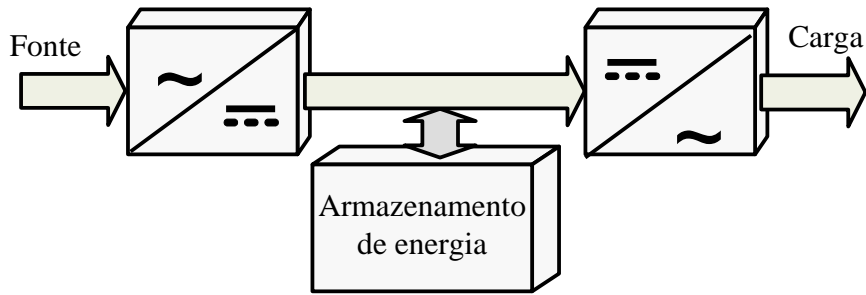


Figura 2.29: Diagrama esquemático de um UPS *on-line*.

O diagrama esquemático do UPS *off-line* é apresentado no fig. 2.30. Neste sistema, chaves de transferência são utilizadas para alternar o fornecimento de energia entre a rede e o UPS. A vantagem deste sistema é o aumento da eficiência energética. A grande desvantagem encontra-se no transitório de inserção, que pode inviabilizar este sistema para certas cargas sensíveis.

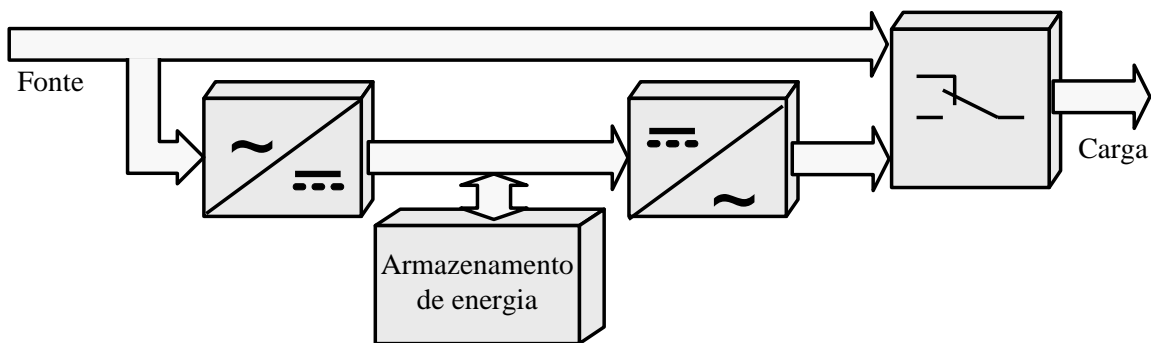


Figura 2.30: Diagrama esquemático de um UPS *off-line*.

Para aplicações de até 10 MVA, um UPS custa aproximadamente US\$500,00 / kVA. O custo de manutenção varia entre 15%, para níveis de potência maiores (acima de 10 kVA) e 25% para baixas potências [22].

2.6.3.6 Sintetizador magnético

A fig. 2.31 apresenta um diagrama esquemático de um sintetizador magnético. A transferência de energia e isolamento em relação à rede é obtida por indutores não lineares. A tensão de saída é obtida pela combinação de pulsos de tensão de transformadores saturados. A energia é armazenada nos transformadores e capacitores. Um transformador zig-zag realiza a interface do equipamento com a carga [6]. O custo elevado de tais sistemas só os torna viáveis em altas potências.

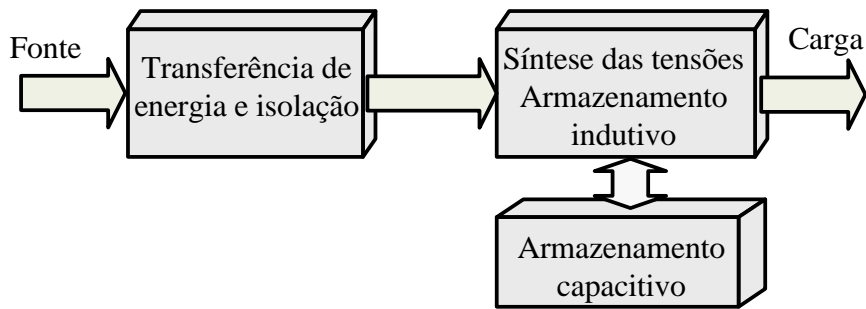


Figura 2.31: Diagrama esquemático de um sintetizador magnético.

2.6.3.7 Compensador em derivação (*shunt*)

O princípio básico do compensador em derivação ou compensador *shunt* é o controle de uma fonte de corrente colocada junto à carga de modo a funcionar como uma carga adicional para o sistema. Tal fonte de corrente é normalmente composta por um reator cuja corrente é controlada por um conversor CSI (*Current Source Inverter*), composto por chaves totalmente controladas, bidirecionais em tensão. Tais chaves são normalmente IGBTs com diodo série, ou GTOs (para aplicações em potências elevadas).

Sendo a corrente de entrada a somatória da corrente de carga com a do compensador, pode-se controlar a corrente do sistema de modo a efetuar correções do fator de potência e filtragem ativa das componentes harmônicas. Estas, normalmente, são as principais aplicações de compensadores *shunt*, cujo diagrama esquemático é apresentado na fig. 2.32.

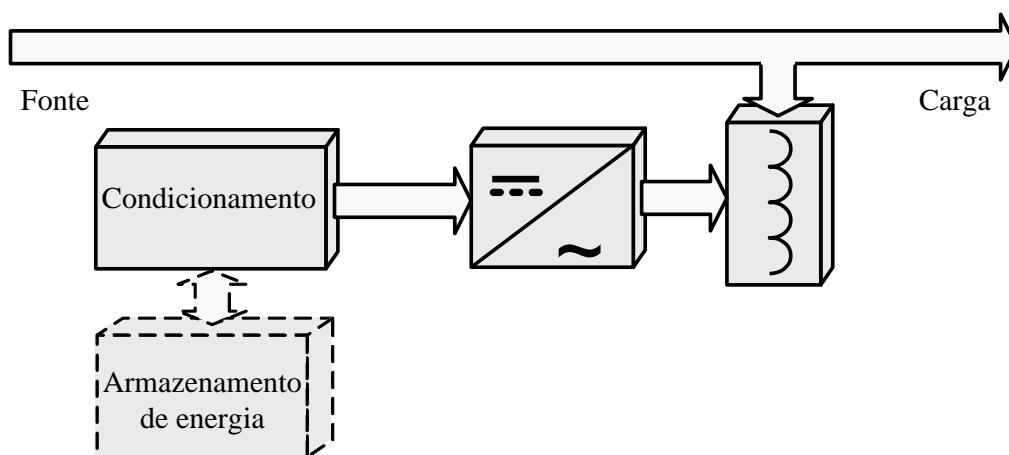


Figura 2.32: Diagrama esquemático de um compensador *shunt*.

É possível realizar compensação de distúrbios momentâneos e regulação de tensão através de compensadores *shunt*. A tensão da carga pode ser controlada indiretamente através da aplicação da corrente apropriada no reator. O nível de corrente necessário depende da

impedância do sistema, cujo valor nem sempre é conhecido de antemão. A corrente necessária para se atingir o nível de tensão adequado pode ter valores muito elevados, dependendo desta impedância. Para evitar este problema, um reator é inserido em série com a carga e com o reator *shunt*, como proposto em [24, 25, 26]. Este componente possui impedância significativamente maior que valores típicos para a rede. O principal inconveniente desta solução é a queda de tensão provocada pela própria corrente de carga atravessando tal reator, conforme pode ser observado em [26].

Da mesma forma que em um UPS, os sistemas de armazenamento de energia do compensador *shunt* podem ser diversos. Em [25], é apresentado um protótipo com sistema supercondutor de armazenamento de energia, conhecido como SMES (*Superconducting Magnetic Energy Storage*). As vantagens deste sistema em relação a baterias são as dimensões reduzidas e a menor necessidade de manutenção. A principal desvantagem é a necessidade de resfriamento do núcleo supercondutor, que deve ser mantido a temperaturas bem abaixo de 0°C.

Em [26] é apresentado um equipamento cujo elemento armazenador de energia é um disco de inércia. Este equipamento, denominado “condicionador de energia”, foi desenvolvido pela Sotrec/Caterpillar e seu diagrama esquemático é apresentado na fig. 2.33.

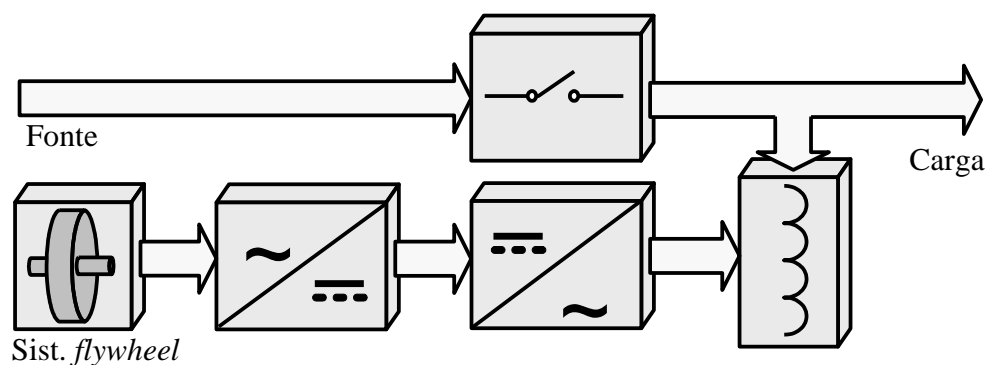


Figura 2.33: Diagrama esquemático de um condicionador de energia produzido pela Sotrec/Caterpillar.

Uma chave CA estática é inserida entre a fonte e o conjunto carga / compensador *shunt*. Esta chave encontra-se normalmente fechada, de modo que o equipamento é capaz de efetuar regulação de tensão e filtragem de harmônicos. Na ocorrência de variação momentânea de tensão ou interrupção, a chave CA é aberta e o compensador atua como um UPS.

As principais vantagens deste sistema é a possibilidade de diminuição das dimensões do reator em série com a rede e redução da corrente necessária para a compensação da tensão de

carga. Como desvantagens podem ser citados o número excessivo de dispositivos semicondutores e a necessidade do equipamento fornecer toda a potência da carga, o que traz impactos em suas dimensões e custo, inclusive para o sistema de armazenamento de energia.

2.6.3.8 Compensador série

A fig. 2.34 apresenta o diagrama básico de um compensador série. Diferentemente de um compensador em derivação, que se comporta como uma fonte de corrente em paralelo com a carga, o compensador série possui o comportamento de uma fonte de tensão em série com esta.

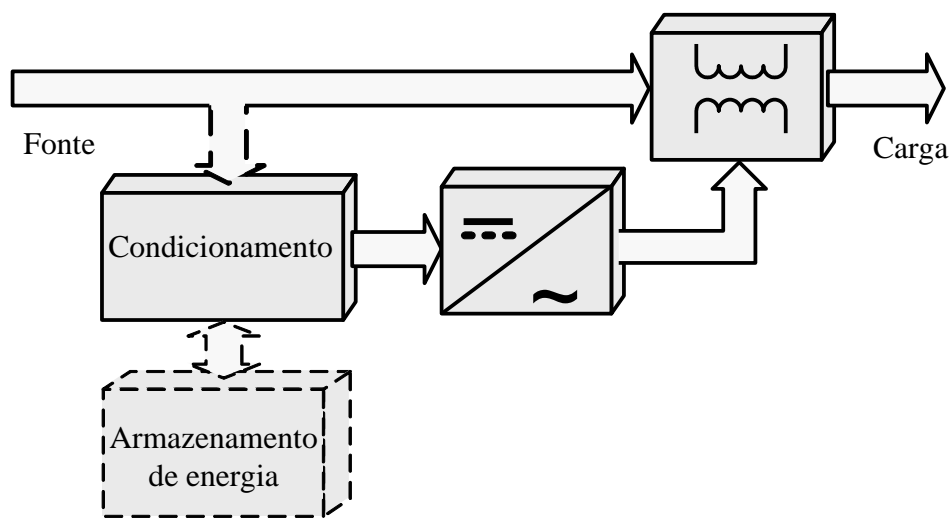


Figura 2.34: Diagrama esquemático de um compensador série.

Enquanto compensadores em derivação possuem como principais aplicações a filtragem de harmônicos, compensação de reativos e redução de efeito *flicker*, os compensadores série possuem vantagens na compensação de distúrbios momentâneos de tensão e bloqueio de harmônicos. Pode-se dizer, de forma genérica, que compensadores em derivação são adequados para a redução de perturbações na rede em virtude de correntes distorcidas de carga, enquanto que compensadores série protegem a carga de problemas de qualidade da energia da rede [27].

As principais vantagens dos compensadores série em relação a UPSs advêm dos menores custos de aquisição e manutenção e das suas dimensões reduzidas. As características que merecem destaque no relativo baixo custo do compensador série são:

- a potência fornecida pelo equipamento é uma fração da potência requerida pela carga, uma vez que uma parcela é fornecida pela própria fonte;

- pode-se reduzir ou eliminar o armazenamento de energia do compensador, uma vez que a energia fornecida pelo compensador pode advir da própria rede em distúrbio;
- a diminuição do tempo máximo de compensação pode reduzir em muito as dimensões dos elementos de potência do compensador, tais como semicondutores, cabos, dispositivos de manobra, etc. Além disso, elementos de dissipação térmica como ventiladores e dissipadores de calor podem ser dispensados.

Os compensadores série serão discutidos em detalhe no capítulo 3. Diversas topologias serão abordadas e ficarão claros os critérios que levaram à concepção do Di²PS: alternativa para compensadores série de baixa tensão.

2.7 Técnicas para tomada de decisão da solução mais apropriada

A escolha apropriada do sistema de compensação de distúrbios momentâneos de tensão depende de um número muito grande de variáveis e, portanto, é complexa. São necessárias informações sobre a qualidade do sistema de energia, da sensibilidade da carga, dos prejuízos causados por cada falha, dos custos de aquisição e manutenção de cada solução, entre outros.

Basicamente, a escolha da alternativa mais apropriada é um exercício de economia: deve-se calcular os prejuízos econômicos advindos dos eventos de qualidade da energia e compará-los com os custos em aquisição e manutenção das soluções. Em [22] é apresentada uma metodologia indicando cada etapa necessária para se atingir o objetivo. A fig. 2.35 reproduz um fluxograma baseado nas etapas propostas nesta referência. Cada uma destas será discutida em maiores detalhes nas subseções subseqüentes. No entanto, é oportuno salientar duas questões destacadas no fluxograma:

- quanto custa cada tecnologia?
- quanto cada tecnologia melhora o desempenho do processo?

O objetivo principal deste trabalho está diretamente ligado a estas duas questões: deseja-se projetar um equipamento com o menor custo possível que seja capaz de proteger cargas contra um número significativo dos eventos de qualidade, de modo a melhorar a relação custo-benefício do investimento empregado na solução.

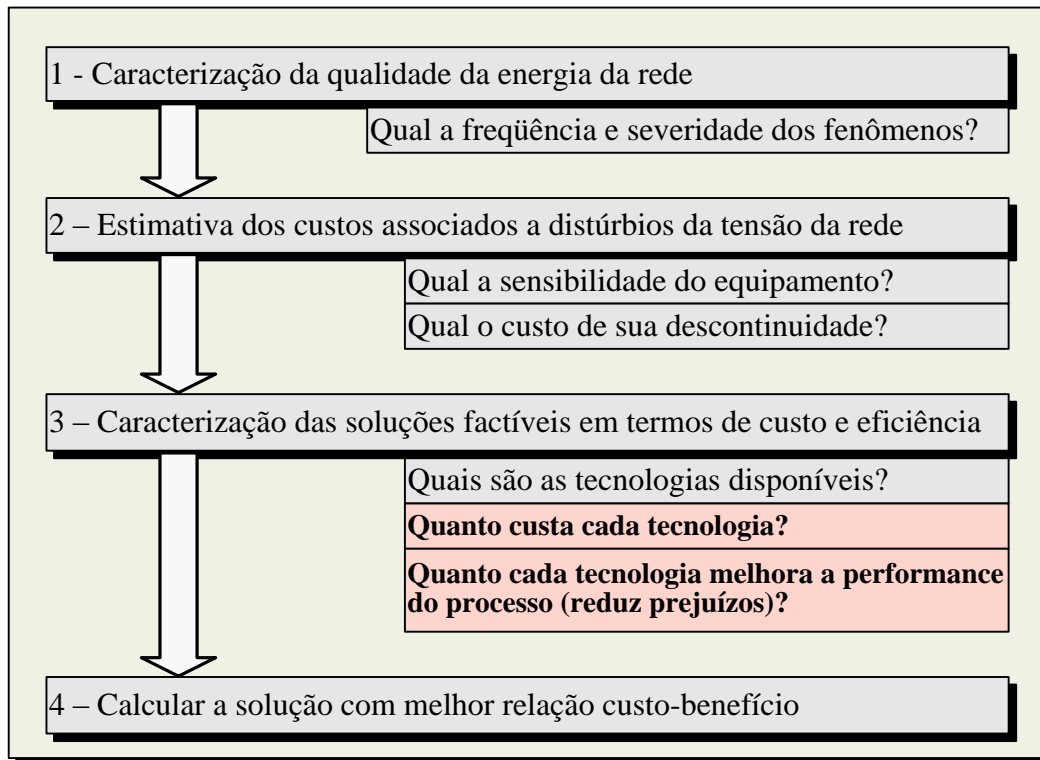


Figura 2.35: Fluxograma da escolha da solução do problema de qualidade da energia.

2.7.1 Caracterização da qualidade da energia da rede

Através dos dados reais de monitoramento apresentados na seção 2.5, verifica-se a enorme discrepância que existe entre as características dos distúrbios, nas mais diversas localidades. Fica evidente a necessidade do conhecimento específico destas características em uma dada localidade, para a avaliação dos prejuízos econômicos associados e determinação das melhores soluções.

Métodos de caracterização da qualidade da energia, no que tange a distúrbios momentâneos e interrupções, foram amplamente discutidos na seção 2.4. Os três principais indicadores apresentados, que podem ser úteis na análise de impactos econômicos nos consumidores são:

- índices de energia;
- índices SARFI;
- tabelas duração-profundidade.

É sabido que os prejuízos provocados por afundamentos a uma planta dependem tanto da profundidade e duração do fenômeno quanto da frequência de ocorrência. Índices de energia, tais como o SEI, embora possam ser úteis para avaliação da qualidade da rede como um todo, são pobres para a avaliação de impactos econômicos, uma vez que agrupam as

variáveis citadas. A utilização dos índices com intervalos temporais, propostos na seção 2.4.2.3 melhoram a qualidade da informação.

Índices SARFI, tais como o SARFI-CBEMA, podem ser úteis, mas para isso é preciso assegurar que as diversas cargas do processo sob risco de mau funcionamento possuam curvas de sensibilidade equivalente à curva padronizada. Desta forma, o número do índice corresponde ao número total de falhas do processo, em um determinado período. No entanto, na maioria das plantas industriais, a sensibilidade das cargas é variada, assim como o impacto do mau funcionamento de cada uma no processo.

A melhor alternativa para a caracterização da qualidade da tensão para fins de avaliação de impacto econômico é o uso de tabelas duração-profundidade. Com elas, juntamente com as curvas de sensibilidade das cargas, é possível identificar o número de falhas de cada elemento do processo. Desta forma, pode-se obter maior precisão dos resultados da análise econômica.

O grande gargalo existente em quaisquer das alternativas apresentadas é a obtenção, por parte do consumidor, dos indicadores necessários. A obtenção de estimativas anuais através de histórico de eventos é um processo moroso e a utilização de processos estocásticos depende do conhecimento profundo da rede em que a carga está inserida e do histórico de falhas nesta. Seria ideal que as concessionárias possuíssem tais informações, mas na maioria das vezes isso não ocorre.

2.7.2 Estimativa dos custos associados a distúrbios de tensão da rede

São diversos os custos associados ao mau funcionamento de uma planta devido a problemas de qualidade da energia. Na seção 2.3, diversas fontes de prejuízo foram citadas, tais como retomada da produção, danos causados a materiais, danos causados a plantas, operação de equipamentos de geração auxiliar, perda de qualidade de produto, insatisfação de clientes, entre outros. Muitos destes prejuízos não são facilmente mensuráveis e suas estipulações dependem de esforço conjunto de equipes técnicas, administrativas e gerenciais da empresa.

Uma vez identificados os potenciais prejuízos associados ao mau funcionamento de cada processo, faz-se necessário associar cada evento, caracterizado por sua duração e profundidade, aos correspondentes prejuízos. Esta atividade não é trivial, pois uma planta possui diversos processos e cada um destes é composto por diversos equipamentos. A missão é verificar a sensibilidade de cada um e avaliar o impacto destes no funcionamento global da planta. Em [28] é apresentada uma metodologia completa para o cumprimento desta tarefa.

Um grande empecilho para o procedimento é a falta de informação sobre a sensibilidade das cargas a distúrbios momentâneos. Condição ideal seria se todos os fabricantes de equipamentos elétricos ou eletrônicos proovessem esta informação, ou assegurassem uma imunidade mínima, estando em conformidade com alguma curva de sensibilidade, tal como a CBEMA ou a ITIC. Infelizmente, salvo os equipamentos utilizados na indústria de semicondutores e os de computação, poucos fabricantes conhecem ou divulgam a sensibilidade de seus equipamentos.

2.7.3 Caracterização das soluções factíveis, em termos de custo e eficiência

Existe uma grande variedade de soluções passíveis de serem utilizadas para se eliminar ou reduzir as paradas de processos devidas a distúrbios momentâneos de tensão, e seus conseqüentes prejuízos. Uma parcela significativa dessas foi discutida na seção 2.6. Tais soluções podem ser divididas em:

- melhorias no sistema elétrico, visando reduções na frequência, duração e profundidade do fenômeno;
- melhorias na imunidade das cargas;
- soluções baseadas em condicionadores de energia.

De modo geral, o custo da solução adotada aumenta com o nível de potência da carga que precisa ser protegida. Isto significa que uma alternativa que sempre deve ser considerada é isolar e proteger de forma individual equipamentos sensíveis, separando seus ramais de alimentação daqueles que não precisam de proteção.

Idealmente, a imunidade apropriada seria conquistada através do projeto adequado dos equipamentos. No entanto, a melhoria da sensibilidade daqueles já construídos e instalados não é, de modo geral, a solução mais fácil de ser adotada.

Condicionadores de energia devem ser comparados em termos de investimentos iniciais, gastos com manutenção e benefícios. A tabela 2.7 apresenta custos estimados de condicionadores de energia, divulgada em maio de 2005 [22]. Deve-se considerar esta tabela apenas como uma referência, uma vez que existem variações de preço entre fabricantes e ao longo do tempo. O principal benefício dos compensadores a ser avaliado, nesta análise, é o nível de proteção a afundamentos de tensão e interrupção. Estes podem ser representados através de curvas de sensibilidade ou tabelas, indicando qual o nível de imunidade das cargas, quando protegidas pelo compensador. Deve-se observar que este índice não é uma característica do compensador, mas sim de sua interação com a carga. Em certas

circunstâncias, devem ser levados em consideração outros benefícios, tais como capacidade de regulação de tensão, bloqueio de harmônicos, etc.

Tabela 2.7: Custo típico das técnicas de condicionadores de energia.

Categoria do equipamento	Custo (US\$ / kVA)	Custo anual de operação e manutenção (% do custo inicial)
Proteção de equipamentos de controle (<5kVA)		
CVT	1.000,00	10
UPS	500,00	25
Compensador série	250,00	5
Proteção de máquinas (10 a 300kVA)		
UPS a bateria	500,00	15
UPS baseado em disco de inércia	500,00	7
Compensador série	250,00	5
Proteção da planta (2 a 10MVA)		
UPS a bateria	500,00	15
UPS baseado em disco de inércia	500,00	5
Compensador série	300,00	5

Quanto à análise dos custos dos equipamentos, deve-se ter em mente, além dos custos iniciais e de operação e manutenção, os associados ao espaço ocupado pelo equipamento, a sua disponibilidade, nível de ruído, aspectos de segurança, cenários financeiros, etc.

2.7.4 Determinar a solução com melhor custo-benefício

O objetivo é, com base nos critérios apresentados, reduzir o custo anual com problemas relacionados a eventos de qualidade da energia. Este custo é determinado pela soma daqueles relacionados às falhas de processos e aqueles relacionados às suas soluções. A melhor alternativa vai desde aquela onde toda a planta é protegida contra todos os problemas de qualidade de energia, com uso de UPS e geradores, a simplesmente não adotar qualquer tipo de compensação. Uma vez que, entre os diversos consumidores, são enormes as variações das características da rede em termos de frequência e severidade dos fenômenos, da sensibilidade das cargas e dos custos envolvidos, cada caso deve ser avaliado individualmente.

2.7.5 Exemplo – utilização de técnicas de avaliação econômicas e comprovação de nichos para compensadores série de capacidade reduzida

De modo a se ilustrar os passos necessários para a determinação da solução ótima para o problema de qualidade de energia em uma planta industrial, um exemplo fictício será utilizado.

Consideremos que os dados são obtidos pela monitoração uma indústria têxtil cuja potência instalada seja de 100 kVA. Sofrendo prejuízos frequentes com paradas de processo devido a afundamentos de tensão e interrupção, resolveu-se buscar a melhor alternativa para a redução do problema.

O primeiro passo é predizer, da melhor forma possível, a frequência de ocorrência e característica dos distúrbios. Serão aqui utilizados os dados obtidos pela COELBA em um consumidor baiano, já apresentados na seção 2.5.6. Conforme mencionado, o período de monitoramento foi de, aproximadamente, quatro meses. Este período é considerado pequeno, uma vez que ocorrem grandes variações da frequência dos distúrbios ao longo de um ano. Com a ciência da perda de precisão nos resultados, os dados obtidos são utilizados para a obtenção de uma estimativa anual, apresentada na tabela 2.8. O consumidor é alimentado por um sistema em anel, onde a probabilidade de ocorrências de interrupções de curta duração é mínima.

Tabela 2.8: Estimativa anual de distúrbios de tensão em um consumidor industrial.

Tensão remanescente	Duração da variação momentânea (s)							
	<0,020	0,02-0,05	0,05-0,2	0,2-0,5	0,5-1	1-10	10-60	60-180
80-90%	30	6	18	3				
70-80%	6	12	12					
50-70%	3	9	3	6	3	6		
30-50%		3	33	9				
10-30%		3						
<10%						9	3	
Região abaixo da ITIC (67 pt)				Região abaixo da SEMI F47 (55 pt)				

O próximo passo é a avaliação da sensibilidade da carga e do custo associado a cada evento. A metodologia completa para esta avaliação é apresentada em [28]. Aqui são propostas as seguintes considerações (hipotéticas):

- o custo médio de uma interrupção de curta duração é de US\$ 4 /kW (em uma indústria têxtil tal custo varia entre 2 e 4 US\$/kW [22]);
- distúrbios abaixo da curva ITIC não caracterizados como interrupções, e com duração abaixo de 200 ms, provocam um prejuízo de 50% daquele provocado por interrupção de curta duração;

- distúrbios abaixo da curva ITIC não caracterizados como interrupções, e com duração acima de 200 ms, provocam um prejuízo de 70% daquele provocado por interrupção de curta duração.

Considerando ainda a potência da planta e a estimativa anual de distúrbios, obtém-se uma estimativa anual de prejuízos econômicos, categorizado por duração e frequência dos distúrbios de tensão. Esta estimativa é sumarizada na tabela 2.9. O prejuízo anual total previsto é de cerca de US\$ 22.000,00.

Tabela 2.9: Estimativa dos prejuízos anuais causados por afundamentos de tensão e interrupções.

Tensão remanescente	Prejuízos econômicos anuais em (US\$)							
	<0,02	0,02-0,05	0,05-0,2	0,2-0,5	0,5-1	1-10	10-60	60-180
80-90%								
70-80%								
50-70%		1.800,00	600,00	1.680,00	840,00	1.680,00		
30-50%		600,00	6.600,00	2.520,00				
10-30%		600,00						
<10%							3.600,00	1.200,00
Região abaixo da ITIC; t < 200ms prejuízo de 50%			Região abaixo da ITIC; t > 200ms Prejuízo de 70%			Interrupção Prejuízo de 100%		

Dando continuidade à avaliação, deve-se escolher as soluções factíveis e avaliar os ganhos obtidos. Neste exemplo serão comparadas três soluções:

- não melhorar a planta;
- instalação de um compensador série com capacidade de compensar distúrbios momentâneos para até 30% por 2 s;
- instalação de UPS com capacidade de compensar interrupções de até 5 minutos.

O prazo de avaliação de retorno econômico será de 10 anos. O investimento inicial e custos com operação e manutenção são dados na tabela 2.7. A tabela 2.10 apresenta o resultado de cada investimento. Pelos seus resultados, verifica-se que a melhor alternativa é a implantação do compensador série. Apesar de não ter sido feita nenhuma análise financeira formal, parece um bom investimento empregar US\$ 20.000,00, como custo de aquisição do equipamento e mais cerca de 50% deste valor ao longo de 10 anos, de modo a se evitar um prejuízo de cerca de US\$ 120.000,00. Em [77], são apresentadas metodologias apropriadas para avaliações mais precisas, tais como Valor Presente Líquido e Pay-back.

Tabela 2.10: Prejuízos totais associados a distúrbios momentâneos e interrupções, com emprego de alternativas de redução daqueles.

Solução	Custos (US\$)		
	Não proteger a carga	Compensador série	UPS
Investimento Inicial	0,00	20.000,00	50.000,00
Custo de operação e manutenção ao longo do período	0,00	9.000,00	67.500,00
Prejuízo devido a eventos não compensados	217.200,00	70.800,00	0,00
Custo total	217.200,00	99.800,00	117.500,00
Custo total percentual	100%	46%	54%
Prejuízo evitado	0,00	117.400,00	99.700,00

Conforme mencionado, a estimativa sobre a frequência anual dos afundamentos não é precisa. Da mesma forma, é difícil avaliar os prejuízos associados aos eventos com precisão elevada. Um erro de duas vezes na estimativa do conjunto destas variáveis traz resultados completamente diferentes. A tabela 2.11 apresenta os prejuízos associados a distúrbios para os cenários onde os prejuízos totais são a metade e o dobro do esperado.

Tabela 2.11: Prejuízos totais associados a distúrbios momentâneos e interrupções, com emprego de alternativas para redução daqueles– cenários extremos.

Percentual do prejuízo total estimado	Custos (US\$)					
	50%			200%		
	Solução	Não proteger	Compensador série	UPS	Não proteger	Compensador série
Investimento Inicial	0,00	20.000,00	50.000,00	0,00	20.000,00	50.000,00
Operação e manutenção	0,00	9.000,00	67.500,00	0,00	9.000,00	67.500,00
Eventos não compensados	108.600,00	35.400,00	0,00	434.400,00	141.600,00	0,00
Custo total	108.600,00	64.400,00	117.000,00	434.400,00	170.000,00	117.000,00
Custo total percentual	100%	59%	107%	100%	39%	27%
Prejuízo evitado	0,00	44.200,00	-8.400,00	0,00	263.800,00	317.400,00

Verifica-se que, para o cenário onde os prejuízos são reduzidos à metade, o uso de compensadores não traz benefícios consideráveis. Ao contrário, a aquisição de UPS é um investimento que não traz retorno. Considerando o cenário onde os prejuízos são o dobro do estimado, verifica-se que o UPS é a melhor opção.

2.8 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os conceitos definidos para afundamentos de tensão segundo a norma IEC 61000-4-30 e a IEEE 1159-1995. Embora as causas e características deste fenômeno sejam muito claras e distintas das de outros males de qualidade da energia, as definições formais carecem de maior clareza e distinção com relação às interrupções momentâneas. Além disso, os índices utilizados para a caracterização do fenômeno precisam ser mais bem elaborados e padronizados. Embora tenham sido apontados problemas nestes índices e alternativas, a análise realizada foi superficial e o tema carece de maiores estudos.

As principais causas do fenômeno foram pontuadas. Elas podem ser divididas em dois grandes grupos, sendo que o primeiro é composto pelas sobrecorrentes geradas por partidas de grandes cargas e o segundo por faltas no sistema elétrico. Os distúrbios momentâneos causados por faltas apresentam-se como os mais danosos para os consumidores, uma vez que tendem a possuir maior severidade, apesar da duração relativamente menor.

Através das diversas informações de prejuízos econômicos globais e em localidades específicas, percebe-se a necessidade de redução dos efeitos dos distúrbios momentâneos, uma vez que estes se apresentam como os mais prejudiciais problemas de qualidade da energia existentes. Existe uma grande variedade de soluções passíveis de serem utilizadas no intuito de se eliminar ou reduzir as paradas de processos devidas a distúrbios momentâneos de tensão, e seus conseqüentes prejuízos. Podem ser adotadas soluções no sistema elétrico, nas cargas sensíveis ou através de dispositivos de compensação entre estes. Muitas destas soluções foram apresentadas e suas principais vantagens e desvantagens apontadas. Dentre estas, encontra-se o uso de condicionadores de tensão entre a rede a carga sensível.

O custo e o benefício dos diversos condicionadores de energia são muito variáveis, e dependem da potência da carga a ser protegida, da profundidade e duração dos distúrbios a serem compensados, da necessidade de se mitigar outros problemas de qualidade da energia, entre outros fatores. Dentre os equipamentos condicionadores de energia apresentados, destaca-se o compensador série, que se coloca como principal objeto de estudos deste trabalho.

Não existe qualquer vantagem técnica do compensador série em relação a UPS, no que tange a capacidade de mitigação de problemas de qualidade da energia. O ganho potencial advém de seu menor custo, que somado aos prejuízos causados por eventos não compensados deve ser menor que o custo do UPS, considerando o investimento inicial e os gastos com operação e manutenção.

A melhor opção dentre os condicionadores de energia só é evidenciada através de análise econômica detalhada dos prejuízos causados por eventos de qualidade de energia e dos custos dos condicionadores. Tal análise depende do conhecimento da frequência de ocorrência e característica dos distúrbios, da sensibilidade das cargas e dos prejuízos oriundos de suas falhas. Os resultados são únicos para cada consumidor.

Estudos apresentados evidenciam que existem nichos onde compensadores série se apresentam como a melhor solução econômica. Quanto menores os custos de tais equipamentos, e mais bem otimizadas suas características para cenários específicos, mais competitiva será a solução.

Capítulo 3

Compensadores Série

Este capítulo tem por objetivo apresentar os princípios básicos de operação dos compensadores série, bem como apresentar a topologia básica do equipamento Di²PS. As vantagens do emprego desta topologia em sistemas de baixa tensão serão evidenciadas. Compensadores comerciais e topologias propostas no meio acadêmico serão apresentados, bem como suas principais vantagens e desvantagens.

3.1 Princípios Básicos

O conceito do compensador série é ilustrado na fig. 3.1, por meio de um modelo simplificado onde uma fonte de tensão ideal, com impedância nula, é inserida entre a entrada da rede e a carga. Desta forma, regulação de tensão e correções em sua forma de onda podem ser conseguidas através da aplicação da tensão apropriada. Assim, a tensão de saída é mantida em seu valor nominal e, idealmente, com a característica de senóide pura, independente dos distúrbios presentes na entrada. A fig. 3.1 ainda ilustra a atuação do compensador série na condição de distúrbio momentâneo de tensão. Outra possível habilidade do compensador série é a redução das correntes de curto circuito. Isto é feito através da injeção de tensões adiantadas de 90° em relação às correntes de falta, o que emula um aumento indutância de linha [2].

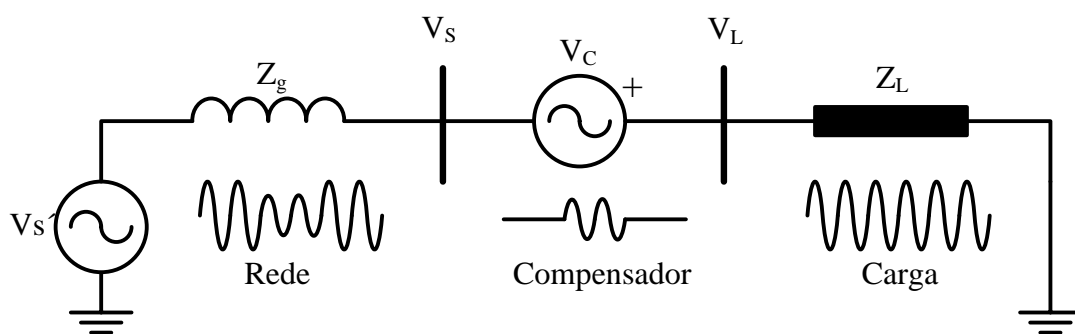


Figura 3.1: Modelo simplificado do compensador série.

Na prática, a tensão de compensação é normalmente sintetizada por um inversor de frequência do tipo VSI (*Voltage Source Inverter*) e injetada através de um transformador, capacitor ou diretamente através de um filtro. A entrada do inversor é composta por um barramento CC constituído por um banco de capacitores. A alimentação deste barramento pode advir de elementos armazenadores de energia com os condicionamentos apropriados. Dentre estes armazenadores, podem ser citados os bancos de baterias, os super-capacitores, as bobinas supercondutoras e os discos de inércia. Uma alternativa ao uso destes elementos é a retirada da energia da própria rede, através de sistemas retificadores. A fig. 3.2 mostra um diagrama de blocos da estrutura genérica do compensador série, já apresentada no capítulo 2 e reproduzida aqui para efeito de maior clareza.

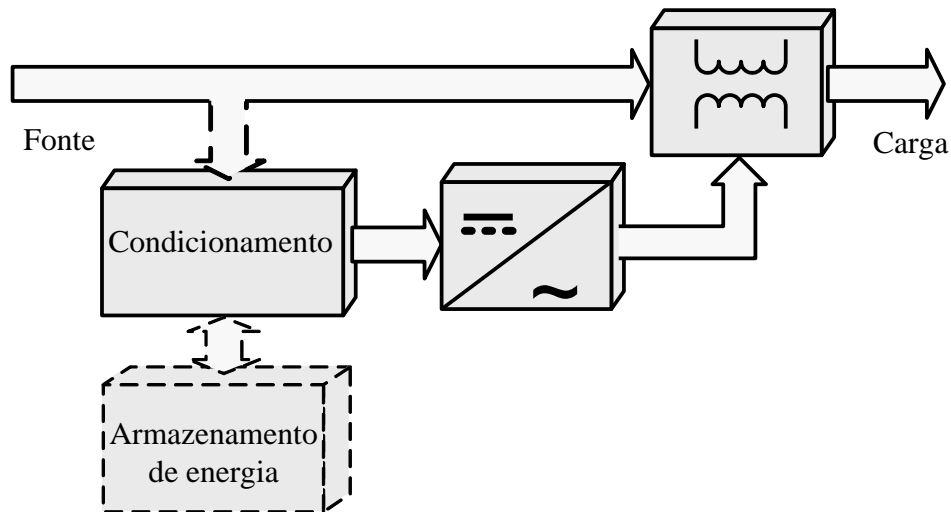


Figura 3.2: Diagrama esquemático de um compensador série.

A escolha da topologia, bem como dos componentes utilizados, depende das necessidades técnicas da aplicação, devendo sempre ser levados em consideração os aspectos econômicos. Podem ser citados como fatores determinantes:

- nível de tensão;
- nível de potência;
- eficiência;
- necessidade de compensação de distúrbios momentâneos e severidade destes;
- necessidade de suprimento à carga em caso de interrupção;
- necessidade de bloqueio de componentes harmônicos da tensão;
- necessidade de limitação de correntes de curto circuito;
- necessidade de injeção de seqüência 0;

- estado da arte e custo de dispositivos passivos, semicondutores e armazenadores de energia.

O projeto D²iPS visa a obtenção de uma topologia de baixo custo que atenda a cargas alimentadas em baixa tensão, em níveis de potência inferiores a 1 MVA. De acordo com os estudos apresentados no capítulo 2, os distúrbios momentâneos de tensão são certamente os principais fenômenos de qualidade de energia, do ponto de vista de prejuízos econômicos. Um dispositivo que resolva estritamente estes distúrbios é interessante, desde que esta limitação gere benefícios significativos do ponto de vista de custos econômicos e dimensões do equipamento. As seções subseqüentes apresentam diversas alternativas para se atingir este objetivo, justificando a escolha a ser apresentada. Os capítulos 4, 5 e 6 trazem argumentos definitivos para a opção.

3.2 DVR – o primeiro compensador série comercial

O primeiro compensador série comercial a entrar em operação no mundo foi desenvolvido pela Westinghouse, e instalado em 1996 em uma planta industrial cuja energia era fornecida pela concessionária americana Duke Power, no estado da Carolina do Sul [9]. Tal equipamento foi concebido para operar em instalações de média tensão (12.47 kV), com níveis de potência elevados (2 MVA) e com capacidade de compensação de 50%, com durações de até 0,5 segundos.

O compensador série desenvolvido pela Westinghouse recebeu o nome de DVRTM (*Dynamic Voltage Restorer*). Embora seja um nome comercial, o termo DVR e a tradução do significado de sua sigla, “Restaurador Dinâmico de Tensão”, passaram a ser adotados freqüentemente para designar equipamentos com capacidade de compensação de distúrbios momentâneos de tensão. Atualmente, a empresa S&C é detentora da patente da topologia do DVR e de seu nome comercial.

A fig. 3.3 apresenta a topologia básica do DVR em sua versão monofásica. A versão trifásica é composta por três conjuntos monofásicos. Um transformador é inserido entre a rede e a carga através dos terminais de seu secundário. Este elemento tem por função a injeção da tensão complementar, além de possibilitar a redução da tensão do seu primário a níveis compatíveis com o atual estado de arte dos dispositivos semicondutores utilizados pelo equipamento. Um inversor de freqüência baseado em IGBTs é responsável pela síntese da tensão de compensação. Além disso, é responsável pela carga do sistema de armazenamento

de energia, em condições de ausência de distúrbios na rede. Tal sistema é composto basicamente por um grande banco de capacitores.

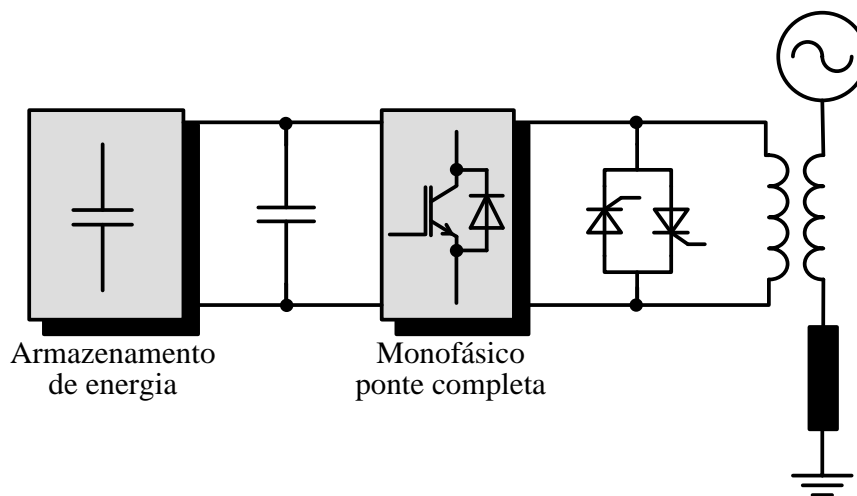


Figura 3.3: Topologia básica do DVR™.

Nesta topologia, toda corrente de carga é refletida no primário do transformador, segundo a relação de transformação. Desta forma, o inversor de frequência está constantemente submetido a esta corrente, estando ou não injetando potência ativa. A esta característica dá-se o nome de “*hot stand-by*”. Na condição de um curto circuito no lado da carga, o inversor de frequência pode sofrer danos, que são evitados pelo fechamento de uma chave CA, composta por tiristores em antiparalelo, inserida entre os terminais de primário do transformador. Este dispositivo é conhecido como chave de “*by-pass*”.

De modo a se evitar a saturação no transitório de carga, o núcleo do transformador série é normalmente projetado para 2 pu de capacidade. Isso provoca uma elevação do custo e das dimensões deste [29]. No contexto da média tensão, este ônus é compensado pela possibilidade de se trabalhar com dispositivos e topologias de baixa tensão. Para cargas alimentadas em baixa tensão, no entanto, o uso de capacitores como elemento de injeção da tensão de compensação se torna interessante, devido às menores dimensões e ao custo reduzido. Tal alternativa será abordada em maiores detalhes na seção 3.4.

3.3 DVR CEMIG

Em 1997 foram iniciados os estudos para a concepção, projeto e construção do primeiro compensador série da América Latina. Este projeto foi realizado através de uma parceria entre a concessionária CEMIG e o Laboratório de Aplicações Industriais da UFMG, e é detalhado em [2].

Na época, os grandes fabricantes de equipamentos para condicionamento de energia centravam suas produções em sistemas para restauração de tensão com potências superiores a 2 MVA. Entretanto, esta faixa de potência tornava a utilização deste tipo de equipamento inviável para a maioria das empresas brasileiras vitimadas pela ocorrência dos distúrbios. Buscou-se, então, o desenvolvimento desta tecnologia para equipamentos com potência nominal inferior a 500 kVA, para sistemas de baixa tensão.

A fig. 3.4 apresenta a estrutura básica do DVR CEMIG. A principal diferença em relação ao equipamento da Westinghouse é a presença de um retificador trifásico alimentando o barramento CC. Desta forma, a potência ativa injetada pelo DVR é obtida da própria rede em distúrbio, o que elimina a necessidade de um sistema de armazenamento de energia. Outra característica de destaque é a presença de um inversor trifásico, ao invés de três inversores monofásicos de onda completa. Isso reduz à metade o número total de chaves do inversor. A desvantagem é a perda de capacidade de compensação de componentes de seqüência 0 da tensão. Tal fato não é problema na maioria das situações, uma vez que os transformadores abaixadores de tensão a montante do equipamento são, normalmente, do tipo triângulo-estrela, que bloqueiam a passagem destas componentes.

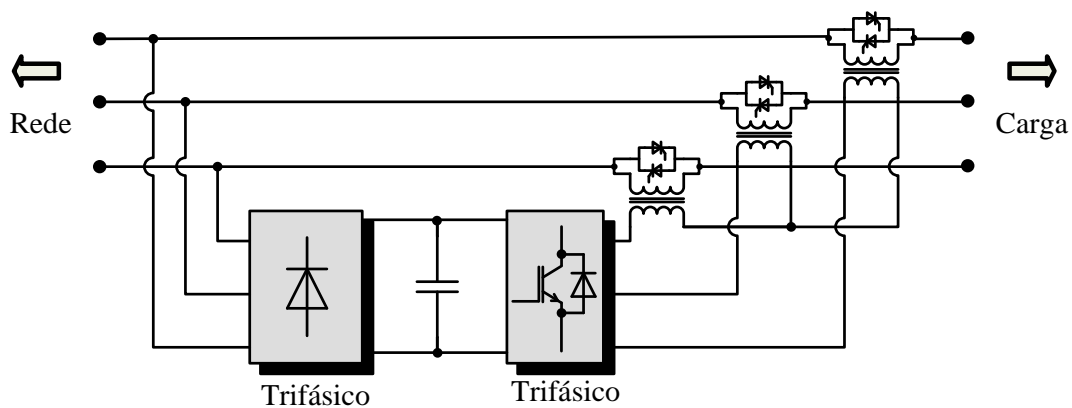


Figura 3.4: Diagrama esquemático do DVR Cemig.

Devido ao fato do compensador ser instalado em um sistema de baixa tensão, a chave CA pode ser instalada do lado do secundário do transformador com custo reduzido. Isso permite que o transformador seja curto-circuitado em condições de ausência de distúrbios na rede, aumentando significativamente a eficiência do equipamento e permitindo o menor dimensionamento dos componentes do lado do primário do transformador. Tal benefício não foi explorado no DVR CEMIG, sendo ele concebido para operar no modo “*hot stand-by*”.

A equipe envolvida no projeto DVR CEMIG adquiriu grande *know-how* no desenvolvimento tecnológico deste tipo de equipamento. Critérios de dimensionamento de semicondutores e elementos passivos foram criados; circuitos de medição, controle e interfaces diversas foram construídos; sofisticados sistemas de controle foram implementados; em suma: todo conhecimento necessário para a construção de um compensador série plenamente funcional foi adquirido.

Do ponto de vista de custo econômico, no entanto, percebeu-se a necessidade de se trocar a topologia por outra que eliminasse o transformador série e o modo de operação *hot stand-by*. Alguns fabricantes mundiais adotaram esquemas que permitem a eliminação do transformador, tal como a SoftSwitching Technologies, com o compensador DySC™ e a ABB, que desenvolveu o SVR™, que utiliza capacitores como elemento de injeção da tensão complementar. O SVR™ será discutido na próxima seção. Sua topologia possui especial importância por se assemelhar bastante à adotada para o Di²PS.

3.4 O SVR™

Conforme mencionado na seção 3.3, o SVR™ (Series Voltage Restorer) é um compensador série comercializado pela ABB. A topologia do equipamento é apresentada na fig. 3.5.

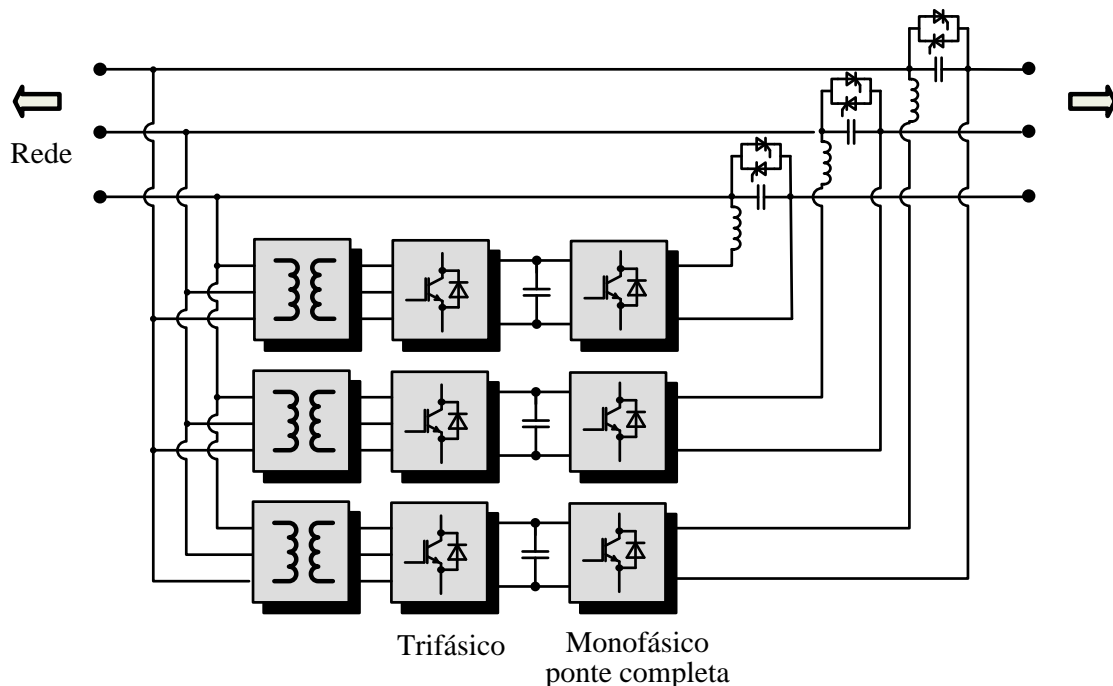


Figura 3.5: Diagrama esquemático do SVR™.

As principais diferenças entre o SVR™ e as outras topologias apresentadas são:

- ausência de transformador série;
- utilização de retificadores PWM para manutenção da tensão do barramento CC.

O SVR™ foi projetado para operar em tensões de 400 V a 600 V, para uma faixa de potência de 500 kVA a 2.500 kVA. A concepção e o projeto modular, baseado na utilização de blocos de eletrônica de potência (PEBB – *Power Electronics Building Blocks*) fazem com que o SVR™ seja capaz de atender a cargas variadas pela simples conexão de modos em paralelo.

De acordo com o fabricante [30], o SVR™, além de compensar distúrbios momentâneos de tensão, é capaz de regular a tensão de saída, corrigir o fator de potência e realizar filtragem ativa. Desta forma, o equipamento é dimensionado para operar continuamente, o que o onera significativamente. Além disso, a presença de um retificador controlado aumenta o número de dispositivos semicondutores e circuitos de comando. O custo do SVR™, em virtude de tais características, é similar ao de um compensador série convencional [8].

3.5 A família DySC™

A empresa norte-americana SST (SoftSwitching Technologies) possui uma linha de produtos (DySC – Dynamic Sags Corrector) para aplicação em baixa tensão (120 V a 480 V), que atende a demandas de 0,25 kVA a 3.000 kVA. Diferentemente da proposta dos demais fabricantes, a SST adotou a estratégia de fornecer um produto com capacidade de compensar estritamente os distúrbios de curta duração, não sendo estes capazes de promover regulação de tensão, filtragem ativa ou correção de fator de potência. Desta forma, a maioria de seus elementos é dimensionada para operações de curta duração, o que reduz a dimensão final e o custo do equipamento.

Para cargas monofásicas com níveis de potência entre 250 VA e 28 kVA, o produto ofertado pela SST é o MINIDySC™ [31], cuja topologia é apresentada na fig. 3.6 [12]. Esta topologia tem a vantagem de apresentar um número reduzido de dispositivos semicondutores para a implementação dos conversores CA-CC e CC-CA. Ressalta-se, ainda, a ausência do transformador série, além do elemento de filtragem das tensões de saída do conversor, o qual é constituído apenas por um indutor. Durante operação normal, a carga é alimentada através da chave estática CA. Na ocorrência de um distúrbio, a abertura da chave CA é comandada, passando o conversor a operar diretamente em série com a rede de energia. A operação correta deste equipamento pressupõe a existência de cargas com fator de potência adequado,

de modo a permitir a filtragem apropriada das tensões de saída do conversor, o que impõe uma importante restrição sobre a sua utilização [8].

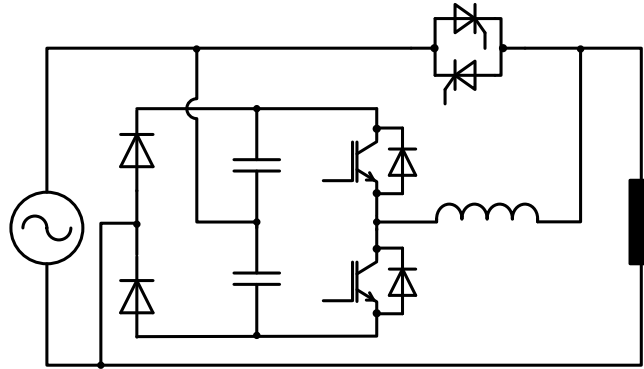


Figura 3.6: Diagrama esquemático do MINIDySC™.

Para aplicações trifásicas a quatro fios, em até 5.000 kVA, a SST oferece um produto denominado PRODySC™, cuja topologia é obtida pela associação de três dispositivos monofásicos. A ausência de transformadores na entrada dos retificadores dos compensadores ou na saída do equipamento impede a aplicação da topologia em sistemas a três fios. A solução adotada pelo fabricante é a utilização de um transformador zig-zag que gera referência de neutro através das tensões de fase, explicado em detalhes em [32].

Em aplicações acima de 500 kVA, a topologia adotada é muito parecida com as de produtos de outros fabricantes, tais como o DVR™ da S&C e o obsoleto Sipcon-S™, da Siemens. Transformadores série são utilizados e existe um sistema de armazenamento de energia. A principal diferença é a existência de um circuito composto por chaves estáticas que oferecem um caminho de baixa impedância para a corrente de carga, na ocorrência de interrupção da rede, conforme ilustrado na fig. 3.7. O produto é conhecido como MEGADySC™.

As principais restrições observadas para o MEGADySC™, no contexto de uma solução de baixo custo em baixa tensão, é a existência do transformador série e a presença de elementos armazenadores de energia. Com relação ao PRODySC™ pode ser citada: necessidade de geração do terminal de neutro em sistemas a três fios e a necessidade da carga possuir características adequadas para a filtragem das tensões de saída dos conversores.

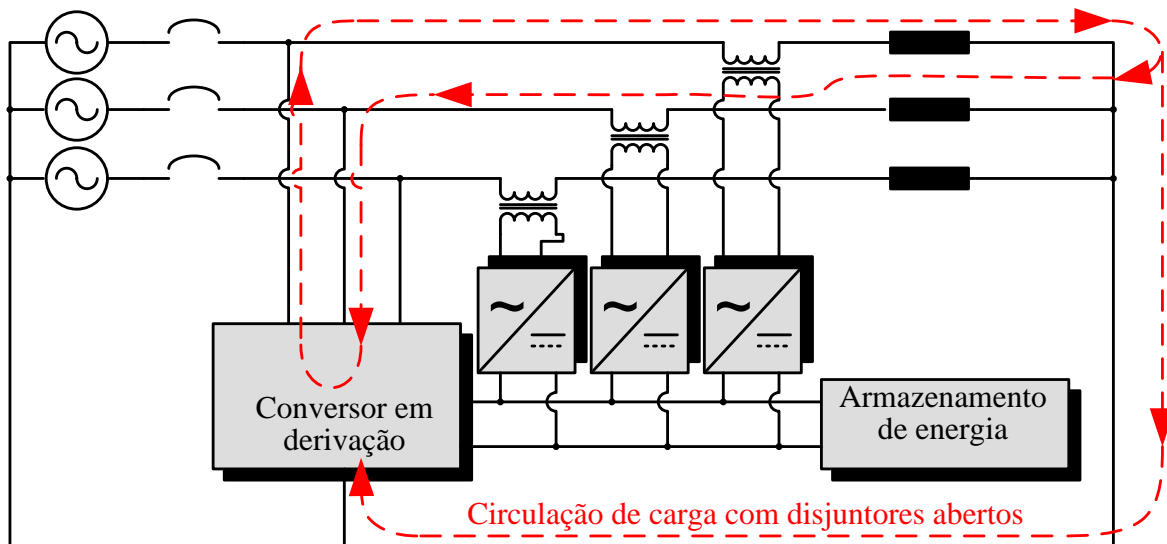


Figura 3.7: Diagrama esquemático do MEGADySC™.

3.6 A concepção do Di²PS

Conforme mencionado na seção 3.1, o objetivo a ser alcançado é a criação de uma topologia e de uma filosofia de operação que atenda plenamente a necessidade de compensação de distúrbios momentâneos de tensão ao menor custo econômico possível.

De modo a se atingir os objetivos propostos, algumas diretrizes podem ser consideradas:

- o compensador não pode possuir elementos de armazenamento de energia, salvo os próprios capacitores do barramento. Esta estratégia é adotada no DVR CEMIG, SVR™ e no DySC™;
- o compensador não deve, a princípio, operar em modo *hot standby*, regulação de tensão, bloqueio de harmônicos ou qualquer outro modo de operação que implique na operação contínua de seu conversor CC-CA. Esta estratégia é adotada no DySC™;
- deve-se reduzir ao máximo o número de chaves e seus controladores, sem prejudicar o desempenho do equipamento ou onerar outros elementos de modo a se elevar o custo final do equipamento;
- o transformador série não deve ser utilizado, devido ao seu peso elevado e ao custo.

De forma genérica, a topologia que atende a tais restrições é apresentada na fig. 3.8. Em condições normais da rede, a chave estática CA permanece fechada, mantendo elevada a eficiência do dispositivo. Na condição de distúrbio, a chave estática é comandada para desligar e o inversor entra em operação injetando a tensão complementar no capacitor. Um

indutor é inserido entre o inversor e o capacitor de modo a filtrar as componentes de alta frequência de tensão da saída do inversor. O barramento CC é alimentado por um retificador a diodos. O transformador de entrada faz-se necessário, de modo a se efetuar a isolação entre os módulos monofásicos. Este transformador serve ainda para aumentar a capacidade de compensação do equipamento, uma vez que pode ser usado para elevar a tensão do barramento CC.

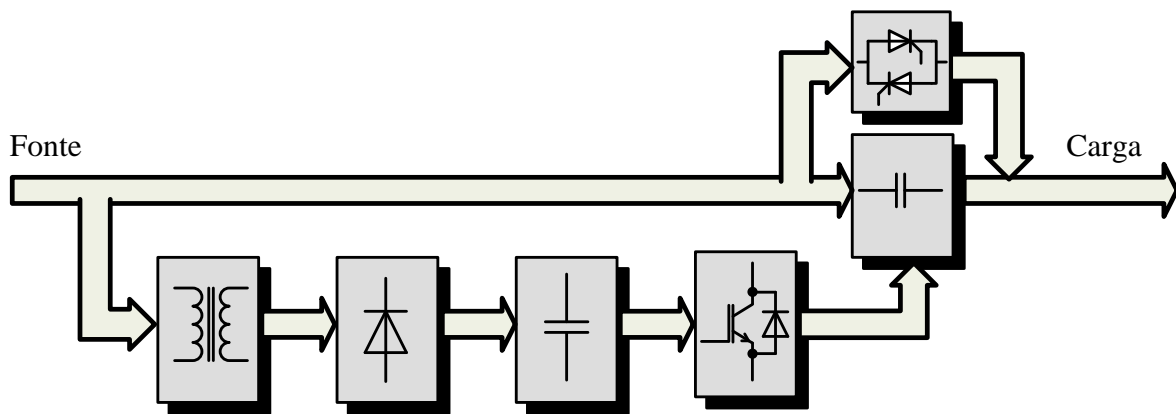


Figura 3.8: Diagrama esquemático do D²iPS.

Com relação à topologia dos inversores de frequência, podem-se utilizar o conversor monofásico de meia ponte ou em ponte completa, apresentados na fig. 3.9, juntamente com a chave CA, o capacitor de inserção e o barramento CC. A vantagem do uso da topologia em meia ponte é o número menor de chaves estáticas, usualmente IGBTs. Por outro lado, para uma mesma tensão de saída do inversor, tal configuração precisa do dobro da tensão do barramento CC, se comparada à topologia de ponte completa. Além disso, as perdas por chaveamento dos IGBTs aumentam, devido à maior tensão de chaveamento. A necessidade de um ponto central equilibrado no barramento CC pode ainda trazer um custo adicional ao equipamento. A escolha da topologia apropriada dependerá do nível de tensão e potência necessário, além do estado tecnológico e custo de todos os componentes envolvidos.

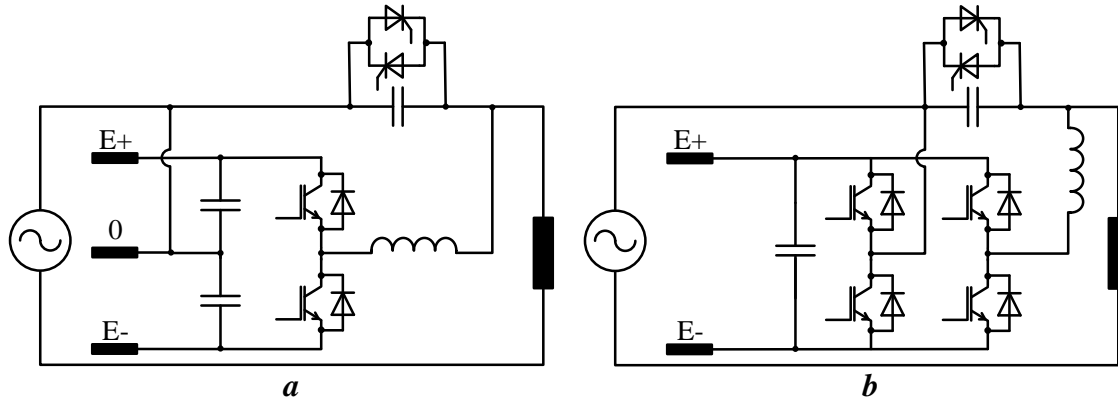
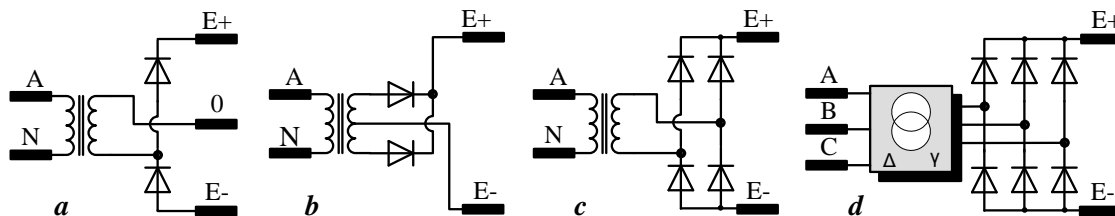


Figura 3.9: Topologias de saída da concepção D^2iPS : “a” com inversor em meia e “b”, com inversor em ponte completa.



Em caso de sistemas trifásicos, os transformadores das topologias “a”, “b” e “c” são alimentados pelas fases não conectadas à saída do inversor monofásico.

Figura 3.10: Topologias de entrada da concepção D^2iPS : “a” com bipartição do barramento CC e retificador de meia onda; “b” com retificador de onda completa e transformador com derivação central; “c” com retificador em ponte; “d” com retificador trifásico.

Para a entrada do compensador, as principais opções são representadas na fig. 3.10. Dentre as alternativas apresentadas, a da fig. 3.10a possui a vantagem de gerar o ponto central do barramento CC, no caso de uso do inversor de meia ponte. Como principal desvantagem destaca-se a elevada ondulação de tensão do barramento CC. As demais alternativas necessitam da realização do controle para o balanço de tensão no barramento CC, implicando na adição de sensores de medição e carga de processamento adicional para o sistema de controle, no caso de uso conjunto com o inversor de meia ponte.

As alternativas da fig. 3.10b e 3.10c possuem a vantagem da menor ondulação do barramento CC. A desvantagem da primeira em relação à segunda é a maior tensão reversa imposta aos diodos, sendo o dobro para uma mesma tensão de barramento CC. A vantagem é um menor número de diodos. A alternativa da fig. 3.10d possui o maior número de diodos. No entanto, a ondulação de tensão do barramento é significativamente menor que a observada nas outras topologias.

A escolha da melhor topologia para os conversores CA-CC e CC-CA não é trivial, especialmente do ponto de vista de custo. Embora uma topologia com menor número de dispositivos seja aparentemente menor e mais barata, o custo dos componentes individualmente pode tornar esta alternativa mais cara que outra em que o número de componentes é maior. De modo a se ilustrar esta idéia, as topologias que envolvem o menor e o maior número de componentes são representadas na fig. 3.11.

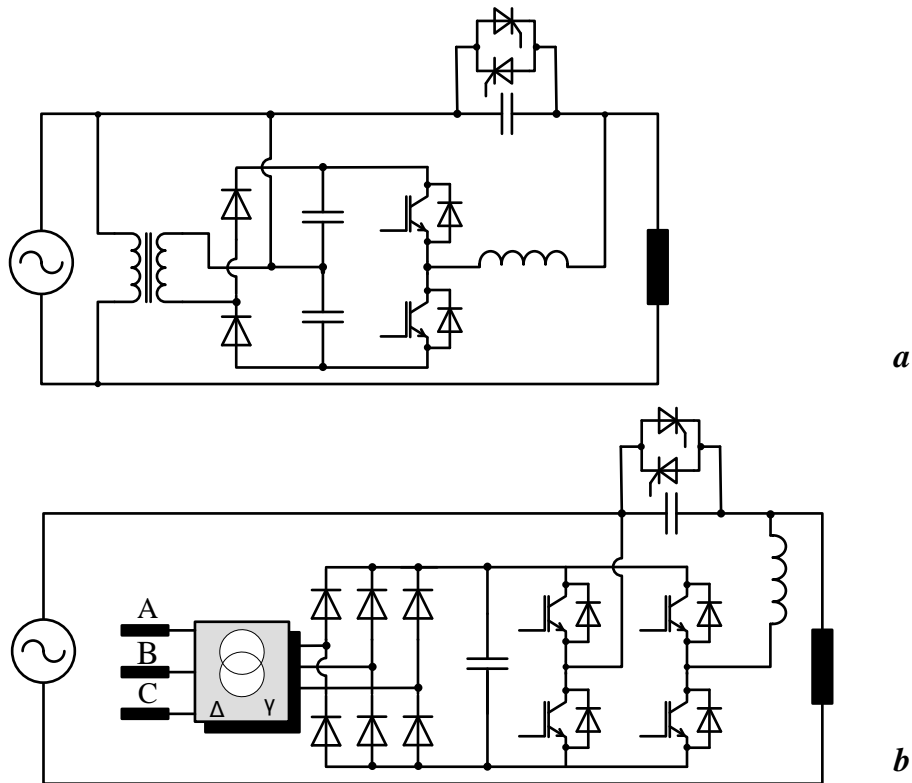


Figura 3.11: Topologias da concepção D^2iPS : “a” com inversor em meia ponte e retificador monofásico com saídas simétricas; “b”, com inversor em ponte completa e retificador trifásico.

Do ponto de vista de capacidade de compensação de distúrbios momentâneos de tensão, ambas as topologias atendem perfeitamente. A descoberta da melhor solução econômica só é conseguida através do projeto de cada componente do conversor e análise dos custos junto aos fornecedores. Por exemplo, a escolha de um inversor de meia ponte reduz o número de diodos de entrada e de IGBTs. No entanto, a tensão suportada pelos componentes do retificador, inversor, barramento CC e filtro deve ser maior. A opção mais barata dependerá do nível de tensão de saída, dos limites das tecnologias ofertadas pelos fabricantes e de seus custos.

A escolha de um retificador monofásico implica em um menor número de diodos. No entanto, uma maior capacitância é exigida, de modo a compensar a maior ondulação do barramento.

As técnicas que permitem o projeto dos conversores e futura análise de custos são apresentadas nos capítulos 4 a 6. Os resultados obtidos para a construção de um compensador de 300 kVA, em 440 V, levaram à escolha da topologia 3.11*b*, justamente aquela com maior número de elementos semicondutores. A partir de agora, esta topologia será denominada D²iPS COELBA, uma vez que foi desenvolvida para atender às necessidades desta concessionária. Este será o principal objeto de estudos nos capítulos 5 e 6.

3.7 Outras propostas de compensadores série

Além das já citadas, existem diversas outras topologias de compensadores série comercializados e de propostas publicadas em artigos. Nenhuma das propostas a serem apresentadas nesta seção foi alvo de estudo aprofundado. A contribuição aqui almejada é a compilação de uma parcela significativa destas propostas, de modo a trazer uma visão geral das alternativas existentes, e incentivo para estudos futuros.

3.7.1 DVR ABB

A ABB comercializa um compensador série, denominado por esta DVR, embora não seja a mesma topologia do DVR da S&C (antigo Westinghouse). Este equipamento é descrito em [33] e [34] e seu diagrama esquemático encontra-se na fig. 3.12. Transformadores são utilizados como elementos de inserção da tensão de compensação e o dispositivo básico utilizado para compor os inversores de frequência é o IGCT (*Integrated Gate Commutates Thyristor*). Segundo o fabricante, o IGCT possui a vantagem de conciliar alta tensão de bloqueio com baixas perdas por condução, se comparado com IGBTs. Os IGCTs são montados em módulos funcionais que incluem circuito de disparo e que possuem uma ampla faixa de potência (0,5 MW a 10 MW).

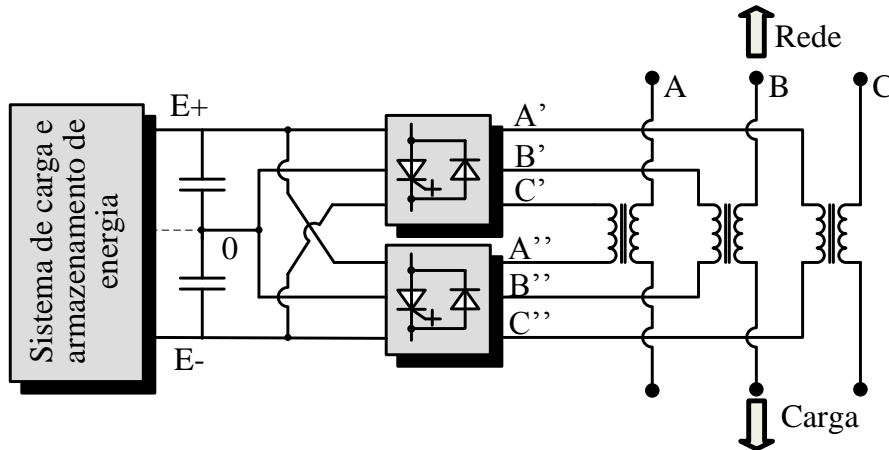


Figura 3.12: Diagrama esquemático do DVR ABB.

A ABB não apresenta, nos artigos consultados, detalhes sobre o elemento armazenador de energia e o sistema de carga de seu DVR. Com relação aos inversores de frequência, são utilizados dois inversores trifásicos, como apresentados na fig. 3.13. Estes inversores são conectados e operados de forma a se comportar como três inversores monofásicos em ponte, como apresentado na fig. 3.14. Esta configuração permite que o conversor realize o modo de operação “*hot stand-by*” sem a necessidade de chaveamento dos IGCTs. Para isso, basta manter as chaves da ponte abertas e as internas fechadas. A corrente do primário do transformador circula pelos diodos e pelos IGCTs internos. Uma vez que estas chaves possuem baixa perda por condução, e que o transformador é projetado com baixa impedância, a eficiência do equipamento é relativamente grande, sendo maior que 98,5%. [34].

Embora seja interessante para aplicações em média tensão e potências acima de 1 MVA, a topologia do DVR ABB não é atrativa para aplicações em baixa tensão e níveis de potência abaixo deste valor, uma vez que IGBTs são mais baratos que IGCTs nesta faixa de operação. Além disso, existe a desvantagem do uso do transformador série.

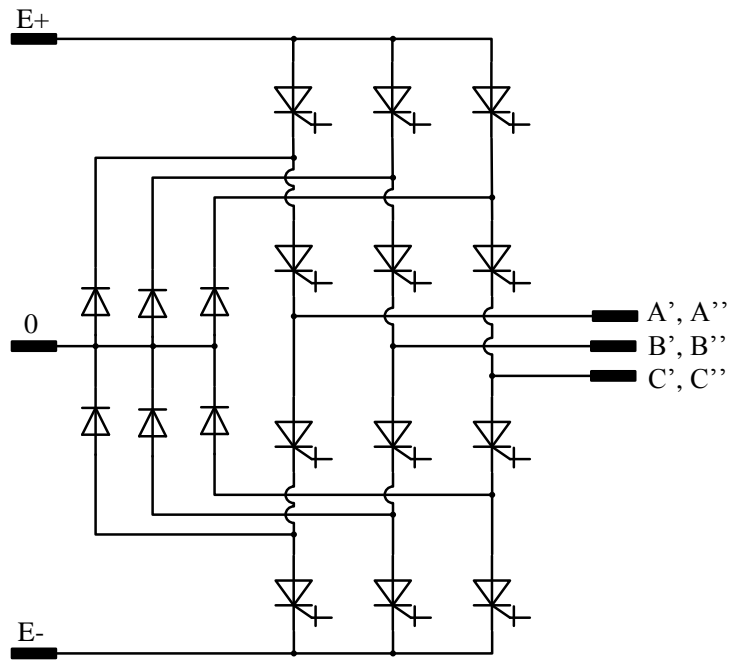


Figura 3.13: Topologia do conversor CC-CA do DVR ABB, composto por dois inversores trifásicos a IGBTs.

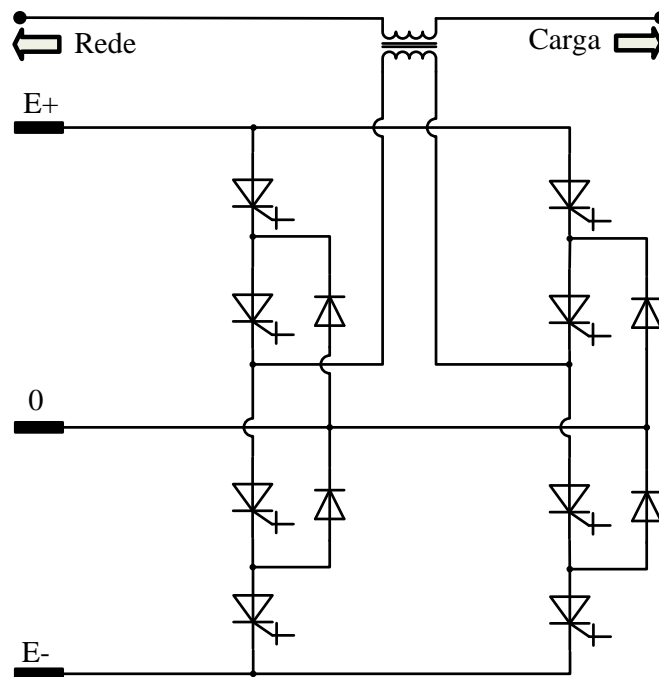


Figura 3.14: Representação monofásica do conversor CC-CA do DVR ABB.

3.7.2 O SIPCON-S™ da Siemens

Para potências inferiores a 1,5 MVA, em baixa tensão, muitos compensadores série têm sido construídos através da adaptação de conversores comercialmente disponíveis para

sistemas de acionamento elétrico, como a experiência anterior da Siemens, o SIPCON-STM [8]. A topologia básica do SIPCON-STM é apresentada na fig. 3.15. O transformador de entrada só se faz necessário em aplicações de média tensão, como ilustrado em [27]. O sistema SIPCON-S ainda permite a conexão de sistemas de armazenamento de energia ao barramento CC do conversor, tais como baterias, discos de inércia e SMES.

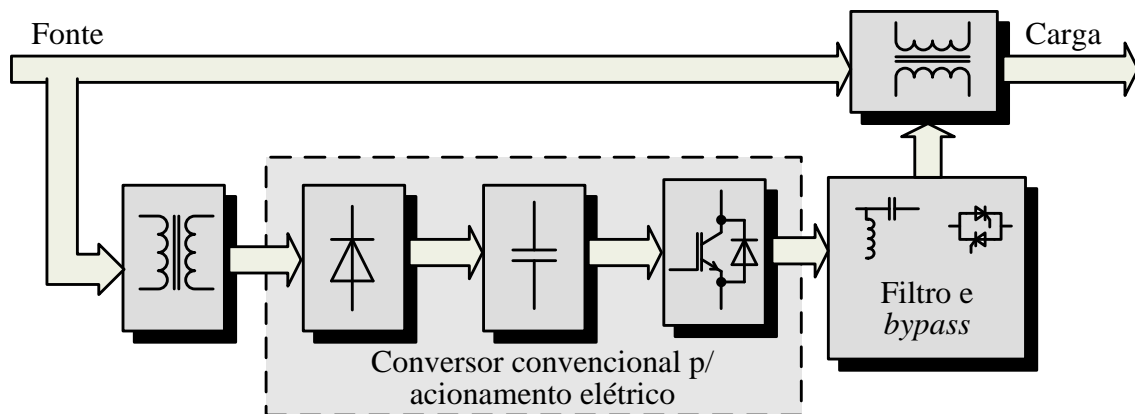


Figura 3.15: Diagrama esquemático do SIPCON-STM.

A Siemens, na data da publicação de [27] (Abril de 2000), possuía linha de produção em massa de conversores de 4 kVA a 1.200 kVA. A produção em massa traz agilidade no processo de fabricação dos compensadores série. A grande experiência com a tecnologia de conversores para acionamentos elétricos confere um bom nível de confiabilidade ao equipamento. Como desvantagens podem ser citadas a presença do transformador série (em baixa tensão) e o fato dos conversores CA-CC e CC-CA não serem projetados para operações de curta duração.

3.7.3 O STRTM da Eaton

O DVR CEMIG, o SVRTM, o Di²PS, o SIPCON-STM e outros compensadores série possuem, como característica comum, a presença do elemento de carga do barramento CC posicionado do lado da rede. Uma topologia alternativa é obtida pelo reposicionamento deste elemento, sendo este instalado do lado da carga sensível. A Eaton emprega esta estratégia em seu compensador denominado STRTM (Sag Ride Through) [35], cujo diagrama básico é apresentado na fig. 3.16.

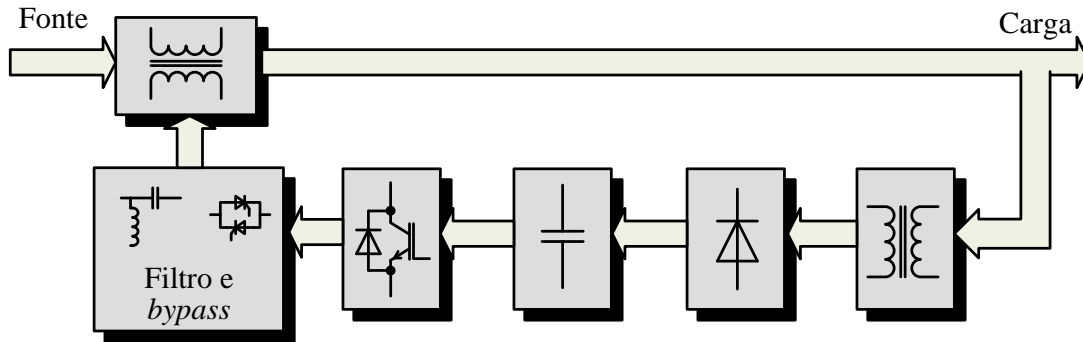


Figura 3.16: Diagrama esquemático do STRTM.

A vantagem da configuração apresentada é que esta propicia uma tensão controlada na entrada do retificador, evitando-se a queda de tensão no barramento CC, durante a ocorrência de distúrbios. Por outro lado, implica na elevação da taxa de distorção harmônica das correntes do conversor série, o que leva a uma deterioração nas tensões fornecidas à carga, além da necessidade de se dimensionar o inversor e o transformador série para uma capacidade de até 2 pu de corrente [8].

3.7.4 Compensadores baseados na compensação direta CA-CA

Em [36] é apresentada uma topologia de compensador série baseada no conversor *buck*, com um transformador elevador usado em sua saída. O esquema básico desta topologia para sistemas monofásicos é apresentado na fig. 3.17. Neste sistema, as chaves X1 e X2 são comutadas simultaneamente. O estado das chaves Y1 e Y2 é complementar ao das primeiras.

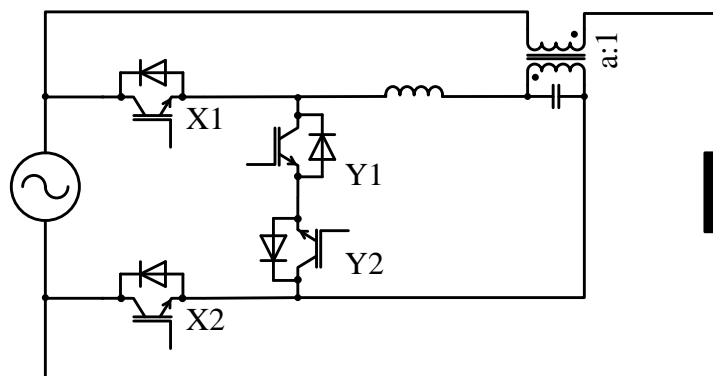


Figura 3.17: Topologia de um compensador série baseado em conversor *buck*.

A tensão de saída do compensador é dada por:

$$V_{OUT} = V_s \left(1 + \frac{D}{a} \right) \quad (3.1)$$

, onde V_S é a tensão da rede; D é o ciclo de trabalho, dado pela relação entre o tempo de condução de $X1$ e $X2$ e o período de chaveamento; e ' a ' é a relação de espiras do transformador.

Em [37] é apresentada uma topologia baseada no conversor *boost*, cujo esquema básico da versão monofásica é reproduzido na fig. 3.18. Em condições de ausência de distúrbio, a carga é alimentada pela rede através da chave de *by-pass* MS1. Na ocorrência de um afundamento, MS1 é desligada, MS2 é fechada e o conversor *boost* entra em operação. O autor defende a operação do conversor apenas em condições de operação por curta duração. Desta forma, são evitados eventuais problemas de ressonância ou interferência.

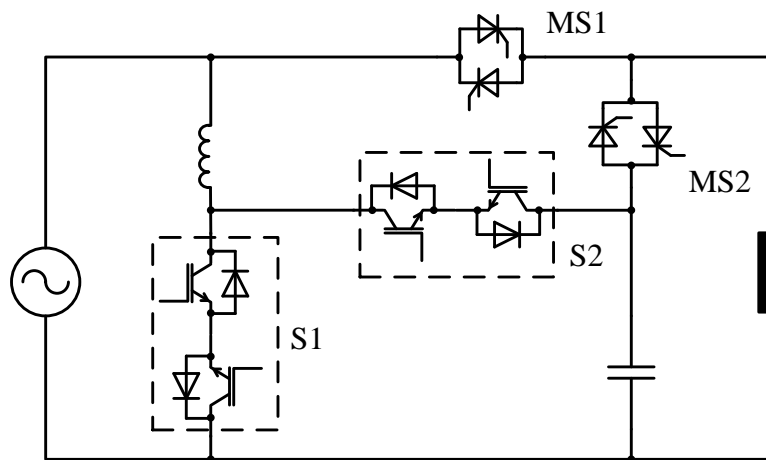


Figura 3.18: Topologia de um compensador série baseado em conversor *boost*.

As topologias apresentadas possuem a vantagem do número reduzido de componentes e a ausência do barramento CC, o que sugere reduções em custo e maior disponibilidade. Por outro lado, a capacidade de compensação destas topologias é limitada a distúrbios sem a ocorrência de salto de fase, visto que a conversão direta tensão-tensão pressupõe a síntese da tensão de saída em fase com a da rede [8].

3.7.5 Compensador série baseado em inversor multinível

Conforme mencionado ao longo do texto, a utilização de capacitores ao invés de transformadores série traz benefícios significativos em termos de custo, peso e volume do compensador série. Em aplicações de média tensão, no entanto, a utilização de transformadores se justifica pela redução do nível de tensão dos elementos do conversor, tornando tal nível compatível com o atual estado de arte dos elementos envolvidos, tais como chaves do inversor, capacitores do barramento, etc. Uma alternativa à utilização do transformador série, neste caso, é o emprego do capacitor série, cuja tensão é injetada por um

inversor multinível, conforme proposto em [38]. Um diagrama esquemático da versão monofásica do conversor, denominado HVDVR (*High Voltage DVR*), é apresentado na fig. 3.19.

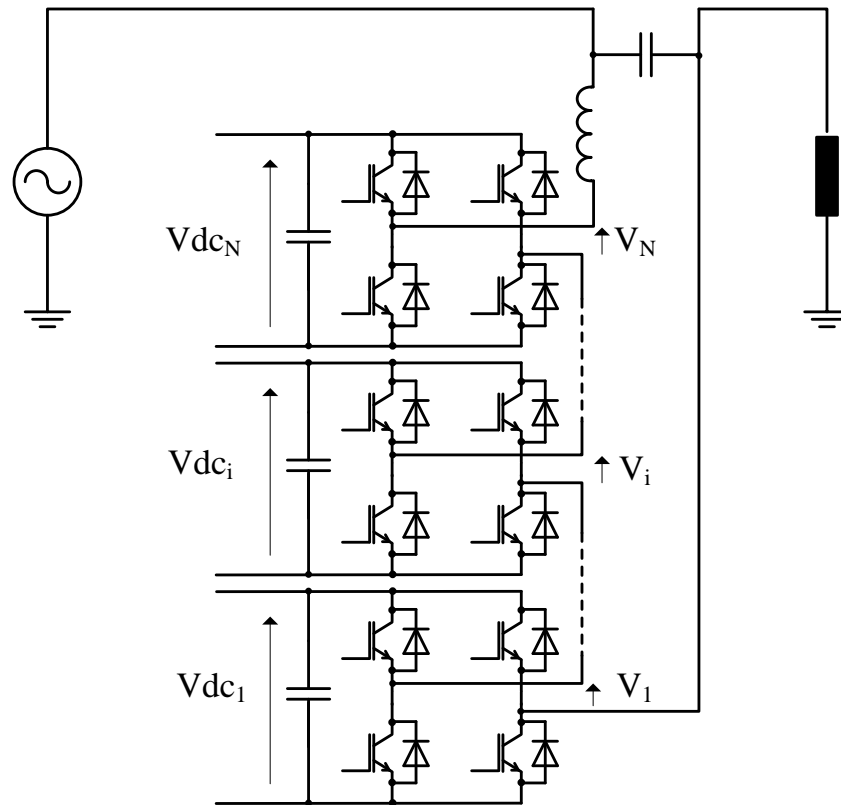


Figura 3.19: Topologia de um compensador série baseado em baseado em inversor multinível.

O conversor CC-CA é implementado através da conexão em série de inversores monofásicos em ponte, cada qual com a sua própria fonte CC isolada. O número de níveis de tensões injetadas será tanto maior quanto for o número de inversores em ponte, o que melhora significativamente a qualidade da tensão da saída. Esta característica é especialmente atrativa em aplicações em que o compensador opera continuamente, tais como regulação de tensão e bloqueio de harmônicas da tensão e é uma potencial justificativa para o uso desta solução em baixa tensão. Por outro lado, o elevado número de chaves aumenta o custo do equipamento, além de reduzir sua confiabilidade.

3.8 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado o conceito básico do compensador série, caracterizado por uma fonte de tensão inserida entre a fonte e a carga, de modo a injetar tensões que complementem a tensão da rede, gerando uma tensão de carga imune a determinados

distúrbios oriundos desta. Dentre os principais distúrbios que o compensador é capaz de mitigar, destacam-se os distúrbios momentâneos de tensão, a subtensão e a presença de harmônicos. Respaldo no estudo apresentado no capítulo 2, afirma-se que os distúrbios da rede que trazem maiores prejuízos econômicos são os afundamentos de tensão. Propõe-se uma topologia e uma concepção de projeto em que apenas estes fenômenos sejam mitigados, de modo a reduzir o dimensionamento do equipamento, uma vez que não precisará operar em regime contínuo.

Buscando o desenvolvimento de um compensador série de baixa tensão a custo reduzido diversas propostas foram realizadas. Dentre elas, destacam-se o uso de capacitores como elemento de injeção da tensão complementar, eliminação de elementos armazenadores de energia, uso de retificador a diodos na entrada do conversor, a não utilização do modo de operação conhecido como *hot stand-by* e a já citada operação estritamente por curtos períodos. Ao conjunto das topologias que atendem adequadamente tais premissas, deu-se o nome de Di²PS.

Uma topologia dentro da concepção Di²PS é formada pela combinação de blocos funcionais propostos, compostos por alternativas de retificadores, transformadores, barramento CC e inversores de frequência. A escolha da composição mais apropriada depende dos níveis de tensão e potência do equipamento, viabilidade técnica e custo dos elementos, e outras características.

Para uma aplicação específica do desenvolvimento de um compensador para cargas em 380 V, com 300 kVA de potência, constatou-se, através do projeto e análise econômica, qual é a melhor alternativa. A esta se deu o nome de Di²PS COELBA, uma vez que foi desenvolvido para atender às necessidades desta concessionária.

Existem diversas alternativas de compensadores série propostas e ofertadas comercialmente. Algumas das principais foram apresentadas, sendo apontadas suas principais vantagens e desvantagens. Praticamente todas as características do Di²PS foram inspiradas nestas soluções. No entanto, a combinação de idéias anteriormente propostas torna a concepção do Di²PS ímpar na solução do problema de afundamentos de tensão através de compensador série.

Capítulo 4

Projeto de Inversores de Frequência

O projeto adequado do inversor de frequência, que garanta a operação segura do equipamento sem, entretanto, haver sobredimensionamento, é de suma importância para a adequação técnica e econômica de diversos equipamentos tais como conversores de acionamentos elétricos, UPS, reatores eletrônicos e compensadores série. Neste capítulo são apresentados modelos térmicos e de cálculo de perdas que permitem estimar as temperaturas internas dos semicondutores para os mais diversos regimes de operação. O grande benefício dos modelos apresentados é a sua aplicabilidade em condições de operação não contínuas, tais como ciclos de carga variável ou operação por intervalo de tempo muito pequeno. O estudo apresentado neste capítulo permitiu a verificação da não necessidade de dissipadores de calor e o dimensionamento adequado dos componentes semicondutores do D²iPS COELBA.

4.1 Inversores de Frequência

A compreensão do princípio de funcionamento dos inversores de frequência, incluindo as diferenças entre as topologias e técnicas de modulação da tensão de saída, é de extrema importância para o entendimento das técnicas de estimação de perdas que serão apresentadas nas seções subseqüentes. O estudo sobre inversores aqui apresentado terá, portanto, este enfoque. Conceituações básicas serão abordadas para fins de contextualização e padronização. Detalhes dos princípios operacionais básicos de inversores de frequência podem ser encontrados em [39].

Conversores CC-CA chaveados, ou inversores, são utilizados em uma ampla gama de aplicações tais como acionamentos elétricos, UPS, reatores eletrônicos, conversores *shunt*, conversores série, dentre outros. Existem, basicamente, dois tipos de inversores: os chamados VSI (*Voltage Source Inverter*), onde a alimentação CC é dada por uma fonte de tensão, normalmente constituída por um banco de capacitores, e os inversores CSI (*Current Source Inverter*), alimentados por fontes de corrente. Neste trabalho só serão discutidos os

conversores VSI, uma vez que são os utilizados na maioria das aplicações, inclusive nos compensadores série de modo geral. Inversores CSI são aplicados em compensadores *shunt* e acionamentos com níveis de potência muito elevados.

4.1.1 Princípio de operação de conversores VSI

A fig. 4.1a apresenta uma forma de onda típica da tensão e da corrente de saída de um inversor VSI, onde estas encontram-se defasadas entre si, como é o caso da maioria das aplicações, onde a carga é normalmente indutiva. Considerou-se que a tensão de saída foi filtrada. Estas formas de onda implicam em tensões e correntes positivas e negativas, bem como fluxo de potência alternando entre a fonte e a carga. Espera-se, portanto, que o conversor CC-CA seja capaz de operar em todos os quadrantes do plano v-i, fig. 4.1b, durante o ciclo de fundamental da saída. O conversor terá a capacidade inerente de operar como inversor ou retificador chaveado.

A fig. 4.1c apresenta uma estrutura básica de um inversor de frequência, composto por um barramento CC e um conjunto usualmente denominado braço de inversor. O ponto central do barramento pode ou não existir, mas é normalmente utilizado como referência da tensão de saída em análises teóricas. O braço de inversor é composto por duas chaves, sendo cada uma bilateral em corrente e unilateral em tensão. Cada chave é composta por um dispositivo semicondutor cuja entrada em condução e desligamento são controlados, além de um diodo em anti-paralelo, conhecido como diodo de roda livre. Usualmente o dispositivo semicondutor totalmente controlado é um MOSFET, IGBT, GTO ou IGCT, cuja escolha depende dos níveis de tensão, corrente e frequência de operação. Por motivos a serem explicados na seção 4.2, os IGBTs serão os mais explorados neste trabalho.

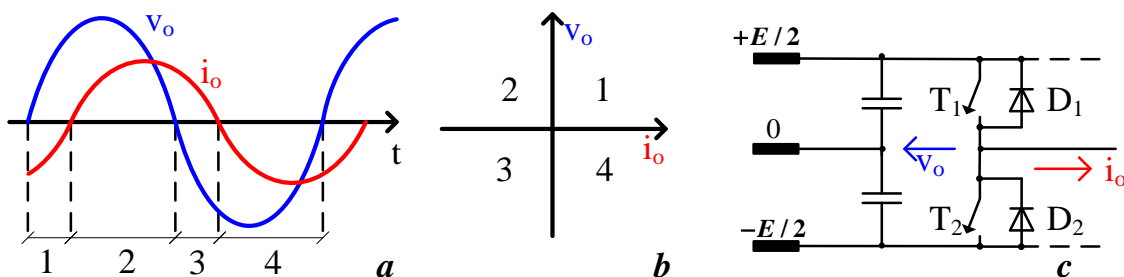


Figura 4.1: “a” - forma de onda típica da tensão e da corrente de saída de um inversor VSI; “b” - plano v-i; “c” - estrutura básica de um inversor de frequência (braço de inversor).

Através do braço de inversor podem ser montadas as três topologias mais importantes de inversores de frequência: o inversor monofásico em meia ponte, o inversor monofásico em ponte completa e o inversor trifásico, apresentados na fig. 4.2, onde o IGBT foi adotado como chave controlada.

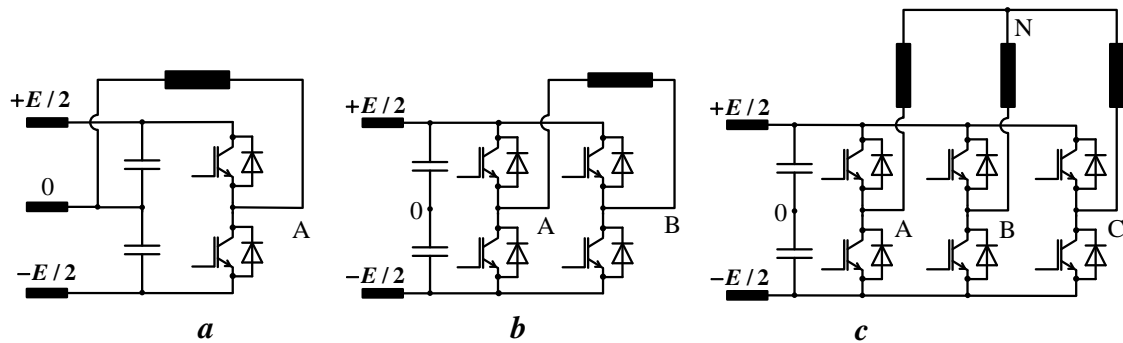


Figura 4.2: Inversores de frequência: “a” – monofásico em meia ponte; “b” – monofásico em ponte completa; “c” – trifásico.

Um braço de inversor, tal como o apresentado na fig. 4.2, é capaz de fornecer em sua saída apenas dois níveis definidos de tensão em relação ao ponto central do barramento CC: $v_o = +E/2$ ou $-E/2$. Embora não seja a única alternativa para a obtenção de uma tensão de saída senoidal com tensão e frequência variável, a mais adotada é a técnica de modulação por variação da largura de pulso, amplamente conhecida com PWM (*Pulse Width Modulation*). Nesta técnica, as chaves controladas são chaveadas em uma frequência relativamente elevada, se comparada à frequência da fundamental da tensão de saída, denominada frequência de portadora. O período de condução de cada chave, dentro do ciclo de chaveamento “ T_s ”, define a amplitude média da tensão de saída para aquele ciclo. A amplitude instantânea da tensão de saída é definida por um sinal de referência, conhecido como sinal modulante. Não existem restrições sobre a forma de onda deste. No entanto, as suas componentes de frequência mais relevantes devem ser mais lentas que a frequência de chaveamento, que define a faixa de passagem do conversor.

Dentre os métodos de geração de PWM, um dos mais utilizados é o conhecido como PWM seno-triangular, ou SPWM (*Sinusoidal PWM*), fig. 4.3. Este método é útil na operação do inversor de meia-ponte, apresentada na fig. 4.2a, além de poder ser utilizado para cada braço do inversor de ponte completa ou do trifásico.

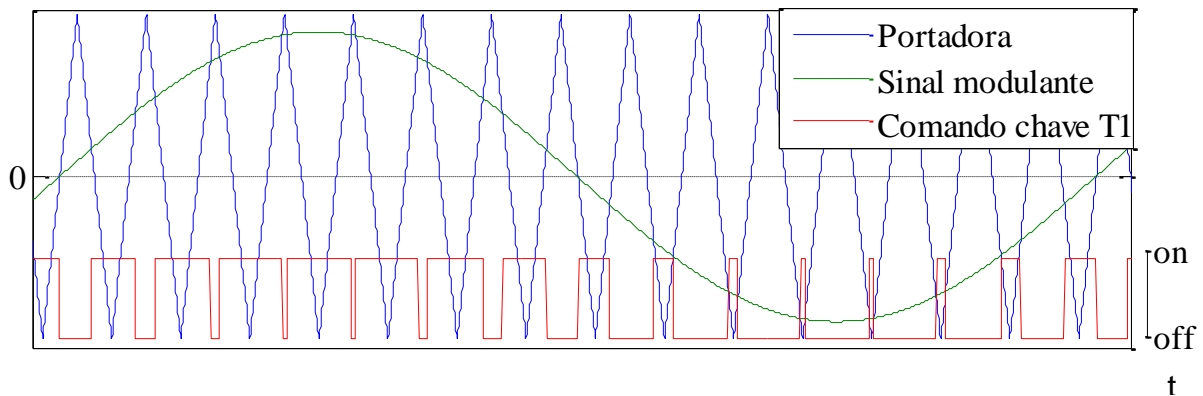


Figura 4.3: Geração do comando das chaves do inversor através da técnica SPWM (implementação analógica).

Um sinal triangular, com a frequência de chaveamento desejada para as chaves do inversor, é comparado com um sinal senoidal com a frequência de fundamental da tensão de saída a ser gerada. Esta comparação define o comando das chaves T_1 e T_2 , fig. 4.1c. Nos instantes de tempo, t_1 , em que a amplitude do sinal de referência v_{ref} é maior que a do sinal triangular v_{tri} , a condução de T_1 é comandada. A fig. 4.3 apresenta este procedimento. Nos instantes de tempo, t_2 em que v_{tri} é maior que v_{ref} , T_1 é desligado e condução de T_2 é comandada. Verifica-se que a operação de T_1 e T_2 é complementar, nunca estando ambos conduzindo simultaneamente (o que provocaria curto-circuito do barramento CC). O valores de pico da onda triangular correspondem aos valores de tensão do barramento CC (+E/2 e -E/2). O valor de pico do sinal de referência corresponde ao valor de pico da tensão desejada na saída. O valor médio da tensão de saída é dado por:

$$v_{ao(T)} = \frac{E}{2} \frac{(t_1 - t_2)}{T}, \quad t_1 + t_2 = T \quad (4.1)$$

Embora o sinal de referência v_{ref} não apareça na expressão (4.1), este está implícito nas definições dos tempos t_1 e t_2 , obtidos automaticamente pela comparação entre o mesmo e o sinal triangular v_{tri} . A fig. 4.4 apresenta a tensão de saída, v_o , de um braço de inversor modulado pela técnica SPWM, juntamente com sua componente fundamental e a corrente de saída, para uma carga indutiva. Também é apresentado o sinal de comando a chave T_1 . Este comando, juntamente com a corrente de carga i_o , define os períodos de condução de cada elemento do braço de inversor, também apresentados na fig. 4.4, segundo a lógica apresentada na tabela 4.1.

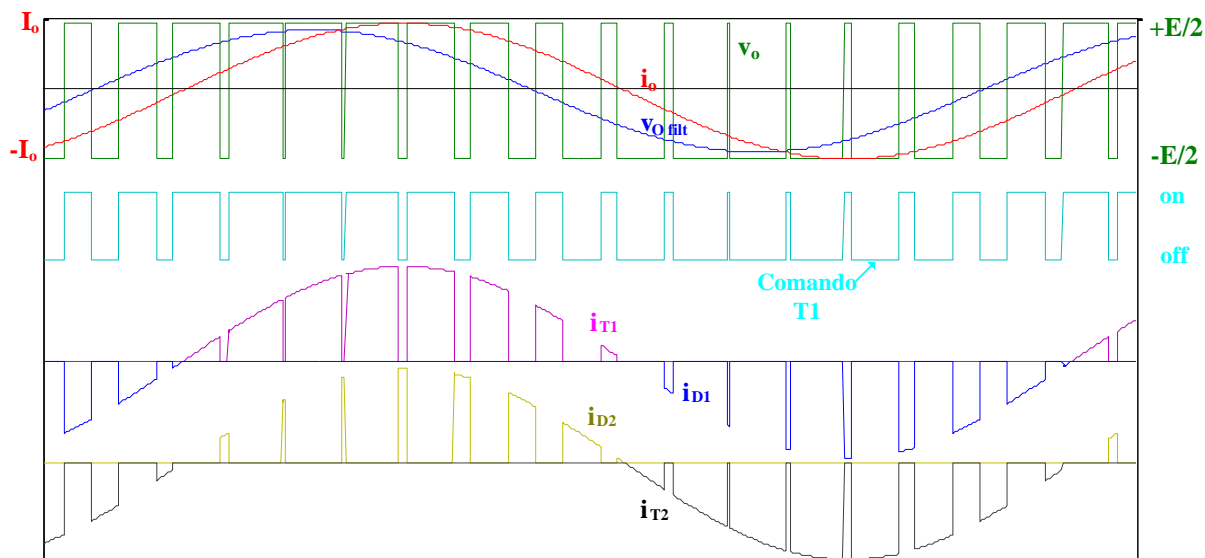


Figura 4.4: Formas de onda típicas de um braço de inversor.

Tabela 4.1: Tensão e corrente das chaves do braço de inversor em função dos comandos das chaves e corrente de carga.

	i_o	Comando T_1^*	Comando T_2^*	i_{T1}	i_{D1}	i_{T2}	i_{D2}	v_o
Comando explícito	+	1	0	i_o	0	0	0	+E/2
	+	0	1	0	0	0	i_o	-E/2
	-	1	0	0	i_o	0	0	+E/2
	-	0	1	0	0	i_o	0	-E/2
Tempo morto	+	0	0	0	0	0	i_o	+E/2
	-	0	0	0	i_o	0	0	-E/2

* 1 = ligado; 0 = desligado

Pela tabela 4.1, é possível se verificar, nas linhas classificadas como “comando explícito”, que, estando a condução de T_1 comandada, a tensão da saída será sempre +E/2. Isto independe do elemento que está conduzindo no momento, seja T_1 ou D_1 . O mesmo é válido em situações em que a condução de T_2 é comandada. No entanto, existe um intervalo de tempo necessário entre a comutação das duas chaves de modo a se evitar o curto-circuito do barramento CC. A este intervalo de tempo dá-se o nome de tempo morto.

Durante o tempo morto, algum diodo deve conduzir de modo a assegurar a continuidade da corrente de carga (considerando carga indutiva). O sentido da corrente, e não um comando explícito, define qual o diodo conduzirá e, conseqüentemente, a tensão de saída do braço de inversor. Caso o sentido da corrente esteja em oposição à polaridade da tensão desejada, ocorrerá uma discrepância entre a tensão de referência e a tensão de saída. Este efeito provoca

diversos problemas, dentre eles o surgimento de harmônicos ímpares não múltiplos de 3 na tensão de saída e redução da amplitude de fundamental. Tal efeito depende da duração do tempo morto, da frequência de chaveamento, do fator de potência, da relação entre a tensão de saída e tensão do barramento e da técnica de PWM empregada. O tempo morto é discutido em detalhes em [40] e existem técnicas para a redução de seus efeitos. De qualquer forma, técnicas de projeto aqui apresentadas permitem a sua simulação e avaliação de seus impactos.

Retomando à análise da técnica de comparação do sinal de referência v_{ref} com a portadora triangular: na situação em que v_{ref} excede em algum momento o valor de pico de v_{tri} , ocorre um fenômeno chamado sobremodulação, em que apenas uma chave conduz durante um ou mais ciclos, não ocorrendo chaveamento. A tensão de saída é “grampeada” em $+E/2$ ou $-E/2$. A consequência principal da sobremodulação é a distorção da tensão de saída, elevando a sua Taxa de Distorção Harmônica (TDH). No entanto, ela permite o aumento da componente fundamental máxima desta. Considerando a aplicação de um sinal de referência com amplitude muito maior que a do sinal de portadora, a forma de onda da saída será uma onda quadrada, com amplitude $\pm E/2$ e frequência do sinal modulante. Esta condição é chamada “operação em onda quadrada”, e a comutação das chaves ocorre apenas uma vez por ciclo da referência senoidal. Neste modo de operação, se obtém, por decomposição de Fourier, a maior amplitude possível para a componente fundamental da tensão de saída, obtida:

$$v_{o_1(quad)} = \frac{2 * E}{\pi} \quad (4.2)$$

O valor dado pela expressão (4.2) é válido para a tensão obtida entre o braço do inversor e o ponto central do barramento, ou pela tensão de carga do inversor monofásico em meia ponte. Para o caso do inversor em ponte completa, a expressão é dada por:

$$v_{AB_1(quad)} = \frac{4 * E}{\pi} \quad (4.3)$$

Observa-se que, para a mesma tensão de barramento CC, o conversor em ponte completa é capaz de sintetizar na carga uma tensão de saída duas vezes maior que o conversor de meia ponte. A máxima tensão de saída sem ocorrência de sobremodulação ocorre quando a amplitude máxima de sinal de referência é igual à amplitude máxima da referência triangular. Para o caso de aplicação de SPWM, seu valor de pico vale $E/2$, no caso do inversor de meia ponte, e vale E para inversores monofásicos em ponte completa. Para tensões de referência abaixo deste limite, a tensão de saída varia linearmente segundo a razão:

$$m = \frac{V_{ref}}{V_{(quad)}} \quad (4.4)$$

Esta razão é conhecida como índice de modulação. Ela é importante, dentre outros fatores, porque normaliza a tensão de saída em função da máxima componente fundamental da tensão possível para esta, obtida com a onda quadrada. Além disso, juntamente com a técnica de PWM empregada, o fator de potência e o tempo morto, o índice de modulação define os perfis de tensão e corrente dos diversos elementos do inversor, extremamente úteis para o cálculo de perdas, do espectro harmônico de saída e do barramento CC, entre outras.

O índice de modulação máximo, para a técnica SPWM, utilizando os conversores de meia ponte e ponte completa é, considerando região linear de operação, respectivamente:

$$m_{\max(SPWM)} = \frac{E/2}{(2 * E)/\pi} = \frac{\pi}{4} = 0.7854, \text{ (meia ponte)} \quad (4.5)$$

$$m_{\max(SPWM)} = \frac{E}{(4 * E)/\pi} = \frac{\pi}{4} = 0.7854, \text{ (ponte completa)} \quad (4.6)$$

Observa-se que o índice de modulação máximo é o mesmo para as duas topologias. Para a topologia trifásica, este possui o mesmo valor [41], considerando SPWM, e depende apenas da técnica de PWM empregada.

No caso do conversor em ponte completa, é possível a síntese de tensão zero na carga, através do comando independente dos braços de inversor. Um sinal de referência adicional V_{ref2} é utilizado na comparação com o sinal triangular. Este sinal é uma senóide com mesma amplitude de V_{ref} , defasado de 180°. A tabela 4.2 apresenta o estado das chaves em virtude dos resultados das comparações, juntamente com as tensões de linha e entre as fases e o ponto central do barramento. As mesmas considerações sobre tempo morto, apresentadas na tabela 4.1, são válidas.

Tabela 4.2: Determinação dos comandos das chaves e tensões de saída de inversores em ponte completa, em função da comparação de referências senoidais com portadora triangular.

V_{ref}	V_{ref2}	Comando T_{A1}	Comando T_{B1}	V_{AO}	V_{BO}	V_{AB}
$< v_{tri}$	$< v_{tri}$	0	0	-E/2	-E/2	0
$> v_{tri}$	$< v_{tri}$	1	1	+E/2	-E/2	E
$< v_{tri}$	$> v_{tri}$	0	0	-E/2	+E/2	0
$> v_{tri}$	$> v_{tri}$	1	1	+E/2	+E/2	-E

Para o caso trifásico, cinco níveis de tensão distintos são possíveis para a tensão fase-neutro, considerando carga equilibrada e neutro isolado. Três sinais de referência senoidais, de mesma amplitude, defasados 120° entre si, são comparados com a portadora triangular. Considerando as diversas combinações das chaves do inversor, oito estados são possíveis, denominados V_0 a V_7 . A tabela 4.3 apresenta os estados do inversor. Ainda são apresentados os respectivos estados das chaves, as tensões entre fases e ponto central “ V_{FN} ”, entre o ponto central e o neutro “ V_{ON} ”, as tensões de fase “ V_{FN} ” e de linha “ V_{AB} ”.

Tabela 4.3: Determinação dos comandos das chaves e tensões de saída de inversores trifásicos, em função do estado do inversor.

Estado	T_{A1}^*	T_{B1}^*	T_{C1}^*	V_{AO}	V_{BO}	V_{CO}	V_{ON}	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}
V_0	0	0	0	$-E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$-E/2$	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$+E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$-E/6$	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$+E$
V_2	1	1	0	$+E/2$	$+E/2$	$-E/2$	$+E/6$	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	0
V_3	0	1	0	$-E/2$	$+E/2$	$-E/2$	$-E/6$	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$-E$
V_4	0	1	1	$-E/2$	$+E/2$	$+E/2$	$+E/6$	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-E$
V_5	0	0	1	$-E/2$	$-E/2$	$+E/2$	$-E/6$	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	0
V_6	1	0	1	$+E/2$	$-E/2$	$+E/2$	$+E/6$	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$+E$
V_7	1	1	1	$+E/2$	$+E/2$	$+E/2$	$+E/2$	0	0	0	0

* Comando

4.1.2 Obtenção das formas de onda do inversor de frequência

Embora a maioria do conhecimento exposto na seção 4.1.1 seja básica e amplamente consolidada, a estruturação apresentada trás subsídios suficientes para uma explicação sucinta e completa de como obter, por ferramentas computacionais, todas as formas de onda de tensão e corrente dos elementos que compõe o inversor. Isto pode ser útil, por exemplo, para:

- cálculo de perdas e dimensionamento térmico dos dispositivos semicondutores que compõe o inversor, uma vez que as formas de onda de corrente destes elementos são conhecidas;
- projeto de filtros de saída e outras soluções para melhoria do nível de THD e combate a problemas de compatibilidade eletromagnética, uma vez que são conhecidas as formas de onda de corrente e tensão da saída do conversor;
- projeto adequado do barramento CC, uma vez que seus capacitores devem suportar o nível de corrente da entrada do inversor, garantindo níveis de ondulação de tensão e vida útil adequados.

Os seguintes passos são propostos:

- 1) escolha das características do inversor - topologia, técnica de PWM, tensão de barramento CC, frequência de chaveamento e tempo morto;
- 2) determinação das características da carga – amplitude da tensão, amplitude da corrente e fator de potência; determinar também o índice de modulação, pela expressão (4.4);
- 3) geração, em ambiente computacional, dos sinais de corrente(s) de saída, dos sinais de referência de tensão e da portadora triangular – conforme será visto na seção 4.1.3, a aplicação de qualquer técnica de PWM pode ser realizada pela comparação entre sinais de referência apropriados e o sinal de portadora triangular;
- 4) determinação dos comandos das chaves, através das comparações apropriadas entre os sinais de referência e de portadora;
- 5) determinar a tensão e a corrente de cada chave, considerando o impacto do tempo morto, se desejado, conforme tabela 4.1;
- 6) determinar, quando pertinente, as tensões de fase e de linha da saída, de acordo com as tabelas 4.1, 4.2 e 4.3;
- 7) determinar, quando desejado, a corrente de entrada do inversor, podendo esta ser dada pela somatória das correntes das chaves superiores, incluindo diodos e chaves controladas.

Existem muitos estudos sobre conversores VSI e técnicas de PWM, que trazem expressões analíticas que caracterizam diversos aspectos do funcionamento dos inversores, tais como qualidade da tensão de saída, harmônicos da corrente de entrada do conversor, perdas por condução e chaveamento, índice de utilização do barramento CC, entre outros [42, 43, 44, 45, 46, 47]. A principal vantagem destas metodologias é a fácil verificação da influência das principais variáveis na figura de mérito em questão, e a determinação de piores cenários frente a variações destas variáveis. A grande dificuldade é a criação de expressões analíticas para a verificação de influência de fatores em princípio secundários, devido à complexidade da abordagem matemática necessária.

Por exemplo, o espectro harmônico da corrente de linha é um importante parâmetro para projeto de conversores para acionamentos elétricos, uma vez que está ligado a perdas na carga e à pulsação de torque. Em [42] encontra-se um estudo sobre a potência associada às componentes harmônicas da corrente de linha. Em suas diversas expressões, as influências dos estados nulos (V_0 e V_7), do índice de modulação e do fator de potência são consideradas.

No entanto, não existe qualquer consideração sobre a influência do tempo morto ou existência de sobremodulação nos resultados. Tal verificação pode ser facilmente obtida através das técnicas computacionais apresentadas.

Dentro da metodologia apresentada, existe uma questão que demanda maiores explicações: quais são as principais técnicas de PWM existentes, suas principais vantagens e desvantagens e como inseri-las na metodologia proposta. Este é o assunto da próxima seção.

4.1.3 Técnicas de modulação

Até o momento, apenas uma técnica de PWM, a SPWM, foi explicada em maiores detalhes. Esta técnica possui como vantagem a fácil implementação e é amplamente utilizada em inversores monofásicos de meia ponte e de ponte completa. No entanto, esta técnica possui como desvantagens a reduzida faixa linear (na qual não ocorre sobremodulação) e baixa qualidade da forma de onda da saída para baixos índices de modulação.

Em inversores trifásicos cuja carga possui neutro isolado existe uma alternativa que consiste na aplicação de componentes de seqüência zero (harmônicos ímpares múltiplos de 3) nas tensões “ V_{FO} ”. Estas componentes não aparecem nas tensões de carga “ V_{FN} ”, que se mantêm constituídas basicamente pela tensão fundamental e pelas componentes harmônicas não triplas da frequência de portadora. No entanto, provocam deslocamento de “ V_{ON} ” proporcional ao sinal de seqüência 0. A essência da diversidade de técnicas de PWM conhecidas encontra-se neste grau de liberdade. Existem basicamente dois métodos de realização de modulação PWM: o método analógico e o método digital, a serem explicados na seqüência.

4.1.3.1 Implementação analógica

Na implementação analógica, o sinal de seqüência zero desejado é somado aos sinais de referências que serão comparados com a portadora triangular. Esta injeção de sinal de seqüência zero não traz qualquer alteração nos tempos dos estados ativos, nem no tempo total dos estados nulos gerados pela comparação. Portanto, não altera a componente fundamental da tensão de saída. No entanto, os tempos de condução dos estados nulos V_0 e V_7 são afetados. Deve-se observar que o estado V_0 impõe uma tensão V_{ON} igual a $-E/2$, enquanto que o estado V_7 impõe $+E/2$. Na modulação SPWM, estes dois estados se distribuem igualmente a cada ciclo de PWM, de modo que a tensão V_{ON} média por ciclo de PWM vale 0. Com a aplicação de sinal de referência com componentes de seqüência 0, os tempos de

aplicação de V_0 e V_7 não são iguais para todos os ciclos de PWM, fazendo que a tensão V_{on} média por ciclo reflita a componente de seqüência 0 instantânea aplicada.

A fig. 4.5 apresenta um diagrama de blocos indicando a estratégia adotada. As tensões de referência são dadas por:

$$\begin{aligned} V_{ref A} &= V_{ref A}^* + V_{S0} = V_{ref 1} \cos(\omega_e t) + V_{S0} \\ V_{ref B} &= V_{ref B}^* + V_{S0} = V_{ref 1} \cos(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) + V_{S0} \\ V_{ref C} &= V_{ref C}^* + V_{S0} = V_{ref 1} \cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) + V_{S0} \end{aligned} \quad (4.7)$$

Com este método, é possível implementar qualquer técnica de PWM para operação de inversores trifásicos [42].

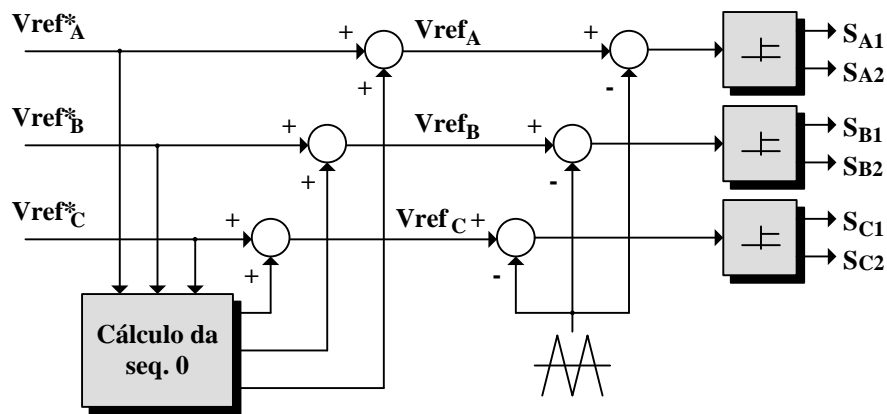


Figura 4.5: Método analógico de determinação dos estados das chaves do inversor.

4.1.3.2 Implementação digital direta

Um outro método, conhecido como método digital direto, baseia-se na representação por espaço vetorial [42] dos estados do inversor e da tensão de referência, ilustrada na fig. 4.6. Todos os possíveis estados do inversor, apresentados na tabela 4.3 são representados no plano vetorial, e são dados por [41]:

$$\vec{V} = \frac{2}{3}(V_{AO} \cdot \vec{a}^0 + V_{BO} \cdot \vec{a}^{-1} + V_{CO} \cdot \vec{a}^{-2}), \text{ onde } \vec{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (4.8)$$

Obtendo \vec{V} , para cada estado da tabela, tem-se:

$$\vec{V}_k = \begin{cases} \frac{2}{3} E \cdot e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}, & \text{para } k = 1, 2, 3, 4, 5 \text{ e } 6 \\ 0 & , \text{para } k = 0 \text{ e } 7 \end{cases} \quad (4.9)$$

Um vetor \vec{V}_{ref} , com amplitude V_{ref} girando com velocidade angular $\omega_e t$, representa as tensões fase-neutro desejadas, dadas por:

$$\begin{aligned} V_{AN} &= V_{ref} \cos(\omega t) \\ V_{BN} &= V_{ref} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{CN} &= V_{ref} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (4.10)$$

Os estados ativos do inversor formam um hexágono regular e o divide em seis setores simétricos, denominados I a VI. Apenas vetores de referência situados dentro do hexágono são realizáveis e só é possível operação sem sobremodulação para referências contidas na maior circunferência inscrita no hexágono.

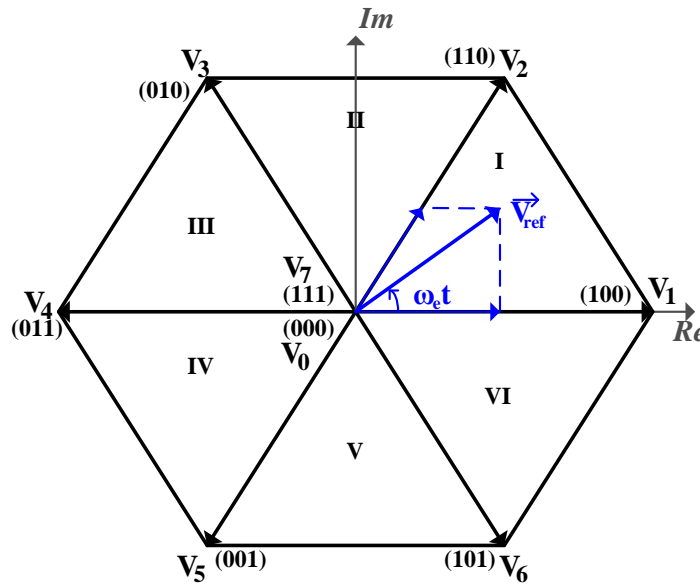


Figura 4.6: Diagrama do espaço vetorial ilustrando a implementação da técnica digital direta.

Para cada ciclo de chaveamento, uma composição de vetores ativos adjacentes ao vetor de referência e vetores nulos é realizada, de modo a sintetizar a tensão de referência. Os tempos de aplicação dos vetores ativos são dados por:

$$\begin{pmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_s}{E} \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & \cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

, onde k representa o número do setor, T_s é o período de chaveamento e V_α e V_β compõe a representação de \vec{V}_{ref} no sistema de referência estacionário $\alpha\beta$, conforme descrito em detalhes

em [48]. O tempo de aplicação dos vetores nulos é dado por:

$$T_{nulo} = \frac{T_s}{2} - (T_k + T_{k+1}) \quad (4.12)$$

Existem duas seqüências usuais para a comutação entre os estados: “ $V_0, V_k, V_{k+1}, V_7, V_7, V_{k+1}, V_k, V_0$ ” e “ $V_0, V_{k+1}, V_k, V_7, V_7, V_k, V_{k+1}, V_0$ ”. A aplicação da seqüência apropriada, bem como a duração de cada estado nulo depende da técnica de modulação empregada e da posição instantânea do vetor de referência.

Como exemplo, as definições dos tempos de aplicação dos vetores nulos e do padrão de chaveamento são apresentadas na tabela 4.4, para duas importantes técnicas de PWM: SVPWM (*Space Vector PWM*) e DPWM1 (*Discontinuous PWM 1*). De acordo com os padrões de chaveamento apresentados na tabela, pode-se concluir que, na técnica SVPWM, ocorrem seis comutações por ciclo de portadora, enquanto que usando a técnica DPWM1 ocorrem apenas quatro comutações. Percebe-se que, nesta segunda técnica, cada braço de inversor não comuta por 120° do ciclo de fundamental, saturando a tensão da fase correspondente em $+E/2$ ou $-E/2$. Esta é uma característica comum das técnicas de PWM descontínuas (DPWM), que se diferenciam das técnicas de PWM contínuas (CPWM). Serão apresentadas, na seção 4.1.3.3, as principais características das mais importantes representantes de ambos os grupos.

Tabela 4.4: Determinação dos estados nulos e da seqüência de chaveamento para as técnicas de PWM SVPWM e DPWM1.

	SVPWM	DPWM1
T_0, T_7	$T_0 = T_7 = \frac{T_{nulo}}{2}$	$T_0 = 1$ e $T_7 = 0$, para segunda metade dos setores ímpares e primeira metade dos setores pares; $T_0 = 0$ e $T_7 = 1$, para primeira metade dos setores ímpares e segunda metade setores pares.
Seqüência	$V_0, V_k, V_{k+1}, V_7, V_7, V_{k+1}, V_k, V_0$, para setores ímpares* $V_{k+1}, V_k, V_7, V_7, V_k, V_{k+1}, V_0$, para setores pares*	

A implementação digital é atualmente mais utilizada nos sistemas de controle de inversores de freqüência, em virtude de ser mais apropriada para o uso com microcontroladores e DSPs (*Digital Signal Processor*). No entanto, para simulações computacionais, a metodologia analógica torna-se atrativa, uma vez que a única variação entre as técnicas recai na geração do sinal de seqüência 0, que possui regras simples, como pode ser verificado na próxima seção.

4.1.3.3 Principais técnicas de PWM e implementação analógica

Apesar de teoricamente existir um número infinito de possibilidades para o sinal de seqüência 0 e, conseqüentemente, para a técnica de modulação, restrições de desempenho e simplicidade reduzem estas possibilidades a pouco mais que dez técnicas [42]. A fig. 4.7 mostra o sinal de referência senoidal da fase A, $V_{ref A}^*$, juntamente com o sinal de referência de seqüência zero, V_{s0} e o sinal de referência resultante $V_{ref A}$. Nesta figura, se assume portadora triangular com amplitude unitária e os sinais são normalizados para $E/2$.

Conforme citado na seção 4.1.3.2, as técnicas apresentadas são divididas em dois grupos: técnicas de PWM contínuo (CPWM) e PWM descontínuo (DPWM). No primeiro grupo, se enquadram SPWM, SVPWM e THIPWM. No segundo grupo destacam-se DPWM0, DPWM1, DPWM2, DPWM3, DPWMMAX e DPWMMIN. Os métodos são discutidos na seqüência. Vale antecipar que o índice de modulação máximo, para operação na região linear, vale $\pi/2\sqrt{3} \approx 0,907$ para todas as técnicas com injeção de seqüência 0, salvo THIPWM1/4, cujo valor máximo é $(3\sqrt{3}/7\sqrt{7})\pi \approx 0,881$, e SPWM, cujo valor é aproximadamente 0,795.

SPWM (Sine PWM)

Neste método, já bastante discutido ao longo do capítulo, não há injeção de seqüência 0. A faixa linear fica limitada a índices de modulação abaixo de 0,785 e a qualidade do sinal de saída para elevados índices de modulação é pobre.

THIPWM (Third Harmonic Injection PWM)

Devido à simplicidade de se definir seu sinal de seqüência 0, este modulador foi muito discutido na literatura [42]. Com $V_{ref A}$ definido como na expressão (4.7), o sinal de seqüência 0 vale:

$$\begin{aligned} V_{s0} &= -\frac{V_{ref 1}}{6} \cos(3\omega_e t), \text{ para THIPWM1/6 e} \\ V_{s0} &= -\frac{V_{ref 1}}{4} \cos(3\omega_e t), \text{ para THIPWM1/4} \end{aligned} \tag{4.13}$$

Ambos os métodos, embora de fácil implementação em simulação, são difíceis para a realização prática, seja por *hardware*, seja por *software*. Devido à dificuldade de implementação e faixa linear menor que a da técnica SVPWM e das técnicas DPWM, as técnicas de injeção de terceiro harmônico possuem valor teórico e histórico, mas pouca importância prática.

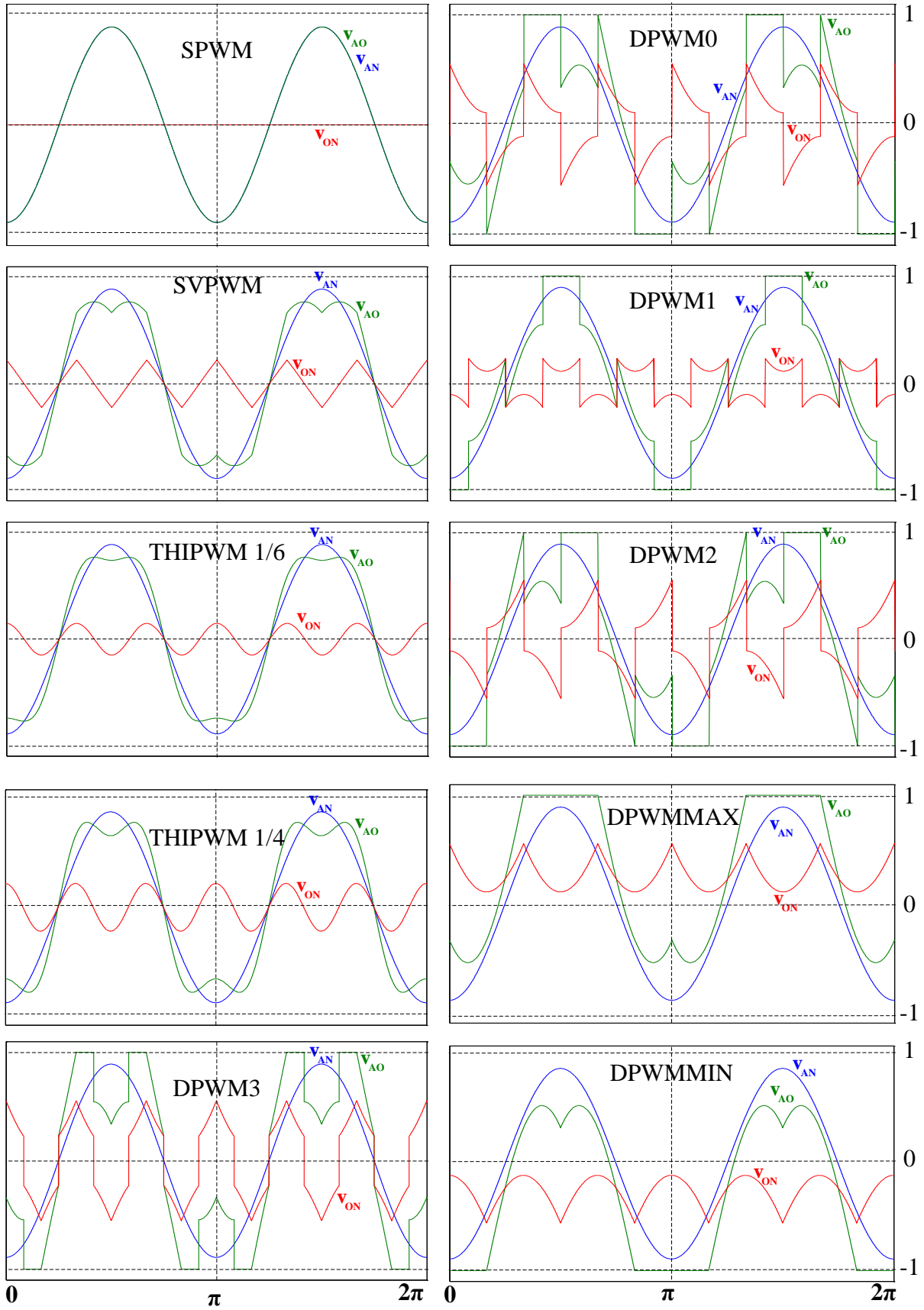


Figura 4.7: Formas de onda de técnicas de PWM modernas.

SVPWM (*Space Vector PWM*)

O sinal de seqüência 0 da técnica SVPWM é a metade da tensão de referência com menor módulo. Considerando $|V_{ref A}^*| \leq |V_{ref B}^*|, |V_{ref C}^*|$, então $V_{S0} = 0,5 \cdot V_{ref A}^*$. Provavelmente, a técnica SVPWM é a mais popular de todas as estratégias de PWM. Tal fato se deve principalmente a sua fácil implementação e elevada faixa de linearidade. No entanto, os métodos descontínuos possuem melhor desempenho para índice de modulação elevado, além de gerar menores perdas por chaveamento.

DPWM3 (*Discontinuous PWM 3*)

O sinal de referência com módulo da amplitude intermediária determina o sinal de seqüência 0. Assumindo $|V_{ref B}^*| \leq |V_{ref A}^*| \leq |V_{ref C}^*|$, então $V_{S0} = \text{Sinal}(V_{ref A}^*)(E/2) - V_{ref A}^*$. Esta técnica possui como principal vantagem a baixa distorção harmônica.

DPWMMAX (*Discontinuous PWM Maximum*)

O sinal de referência com maior valor define a seqüência 0. Assumindo $|V_{ref B}^*| \leq |V_{ref A}^*| \leq |V_{ref C}^*|$, então $V_{S0} = (E/2) - V_{ref C}^*$.

DPWMMIN (*Discontinuous PWM Minimum*)

O sinal de referência com menor valor define a seqüência 0. Assumindo $|V_{ref B}^*| \leq |V_{ref A}^*| \leq |V_{ref C}^*|$, então $V_{S0} = (E/2) - V_{ref B}^*$. Uma característica comum dos métodos DPWMMIN e DPWMMAX é a não uniformidade das perdas por condução dos dispositivos de chaveamento do braço do inversor. Para DPWMMAX as chaves superiores sofrem maior estresse térmico. O oposto se verifica para DPWMMIN.

GDPWM (*Generalized DPWM*)

Os métodos DPWM0, DPWM1 e DPWM2 são casos particulares do chamado método DPWM generalizado. Neste método, os sinais de referência $V_{ref A}^*, V_{ref B}^*, e V_{ref C}^*$ são temporalmente deslocados por um ângulo $\psi - \pi/6$, sendo $0 \leq \psi \leq \pi/3$, formando os sinais $V_{ref AX}^*, V_{ref BX}^*, e V_{ref CX}^*$. O maior módulo entre os novos sinais define qual referência original será utilizada para o cálculo da seqüência 0. Se $V_{ref AX}^* > V_{ref BX}^*, V_{ref CX}^*$, então $V_{S0} = \text{Sinal}(V_{ref A}^*)E/2 - V_{ref A}^*$. Para DPWM0, DPWM1 e DPWM2 ψ vale, respectivamente, 0, $\pi/6$ e $\pi/3$.

4.2 O IGBT – Princípios Básicos e Características de Perdas

4.2.1 Motivação para o estudo do IGBT

Os dispositivos semicondutores disponíveis no mercado atual podem ser divididos em três grandes grupos [49]:

- os diodos, que são comutados pela ação do circuito de potência;
- dispositivos tais como tiristores que podem ser disparados por um circuito de controle, mas que são desligados por comutação natural ou através de circuitos adicionais;
- dispositivos tais como transistores bipolares (BJT – *Bipolar Junction Transistor*), GTOs (*Gate Turn-Off tiristor*) e MOSFETs (*Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor*) de potência, que podem ser ligados e desligados através de circuito de comando.

O último grupo possui a vantagem da simplicidade dos circuitos com estes montados. No entanto, existem limitações técnicas que tornam cada dispositivo mais apropriado a determinadas aplicações. A fig. 4.8 apresenta um gráfico mostrando o estado de arte atual da maioria dos semicondutores de potência, em termos de corrente nominal e tensão de bloqueio [50]. Observa-se que o elemento com maior limite capacidade de potência é o SCR (ou tiristor). No entanto, tal dispositivo apenas pode ser desligado por comutação natural ou através de circuitos adicionais, o que restringe sua aplicação.

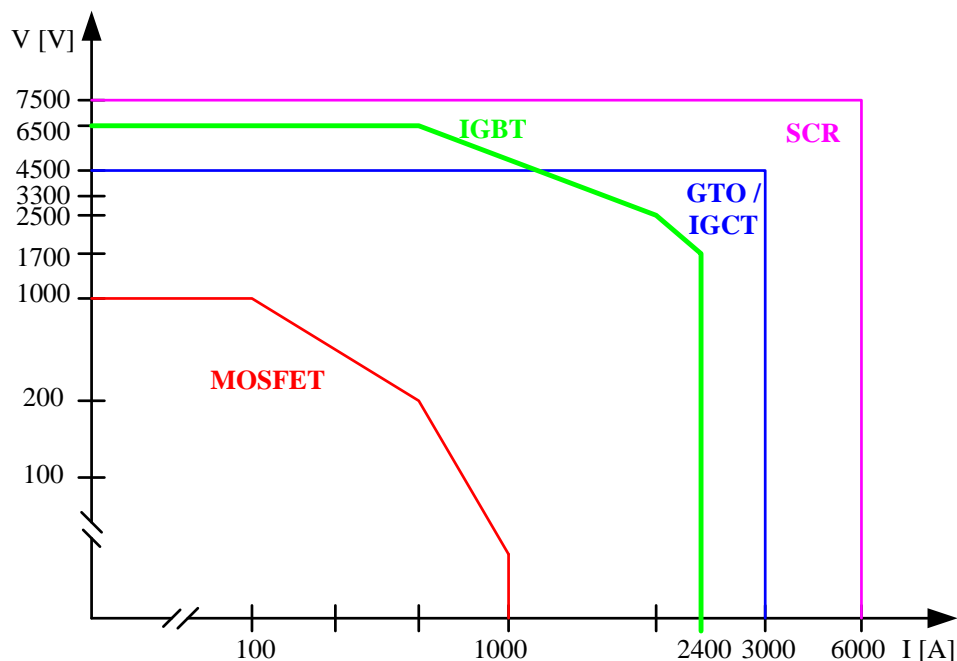


Figura 4.8: Campo de aplicação de semicondutores de potência modernos.

Em aplicações de média tensão que demandam total controle sobre o estado de condução das chaves, três tecnologias se destacam: GTO, IGCT (*Integrated Gate Commuted Thyristor*) e os IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Estes dispositivos se diferenciam pela frequência máxima de operação (IGBTs são mais rápidos), perdas em condução (vantagem para GTO e IGCT), circuito de comando e custo, estando o mercado aberto às diversas tecnologia.

Para aplicação em baixa tensão, duas tecnologias se destacam: MOSFET e o IGBT. A grande vantagem do MOSFET em relação as demais tecnologias é a sua capacidade de operar a elevadíssimas frequências de chaveamento, podendo chegar a 0,5 GHz, com o uso de circuitos externos adequados, mesmo para correntes relativamente elevadas [50]. Tais características tornam o MOSFET ideal para aplicações em fontes chaveadas e conversores de baixa tensão. Sua limitação encontra-se nas elevadas perdas por condução quando projetado para operar com tensões de bloqueio elevadas.

O IGBT pode ser considerado uma evolução da tecnologia do MOSFET [51]. Conforme será visto na seção subsequente, este incorpora características do transistor bipolar de tensão, dentre as quais as baixas perdas por condução e alta densidade de corrente, e do MOSFET, destacando a alta impedância da entrada de controle (*gate*), e elevada frequência de operação. Encontram-se consagrados no mercado dispositivos IGBTs com tais características, com tensões de bloqueio entre 300 e 1700V, para os mais diversos níveis de corrente. Nesta faixa de aplicação, e havendo a necessidade de frequências de chaveamento da ordem de alguns kHz, o IGBT encontra-se absoluto no mercado.

As características do IGBT citadas o colocam como dispositivo mais utilizado para construção de inversores de frequência em baixa tensão. Daí a importância do conhecimento de suas características no contexto deste trabalho. A maioria do estudo apresentado sobre o IGBT, especialmente no que se refere às características de perdas pode ser aproveitada para o MOSFET com poucas ressalvas, garantindo a generalidade das metodologias de cálculo de perdas apresentadas em seções subsequentes.

4.2.2 Princípios básicos de operação

O IGBT pode ser considerado uma combinação monolítica do MOSFET com o BJT. Uma seção vertical de um IGBT de canal n é apresentada na fig. 4.9 [39]. Ele é composto por uma sucessão de semicondutores com dopagem tipo n e tipo p , formando uma estrutura, do emissor para o coletor $n^+pn\bar{n}^+p^+$ ou $n^+pn\bar{p}^+$, conforme o tipo do IGBT (assimétrico ou simétrico). O elemento de controle do fluxo de corrente (gatilho) é composto por um terminal,

uma placa metalizada e um isolante (dióxido de silício), que forma um capacitor que cobre a região n^+pn^- . Assim como no MOSFET, o princípio básico de operação do IGBT reside na geração de um canal de inversão na região p , provocado pela aplicação de um campo elétrico no terminal de gatilho. Neste aspecto residem as principais vantagens do IGBT em relação ao BJT: o IGBT é um dispositivo controlado por tensão, demandando baixos níveis de energia para o circuito de controle e com características de chaveamento similares à do MOSFET.

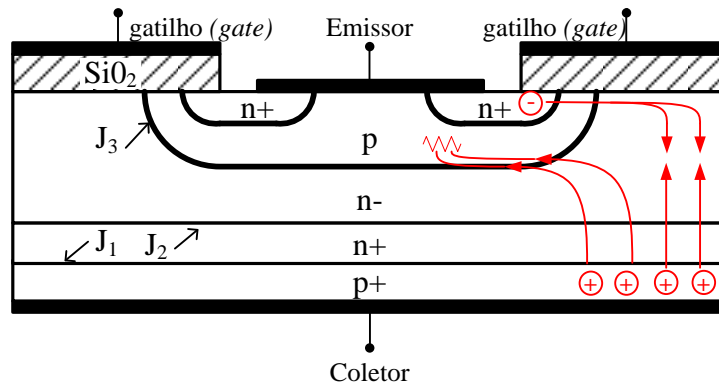


Figura 4.9: Seção vertical de um IGBT de canal n.

A estrutura apresentada é muito similar a de um MOSFET de estrutura vertical, sendo a principal diferença reside na presença de uma camada p^+ que forma o coletor (ou dreno) do IGBT. Esta camada forma uma junção pn (J_1), que injeta portadores minoritários onde seria o dreno do MOSFET. Esta presença de portadores minoritários caracteriza o IGBT como um dispositivo bipolar. De fato, a seqüência de dopagem $p^+(n^+)n^-p$ compõe a estrutura de um transistor bipolar. Em relação ao MOSFET este apresenta quedas de tensão muito menores, para um mesmo nível de tensão de bloqueio. Por outro lado, o tempo de chaveamento e perdas neste processo são maiores para IGBT, uma vez que, no processo de desligamento, os portadores minoritários presentes na região n^- não são eliminados automaticamente com a retirada da tensão de gatilho, precisando haver processo de recombinação, tal qual no BJT.

Para operar o IGBT no modo de bloqueio direto, este precisa ter uma tensão de gatilho menor ou igual à tensão de emissor. Quando uma tensão positiva é aplicada no coletor, o IGBT pode suportar uma elevada tensão, por que a junção J_3 fica reversamente polarizada. Uma camada de depleção se estende para ambos os lados da junção [52].

No IGBT, não ocorre fluxo de corrente quando aplicada uma tensão negativa entre o coletor e o emissor, uma vez que a junção inferior (J_1) fica inversamente polarizada. Para IGBTs que não possuem a região n^+ , a característica de bloqueio é similar a característica de bloqueio direta. Tais dispositivos são conhecidos como IGBTs simétricos, ou NPT (*Non*

Punch-Trough). Nos dispositivos onde existe a junção J_2 , a capacidade de bloqueio reverso do dispositivo é bastante comprometida, de modo a se melhorar as características de condução do dispositivo. Estes dispositivos são conhecidos como IGBTs assimétricos ou PT e possuem particularidades que devem ser levadas em consideração no estudo do IGBT, tais como influência da temperatura nas perdas, tempo de comutação, etc.

A fig. 4.10 apresenta a estrutura do IGBT, juntamente com uma representação de seus elementos por componentes discretos. Pode-se observar nesta estrutura a presença de um tiristor parasita, representado pelos transistores apresentados e suas conexões. Dentro da faixa de operação segura (SOA – *Safety Operation Area*) do dispositivo, o disparo deste tiristor nunca ocorre e este pode ser negligenciado. A figura ainda apresenta alguns elementos importantes na operação do dispositivo, dignos de nota [50]:

- C_{GE} : capacitância entre gatilho e emissor - provocado pela cobertura da metalização do gatilho sobre o emissor. É dependente da tensão V_{GE} e influencia as características de chaveamento do dispositivo;
- C_{CE} : capacitância entre coletor e emissor – provocada pela junção J_1 . Depende da superfície semicondutora, da tensão de ruptura e da tensão V_{DS} . Não influencia as características de perdas e tempos de chaveamento do dispositivo, mas é relevante para a redução de sobretensões oriundas do desligamento deste;
- C_{GC} : capacitância de Miller - provocado pela cobertura da metalização do gatilho sobre a região n^+ . É dependente da tensão V_{GC} e influencia as características de chaveamento do dispositivo;
- R_G : resistência interna de gatilho – deve ser dimensionada adequadamente de modo a reduzir oscilações entre transistores de uma mesma pastilha;
- R_D : resistência ôhmica da região n^- - importante determinante na característica de condução do dispositivo;
- R_w : Resistência lateral da camada p – seu dimensionamento adequado é importante para evitar o disparo do tiristor parasita.

A fig. 4.11 apresenta a curva estática característica de um IGBT típico. Nela é apresentada a característica de condução e bloqueio direta, além da característica reversa. Em casos de aplicação com inversores de frequência, é usual o uso de um diodo em antiparalelo ao dispositivo, conhecido como diodo de roda livre. Em aplicações em que é necessário o bloqueio de tensão reversa, é comum o uso de diodo em série, como apresentado na figura. Por ser de extrema importância para a compreensão dos processos de perdas dos IGBTs, suas

características de condução e chaveamento serão abordadas em maiores detalhes nas seções subsequentes.

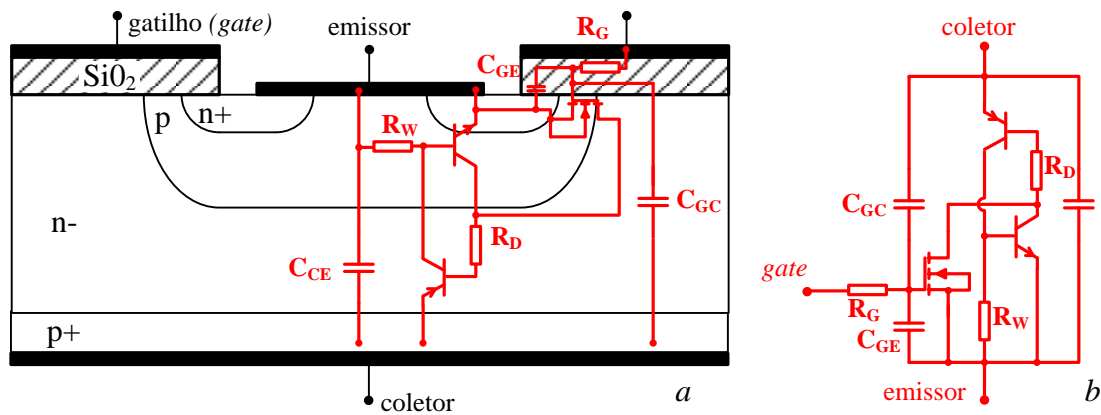


Figura 4.10: Estrutura do IGBT: “a” – associação com elementos discretos; “b” – circuito equivalente.

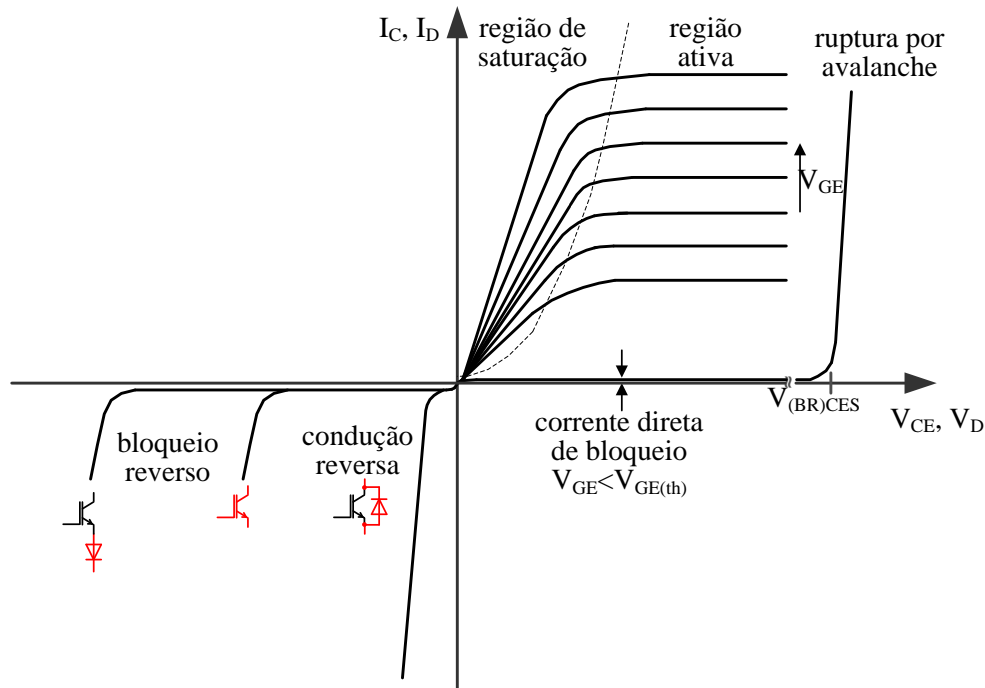


Figura 4.11: Curva VxI estática de um IGBT típico.

4.2.3 Característica de condução e perdas

Curvas características de condução de IGBTs são apresentadas no primeiro quadrante do gráfico da fig. 4.11. Pode-se observar duas regiões, denominadas região de saturação e região ativa. Uma vez que a operação na região ativa envolve altos valores de queda de tensão

e, conseqüentemente, de perdas, o IGBT é normalmente operado apenas na região de saturação, em regime permanente.

A queda de tensão do IGBT pode ser dividida basicamente em três parcelas [52]:

- queda na junção J_1 : queda de tensão típica de uma junção pn , responsável pelo joelho da curva para baixos valores de corrente. Seu valor é aproximadamente constante para variações de corrente e depende da temperatura, variando entre 0,7 V e 1 V;
- queda de tensão na região n^- : devido à modulação da condutividade, a queda de tensão nesta região é muito pequena, da ordem de 0,1 V. Este fenômeno é caracterizado pela inundação da região por portadores minoritários advindos especialmente da região p^+ . Vale ressaltar que esta é uma característica não existente no MOSFET, sendo esta região grande responsável pela queda de tensão deste dispositivo;
- Queda de tensão no MOSFET, especialmente da camada de inversão, fortemente dependente da tensão de gatilho.

A característica de condução do IGBT pode ser modelada pela característica de de um diodo PiN , representando as quedas de tensão de J_1 e n^- em série com um MOSFET, considerando a região de saturação.

Uma vez que o objetivo aqui é a contextualização básica e trazer subsídios para o conhecimento das variáveis de importância nos processos de perda, a abordagem física, bem como a modelagem das características elétricas do IGBT será evitada, devido a sua complexidade.

As variáveis que determinam a tensão e, conseqüentemente as perdas por condução de um IGBT, são:

- características construtivas do dispositivo;
- corrente instantânea;
- tensão de gatilho;
- temperatura de junção.

Naturalmente, uma importante ferramenta para o projetista são as informações fornecidas pelo fabricante. A fig. 4.12 [53], extraída de um folheto técnico (*data sheet*), apresenta a característica V_{xI} de um IGBT para diversas tensões de gatilho, considerando três temperaturas de junção distintas. Curvas como esta apresentam todas as informações relevantes para o conhecimento da perda instantânea do dispositivo.

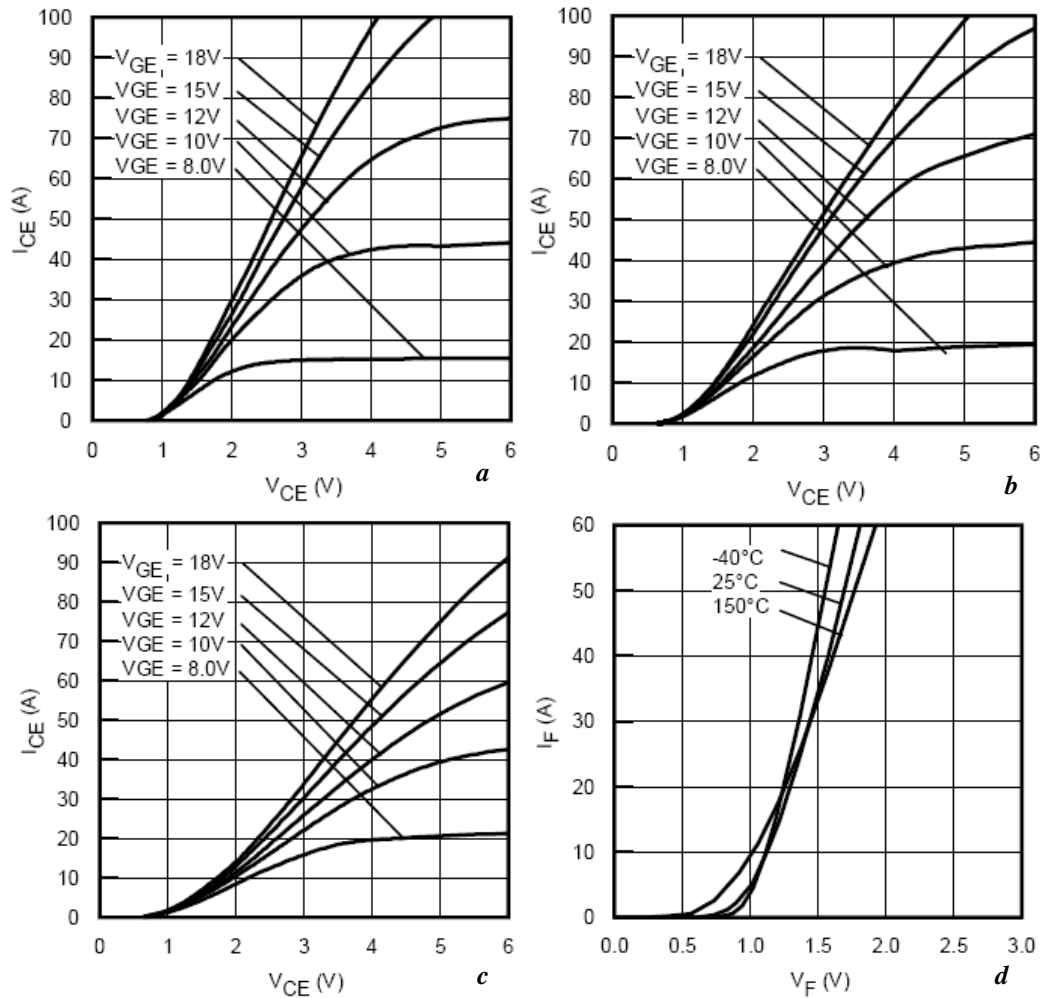


Figura 4.12: Característica de condução um IGBT NPT 15A / 600V e do diodo de roda livre, obtido do catálogo do fabricante: “a”: IGBT / 40°C; “b”: IGBT / 25°C; “c”: IGBT / 125°C; “d”: diodo.

Deve-se observar que a tensão de gatilho é uma característica construtiva do circuito de disparo (*gate driver*) do IGBT, não variando ao longo da operação do conversor. Apesar de existirem diversas curvas $V \times I$ para níveis distintos de tensão de gatilho, os fabricantes tendem a apresentar outras características do IGBT - tais como tempo e perdas por chaveamento - para apenas um nível de tensão. Além disso, os fabricantes já fornecem *gate drivers* com um nível de tensão de gatilho pré-definido, condizente com o valor mais referenciado para a obtenção das curvas do catálogo. Portanto, normalmente, nenhum tipo de interpolação precisa ser realizado para a adequação entre os dados do fabricante e a situação real de operação.

Com relação à temperatura de junção, são apresentadas, nos *data-sheets*, apenas informações discretas sobre a variação da característica $V \times I$ em função deste variável. No entanto, o dispositivo pode operar em qualquer temperatura dentro da faixa delimitada pelo fabricante. Para se estimar a característica $V \times I$ de forma precisa, para uma dada temperatura

referida no *data-sheet*, algum tipo de interpolação deve ser utilizada. De acordo com [50, 52], o coeficiente térmico de um IGBT é constante dentro de sua faixa de operação, para uma dada corrente. Em outras palavras, a variação da queda de tensão em função da temperatura, para uma dada corrente, é linear. Portanto, a melhor forma de se estimar a característica V_{xI} de um dispositivo para uma dada temperatura é através da interpolação linear dos dados fornecidos pelo fabricante para temperaturas distintas. Para confirmar esta informação, as quedas de tensão do IGBT para diversos pontos de operação foram extraídas das curvas da fig. 4.12, considerando os três níveis de temperatura indicados. O valor da queda de tensão para a temperatura de 25 °C, obtido por interpolação dos dados para -40 °C e 150 °C, foi determinado e comparado com os dados do fabricante para este valor de temperatura, conforme apresentado na tabela 4.5.

Tabela 4.5: Verificação da variação linear da queda de tensão do IGBT com a temperatura.

I_C (A)	V_{GE} (V)	Queda de tensão (V)				Erro percentual (%)
		Dados do fabricante		Por interpolação		
		-40 °C	25 °C	150 °C	25 °C	
10	15	1,45	1,5	1,7	1,55	3,3
30	10	2,6	2,8	3,6	2,99	6,8
	15	2,1	2,3	3,0	2,45	6,7
50	15	2,75	3,1	4,05	3,26	5,2
	18	2,55	2,95	3,7	3,0	1,7
70	15	3,4	4,0	5,4	4,18	4,7
80	15	3,8	4,6	6,3	4,78	3,9
	18	3,4	4,1	5,3	4,14	0,98

De acordo com os dados obtidos na tabela 4.5, verifica-se que o erro obtido na estimativa da queda de tensão utilizando interpolação linear é muito baixo, o que valida a metodologia. Vale observar a grande excursão da temperatura, de quase 200°C, e a ampla faixa de valores utilizados. Outro fato digno de nota é que a maioria dos fabricantes fornece seus dados para a temperatura ambiente (25°C) e para a máxima temperatura de operação recomendada (entre 125°C e 150°C), o que reduz a excursão da temperatura de referência, aumentando ainda mais a precisão dos resultados.

No caso de IGBTs PT, a linearidade ainda é válida. No entanto, o coeficiente de temperatura é positivo para níveis de corrente abaixo da nominal e tende a zero para níveis de corrente próximos da nominal [21]. A variação da temperatura é menor, o que reduz o erro de estimativa ainda mais. Considerando os diodos, a linearidade também é válida e a baixa variação da queda de tensão sob a temperatura favorece a precisão dos resultados, fig. 4.10d.

A utilização da interpolação linear é adotada nas metodologias de cálculo de perdas apresentadas em [54, 55 e 56]. A mesma abordagem pode ser realizada para os diodos de roda livre, sob as mesmas argumentações. Normalmente são fornecidas pelo fabricante curvas para a temperatura ambiente (25°C) e para a máxima temperatura de junção sugerida (125°C, ou 150°C).

Retomando a tabela 4.5, considerando o ponto de operação com corrente nominal de 30 A, e tensão de gatilho de 15 V, e calculando-se a queda de tensão para 120 °C, verifica-se que a tensão estimada e a conseqüente perda são apenas 4,7 % menores que aquelas previstas para 150 °C. Diferenças semelhantes são verificadas para outros pontos de operação. Não se espera que um inversor seja projetado de modo que, na condição operacional mais severa, seus semicondutores operem a temperaturas muito abaixo da máxima recomendada pelo fabricante, uma vez que o contrário implicaria em baixo aproveitamento dos mesmos. Portanto, a consideração, para fins de cálculos de perda, de que o dispositivo trabalha sob sua máxima temperatura sugerida traz resultados conservadores bastante próximos daqueles da condição real, além de tornar os cálculos mais simples.

Um cenário onde é interessante analisar o erro ao se calcular as perdas apenas para a máxima temperatura é o de regime intermitente, onde a temperatura de junção excursions rapidamente de valores baixos a valores próximos ao máximo recomendado. Este é o cenário de um compensador série onde o inversor sai de uma condição de desligado para uma de carga plena e é desligado em instantes. Deseja-se saber quanto tempo o inversor pode operar, dado um degrau de carga. Naturalmente, o cálculo das perdas considerando que as junções dos semicondutores se encontram continuamente na máxima temperatura eleva o valor das perdas instantâneas calculadas. Como conseqüência, o tempo máximo de operação calculado diminui. É importante saber se esta redução é significativa, uma vez que quanto mais tempo o inversor puder funcionar, melhor. Considerando um degrau de carga no inversor, uma evolução exponencial de primeira ordem da temperatura, e variação linear da queda de tensão com a temperatura, a perda média ao longo do ciclo de carga pode ser dada por:

$$P_{med} = I_{med} * V_{med} = I_{med} * (V_{\theta_{min}} + \frac{1}{T} \int_{t_0}^T (V_{\theta_{max}} - V_{\theta_{min}})(1 - e^{-\frac{5t}{T}}) dt) \quad (4.14)$$

Considerando as informações do fabricante dadas na tabela 4.5 e supondo uma corrente média de 15A, tensão de gatilho de 15V, e variação de temperatura de 25°C a 150°C o erro médio da tensão instantânea obtido por se calcular as perdas considerando apenas a temperatura de 150°C é de apenas 4,7%, conforme fig. 4.13. A consideração da evolução da

temperatura por exponencial de primeira ordem é conservadora, uma vez que, para o dispositivo atingir a temperatura de junção elevada, suas diversas camadas precisam ter sua temperatura incrementada. Isso acontece rapidamente nas camadas mais internas, devido às baixas constantes de tempo térmicas. Com isso, a evolução inicial da temperatura é ainda mais rápida que a dada por um modelo exponencial de primeira ordem. Por conseguinte, se espera erros ainda menores por se calcular as perdas considerando apenas a temperatura máxima de operação. Como consequência, o tempo máximo de operação calculado varia pouco, considerando ou não a evolução das perdas em função da temperatura.

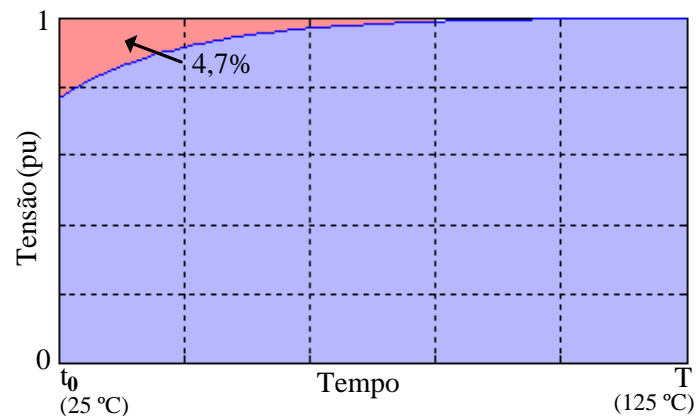


Figura 4.13: Validação do uso de dados de perdas por condução para máxima temperatura de operação no cálculo de perdas em condições de aplicação de degrau de carga.

4.2.4 Característica de chaveamento e perdas

O processo de chaveamento de um IGBT e de diodo de roda livre é complexo e depende de diversas variáveis. Em um primeiro momento, será apresentado um modelo utilizado para a compreensão dos mecanismos de chaveamento e para a identificação das variáveis relevantes no processo. Na sequência, cada variável identificada será detalhada individualmente à luz da sua influência no processo de perdas.

4.2.4.1 Processo de chaveamento de IGBTs e diodos em inversores de frequência

Um circuito muito utilizado como padrão para ensaios e levantamento das características de chaveamento do IGBT, útil para a compreensão do processo de comutação, é o conversor *buck* apresentado na fig. 4.14a [21]. A carga, representada por uma fonte de corrente I_L é, normalmente, do tipo RL, com constante de tempo muito superior ao período de chaveamento. Deve-se observar que a chave e o diodo correspondem a elementos de um braço de inversor participantes do processo de chaveamento, conforme sugerido na figura.

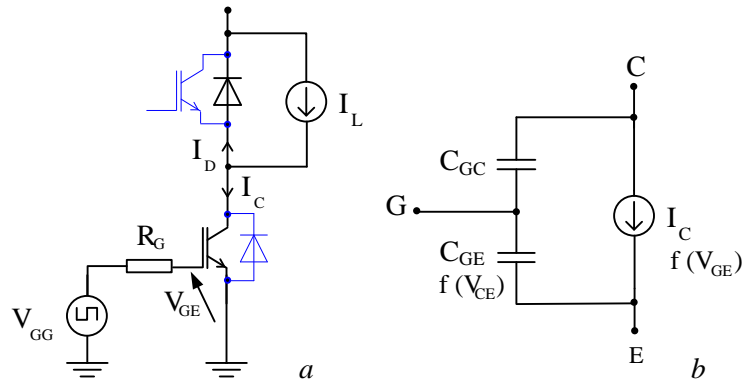


Figura 4.14: “a” - conversor *buck* utilizado como padrão para ensaios e levantamento das características de chaveamento do IGBT, “b” - modelo simplificado para o IGBT.

A fig. 4.14b traz um modelo simplificado para o IGBT, onde as já citadas capacitâncias C_{GC} e C_{GE} são representadas, juntamente com uma fonte de corrente I_C , dependente da tensão V_{GS} . A relação entre I_C e V_{GS} é dada pela curva de transcondutância, fornecida pelos fabricantes, fig. 4.15a. Os valores das capacitâncias C_{GC} e C_{GE} são fornecidos de modo indireto pelos fabricantes, através dos valores de C_{iss} (capacitância de entrada) e C_{rss} (capacitância de transferência reversa), fig. 4.15b, que se relacionam com as primeiras por:

$$C_{GC} = C_{rss} \quad (4.15)$$

$$C_{GE} = C_{iss} - C_{GC} \quad (4.16)$$

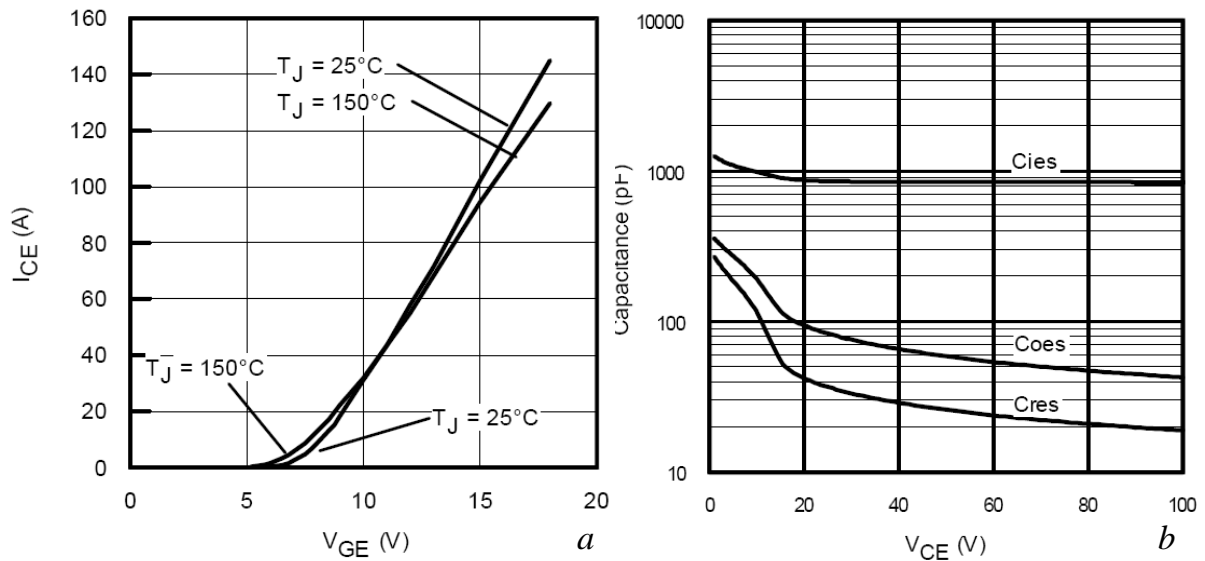


Figura 4.15: Dados de fabricantes - “a” curva de transcondutância de um IGBT; “b” capacitâncias de entrada (C_{ies}), de saída (C_{oes}) e de transferência reversa (C_{rss}), em função da tensão V_{CE} .

Outro fenômeno que deve ser levado em consideração para a análise do circuito da fig. 4.14a é a recuperação reversa do diodo, que depende de suas propriedades, da taxa de variação da corrente e da tensão de bloqueio. A fig. 4.16 apresenta as formas de onda típicas do acionamento e do desligamento de um IGBT.

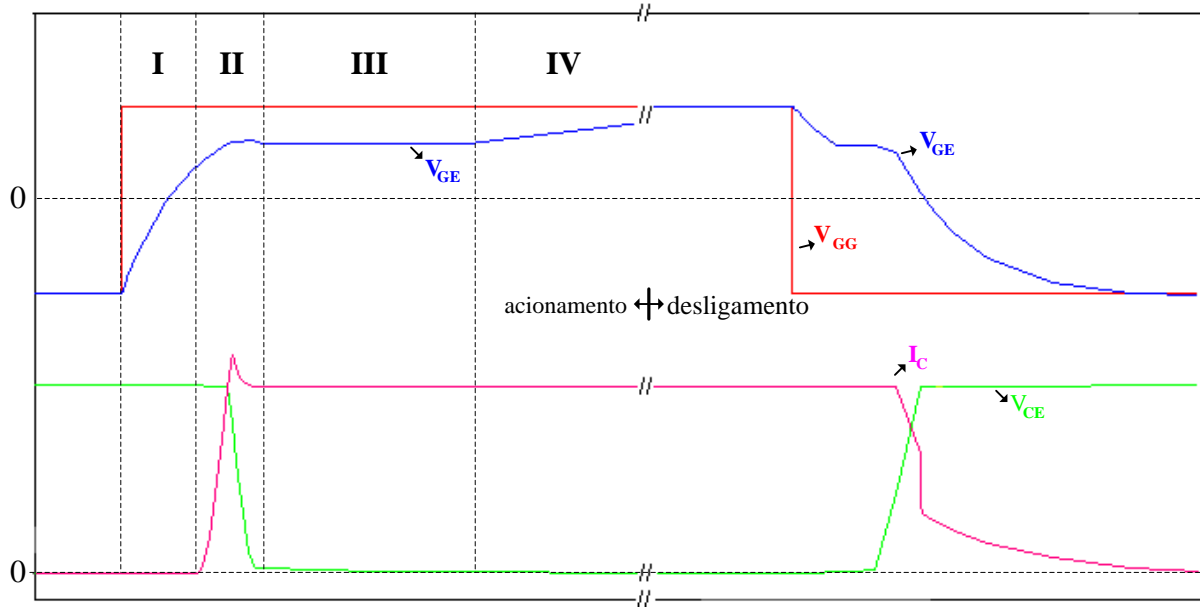


Figura 4.16: Formas de onda típicas do acionamento e do desligamento de um IGBT.

Através do modelo simplificado e das considerações apontadas, torna-se fácil a compreensão do acionamento da chave, por meio da descrição das etapas destacadas na fig. 4.16:

I – A fonte do gatilho V_{GG} é acionada, e se inicia o processo de carga das capacitâncias G_{GS} e C_{GD} , através da resistência de gatilho R_g . As seguintes relações são válidas:

$$V_G = V_{GG} - V_{GE} \quad (4.17)$$

$$V_{GE} = \frac{1}{C_{iss(VCE)}} \int_{t_0}^T I_g dt \quad (4.18)$$

A corrente do IGBT I_C permanece igual a zero e a tensão V_{CE} é máxima, uma vez que a tensão de gatilho não ultrapassou o valor de disparo $V_{GS(th)}$.

II – Após a tensão de gatilho ultrapassar o valor de disparo, a corrente de coletor começa a crescer, segundo a característica de transferência do dispositivo, fig.15a. A

tensão V_{DS} continua no seu valor máximo, uma vez que o diodo ainda conduz, e o IGBT opera na região ativa.

III – Uma vez que o IGBT encontra-se com corrente máxima, mas continua na região ativa, a tensão de gatilho fica “grampeada” com valor $V_{GE(IL)}$, que é a tensão necessária para manter o valor da corrente de coletor igual ao da carga. A tensão V_{GE} cresce a uma taxa dada por:

$$\frac{dV_{GE}}{dt} = \frac{V_{GG} - V_{GE(IL)}}{R_G C_{GE(V_{CE})}} \quad (4.19)$$

É válido lembrar da forte dependência de C_{GE} com V_{CE} , conforme fig. 4.15b e equações (4.15) e (4.16).

IV – Tendo a tensão V_{CE} decaído para o valor de condução plena, a tensão V_{GE} é “desgrampeada” e seu valor volta a crescer exponencialmente até convergir com V_{GG} . Embora as constantes de tempo da elevação da tensão V_{GE} nas etapas I e IV sejam dadas pela mesma expressão ($\tau = R_G C_{iss}$), o seu valor na etapa 4 é bem maior, uma vez que o valor de C_{GE} é fortemente dependente de V_{CE} .

Conforme mencionado anteriormente, um fenômeno que deve ser levado em consideração para a análise do processo de chaveamento é a recuperação reversa do diodo. Este fenômeno é o responsável pela sobrecorrente observada na etapa II, e é devido à carga acumulada na região n^- deste dispositivo, não eliminada por recombinação interna. Neste momento, a corrente de carga que atravessa o IGBT se soma à corrente reversa do diodo, alterando as características e perdas por chaveamento do IGBT.

Os valores da corrente e da carga de recuperação reversa dependem da taxa de variação da corrente do diodo que é definida pela dinâmica do IGBT e, em última análise, pelos valores de resistência e tensão de gatilho. Portanto, existe uma interdependência dos comportamentos do diodo e do IGBT no instante do chaveamento e estes precisam ser caracterizados sempre juntos.

O processo de desligamento do IGBT envolve a seqüência inversa à apresentada para o acionamento. À luz do modelo apresentado, pode-se verificar algumas variáveis que afetam de forma direta as características de chaveamento dos IGBTs e diodos e, conseqüentemente, as perdas:

- aspectos construtivos;
- tensão de gatilho V_{GG} ;

- corrente instantânea;
- tensão de bloqueio.

Outros fatores que influenciam as características de chaveamento são a presença de impedâncias parasitas e a temperatura. Todos estes fatores são analisados nas seções subsequentes.

4.2.4.2 Energia de chaveamento obtida através de dados de fabricantes

Os fabricantes de módulos de IGBTs fornecem curvas que trazem as perdas por acionamento e desligamento dos IGBTs e de seus respectivos diodos de roda livre, em função da corrente instantânea. A fig. 4.17 apresenta dados obtidos de [57]. Verifica-se que são fixadas as condições de validade da curva: tensão e resistência de gatilho, temperatura e tensão de barramento. A influência do diodo nas características do IGBT é levada em consideração, e vice-versa. O circuito utilizado pelo fabricante para a aquisição das características dos componentes é similar ao apresentado na fig. 4.14a.

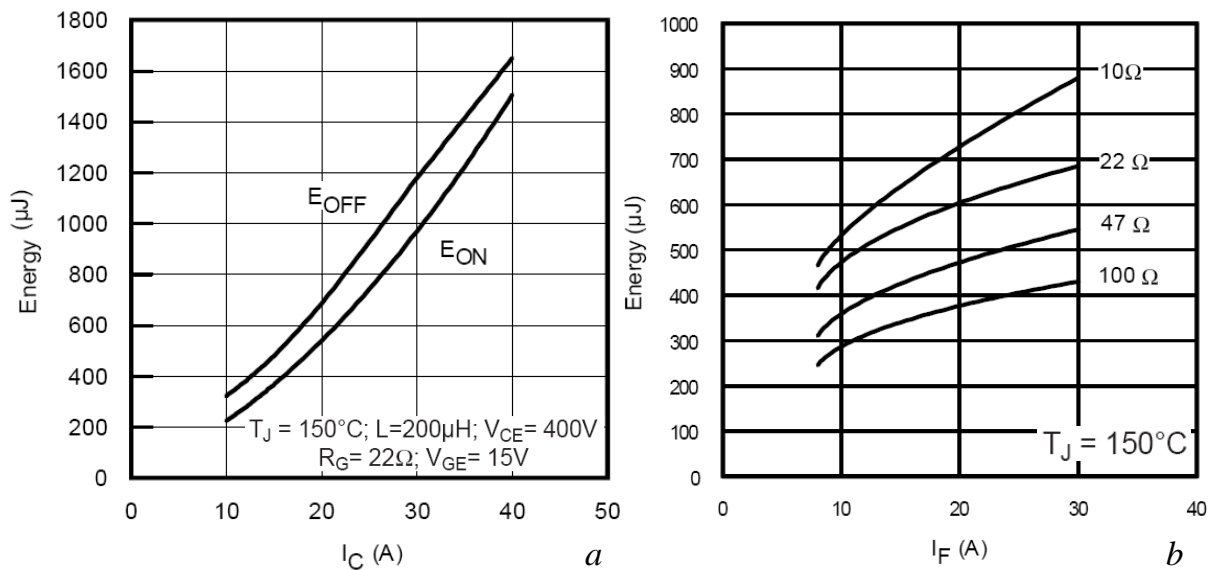


Figura 4.17: Dados de fabricantes - “a” energia de chaveamento de um IGBT em função da corrente de coletor; “b” energia de chaveamento de um diodo em função da corrente e resistência de gatilho.

Propõe-se a seguinte metodologia para se estimar as perdas instantâneas, para um dado ponto de operação:

- 1) verificar os valores das perdas por chaveamento do IGBT ($E_{on(fab.)}$ e $E_{off(fab.)}$) e do diodo ($E_{off(fab.)}$), fornecidos pelo fabricante, considerando a corrente instantânea;

- 2) multiplicar ao valor da perda obtida pela razão entre a tensão de barramento do projeto e a tensão do barramento utilizada nos ensaios dos fabricantes.

Os valores obtidos no segundo passo serão considerados os das perdas instantâneas estimadas. De acordo com o método proposto, assume-se que as perdas por chaveamento dos diodos e IGBTs variam linearmente com a tensão do barramento CC e independem da temperatura, tensão e resistência de gatilho, presença de impedância parasitas, entre outros fatores. As seções subsequentes apresentam a influência destes fatores, indicando as limitações do modelo em termos de aplicabilidade e os erros de estimação em função das simplificações propostas.

4.2.4.3 Influência da tensão e resistência de gatilho

O processo de chaveamento de IGBTs pode ser controlado por basicamente três tipos de circuito de gatilho distintos [50]:

- composto por fonte de tensão (V_{GG}) com dois valores de saída discretos, para comando de condução e bloqueio, e resistência externa, fig. 4.14a;
- composto por fonte de tensão variável;
- composto por fonte de corrente variável.

Devido à facilidade de operação e custos, o primeiro método é utilizado na grande maioria dos casos, e por esta razão será este o alvo desta discussão. O processo de chaveamento apresentado na seção 4.2.4.1 baseia-se neste modo de chaveamento. Existem basicamente três parâmetros a serem analisados neste tipo de *gate driver*: resistência de gatilho R_G , tensão de comando de condução (V_{GG+}) e tensão de comando de bloqueio (V_{GG-}).

A tensão de controle V_{GG} , nas suas duas polaridades tem seus valores máximos limitados pelas restrições de isolamento do gatilho. O valor máximo, usualmente em torno de 20V, não deve ser ultrapassado mesmo em condições transitórias. Por outro lado, considerando a tensão de comando de condução, quanto maior seu valor, menores as quedas de tensão do IGBT e conseqüentes perdas por condução e menores as perdas por entrada em condução. Portanto, existe um compromisso entre estes parâmetros. Os fabricantes sugerem valores ótimos, além de fabricarem *gate driver* já levando em consideração tais valores.

A tensão de comando de bloqueio V_{GG-} deve ser negativa, de modo a manter negativa a corrente de gatilho durante todo o processo de desligamento do IGBT, suficiente para drenar a maior parte dos portadores minoritários da região n^- , o que resulta em menor corrente de calda. Valores sugeridos para V_{GG-} variam entre -5 V e -15 V.

A taxa de variação da corrente de coletor do IGBT depende do valor de corrente de gatilho e existe um compromisso entre os tempos de chaveamento (e conseqüentes perdas) e as sobretensões advindas desta variação de corrente em indutâncias parasitas. A tabela 4.6 apresenta, de forma qualitativa o impacto dos valores de R_g , V_{GG+} e V_{GG-} nas características de condução e chaveamento do IGBT.

Tabela 4.6: Influência dos valores da resistência e tensões de nas características de condução e chaveamento do IGBT.

	$V_{GG+} \uparrow$	$V_{GG-} \uparrow$	$R_G \uparrow$
V_{CEsat}	↓	-	-
t_{ON}	↓	↑	↑
E_{ON}	↓	-	↑
t_{OFF}	↑	↓	↑
E_{OFF}	-	↓	↑
I_{pico} - entrada em condução	↑	-	↓
I_{pico} - desligamento	-	↑	↓

De modo geral, os fabricantes não apresentam, de forma quantitativa, a influência da tensão de gatilho nas características de chaveamento, sendo estas referenciadas para um conjunto de valores de V_{GG+} e V_{GG-} . Não foram encontrados estudos que abordam esta questão de forma completa. Portanto, neste trabalho considera-se que são utilizados os valores sugeridos pelos fabricantes.

Com relação à resistência de gatilho, os fabricantes trazem informações sobre as perdas por entrada em condução e desligamento do diodo em função de R_G , considerando apenas um valor de corrente de carga, como apresentado na fig. 4.18. Não fica claro se as variações das perdas encontradas neste ponto de operação podem ser utilizadas como referência para a obtenção das perdas em outros níveis de corrente, segundo as informações da energia de chaveamento de um IGBT em função da corrente de coletor (fig. 4.17a). A análise da fig. 4.17b, onde as perdas por chaveamento do diodo são determinadas em função da corrente de coletor e resistência de gatilho, sugere a independência destes parâmetros, de modo que a variação relativa das perdas em função da resistência de gatilho independe do valor de corrente. De qualquer forma, sugere-se que seja utilizado o valor de resistência usado como referência pelo fabricante em outras curvas, de modo a se evitar a propagação de erros.

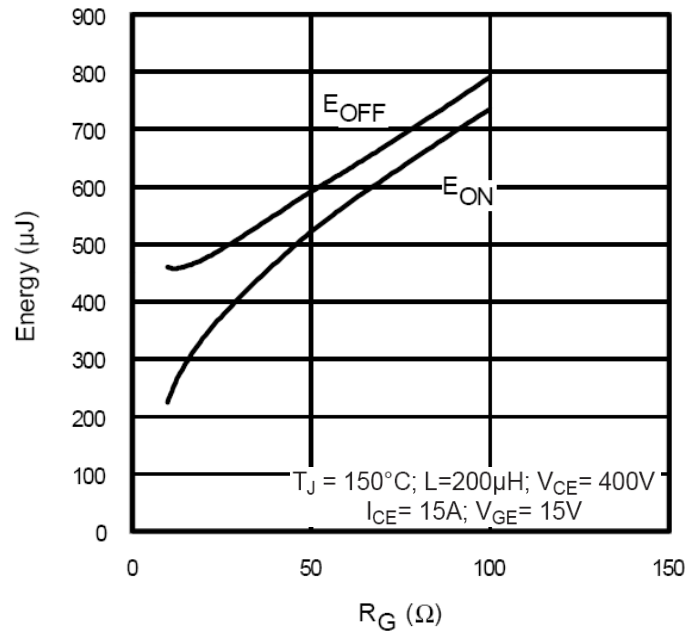


Figura 4.18: Energia de chaveamento de um IGBT em função da resistência de gatilho.

4.2.4.4 Influência da tensão do barramento

Em 4.2.4.2 é proposto que o valor das perdas por chaveamento dos dispositivos seja considerado diretamente proporcional ao valor da tensão de barramento. A validade desta proposição precisa ser comprovada, de modo a validar a metodologia. A fig. 4.19 apresenta a energia de acionamento e desligamento de IGBTs NPT e PT e diodos, em função da tensão do barramento CC, obtidos experimentalmente [54] e através de interpolação linear. É possível verificar que a correlação é satisfatória, com exceção das perdas por acionamento do IGBT NPT e por desligamento do IGBT PT. No primeiro caso o resultado da interpolação é excessivamente conservador (muito maior que as perdas reais). No segundo, os resultados da interpolação, além de não conservadores, divergem consideravelmente das medições.

Existe uma forma melhor de se analisar a validade do uso da interpolação linear que é pelo agrupamento dos valores de energia de chaveamento segundo a importância destes no aquecimento dos componentes do módulo. Para a estimativa da elevação da temperatura das junções dos IGBTs, em relação à base do módulo, são importantes as perdas por chaveamento como um todo, e não as perdas por entrada em condução ou desligamento separadamente. Da mesma forma, para se conhecer a elevação de temperatura da base do módulo, o importante é a estimativa das perdas por chaveamento de IGBTs e diodos conjuntamente. As perdas dos dispositivos medidas e estimadas são reagrupadas, na fig. 4.20, à luz da exposição realizada.

Verifica-se uma correlação muito boa entre os valores medidos e os estimados, sendo os últimos conservadores, em sua maioria.

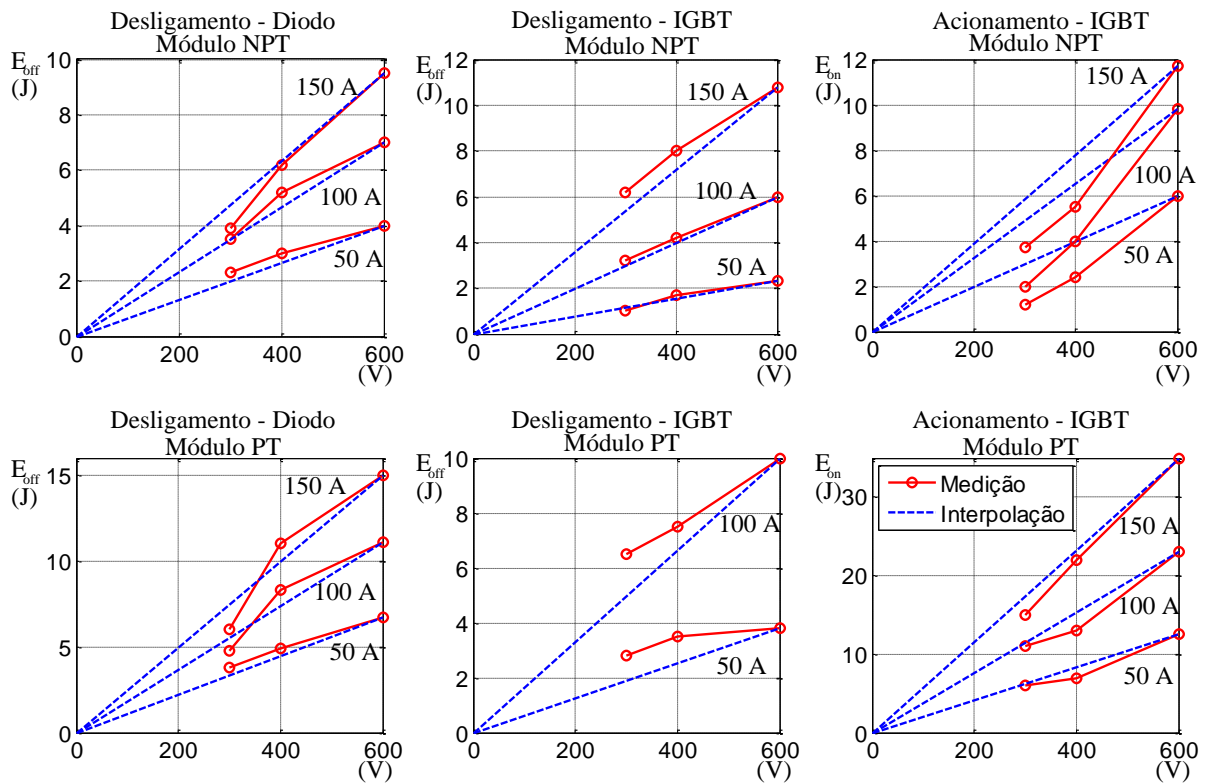


Figura 4.19: Energia de acionamento e desligamento de IGBTs NPT e PT e diodos, em função da tensão do barramento CC, obtidos experimentalmente [54] e através de interpolação linear.

Considerando, na fig. 4.20, o cenário onde a estimativa foi não conservadora, com maior discrepância - módulo PT a 300 V e 50 A: o erro das perdas do IGBT vale 8%. No mesmo cenário, o erro das perdas globais por chaveamento vale 9,5%. Para avaliar o impacto deste erro na estimação da temperatura de junção, através de exemplo, as seguintes considerações podem ser adotadas:

- as perdas por chaveamento representam 30% das perdas. Esta consideração é válida e conservadora, se consideradas frequências de chaveamento dentro da faixa sugerida em [50];
- a temperatura de junção, considerando o valor medido de perdas é de 125°C, temperatura máxima recomendada para a maioria dos dispositivos encontrados no mercado;
- a temperatura ambiente vale 25°C.

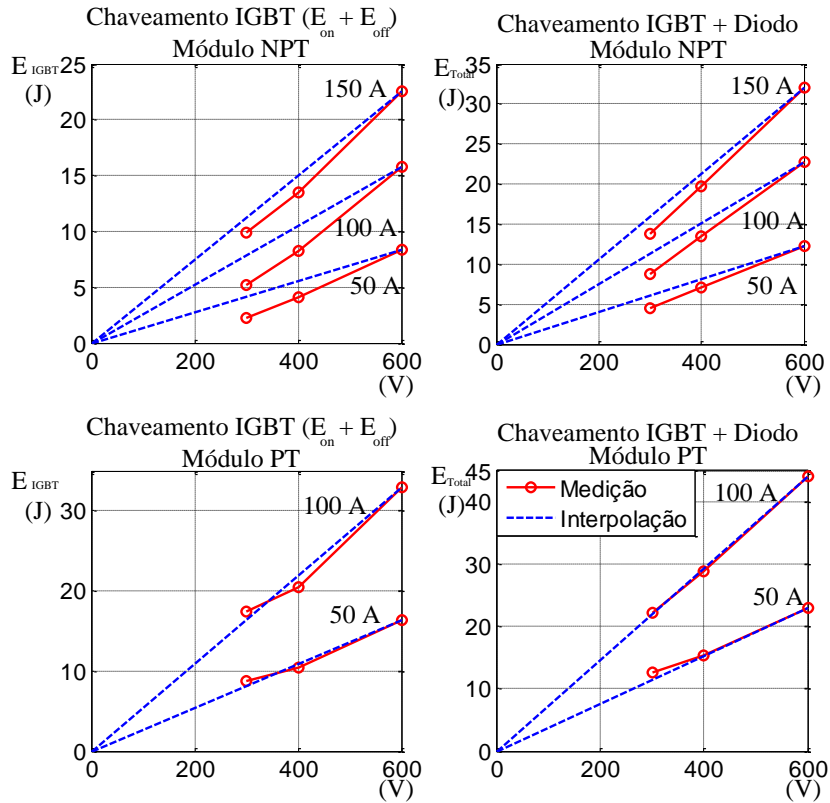


Figura 4.20: Energia de chaveamento de IGBTs NPT e PT e do conjunto IGBT + diodos, em função da tensão do barramento CC, obtidos através de dados experimentais [54] e de interpolação linear.

Com as considerações citadas, pode-se afirmar que o erro máximo na estimação da temperatura de junção do IGBT, decorrentes dos erros de estimação de perdas por chaveamento apresentados é de menos de 3 °C (ou 3%), para menos. Além de tal erro ser pequeno, este é compensado por aqueles existentes devido às outras considerações apresentadas no método de cálculo de perdas, conservadores em sua maioria. Valor semelhante é obtido para o erro estimado para a temperatura do diodo.

Com relação ao IGBT NPT, a estimativa das perdas por interpolação pode chegar a cerca de 50% maior que as perdas reais, considerando tensão de barramento de 300 V e 30%, considerando 400 V. Estes resultados são conservadores, mas representam erros de até 17% das perdas globais, o que contribui para um projeto seguro, mas potencialmente sobredimensionado. Vale ressaltar que os valores das perdas por chaveamento são fornecidos pelos fabricantes para cerca da metade da tensão nominal destes, considerada esta tensão o nível ótimo para a segurança do inversor contra sobretensões, com aproveitamento adequado de sua capacidade de bloqueio. Os módulos ensaiados em [58], cujos dados são reproduzidos aqui, possuem tensão nominal de 1200 V e os dados do fabricante são dados para 600 V. Espera-se que tensão do barramento projetada não seja muito inferior a este valor. Os

fabricantes oferecem IGBTs com capacidade de bloqueio de 50 V, 100 V, 200 V, 600 V, 1200 V e 3300 V, de modo que projetos em toda a faixa da baixa tensão podem ser realizados sem grandes disparidades entre o valor da tensão de barramento e o da tensão de referência dos catálogos.

4.2.4.5 Influência da temperatura

Usualmente os fabricantes não fornecem as perdas por chaveamento de IGBTs e diodos para mais de um valor de temperatura de junção, sendo estes apresentados apenas para a máxima temperatura de operação sugerida. Portanto, a utilização de recursos como interpolação linear se torna difícil. Por outro lado, é importante verificar se é significativo o erro associado à não consideração da temperatura de operação. Para tanto, foram utilizados resultados de medições apresentadas em [54], cujos dados foram reagrupados de forma a se verificar a influência da temperatura nas perdas de IGBTs e diodos de módulos NPT e PT, fig. 4.21. Enquanto não são verificadas grandes variações das perdas por desligamento dos IGBTs, fortes variações nas características de entrada em condução do IGBT e de desligamento do diodo são constatadas. Tal fato se deve à forte dependência da característica de recuperação reversa de diodos com a temperatura.

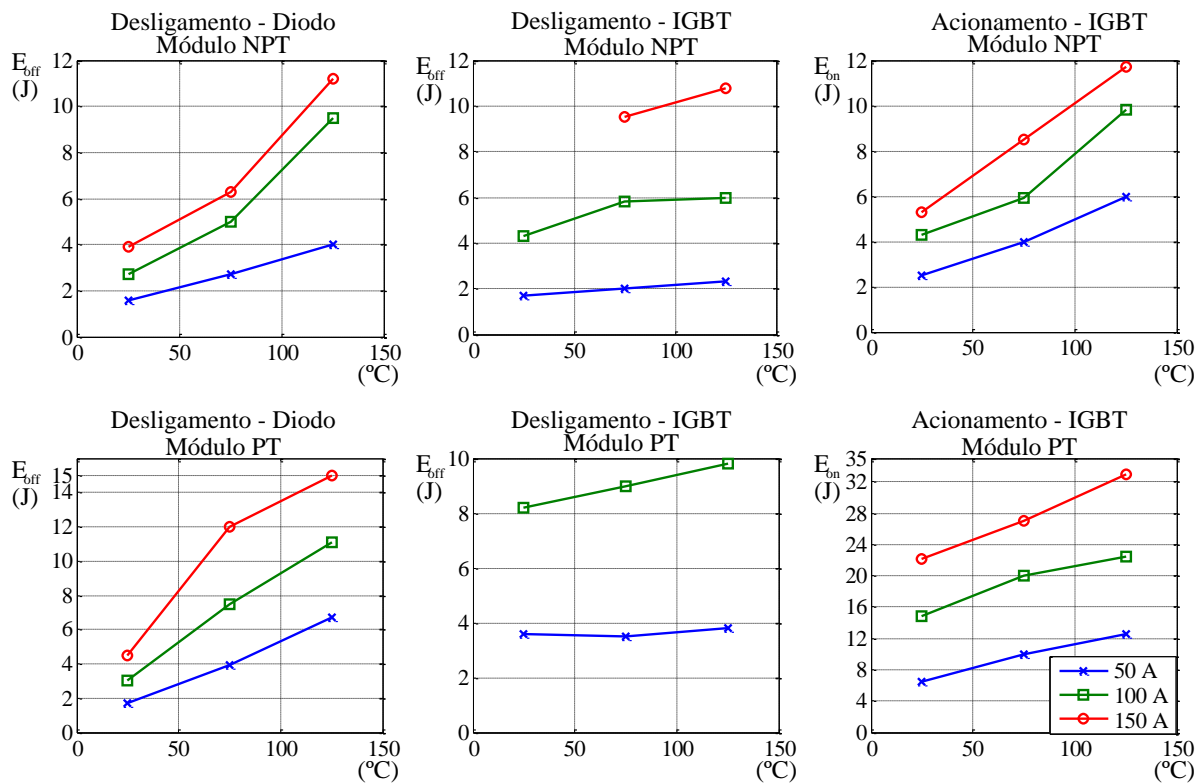


Figura 4.21: Energia de chaveamento de IGBTs NPT e PT e do conjunto IGBT + diodos, em função da temperatura de junção, obtida através de dados experimentais [54] e de interpolação linear.

Conforme mencionado na seção 4.2.3, não se espera que um dispositivo projetado para operar em temperaturas da ordem de 125°C a 150°C trabalhe a temperaturas inferiores a 100°C, em seu pior cenário. Assumindo, na fig. 4.21, que as características de perdas a 100°C sejam iguais às considerando 125°C, o erro obtido é da ordem de 10% (conservador). A única exceção é para a estimativa das perdas do diodo do módulo NPT, cujo erro chega a 30%. Deve-se levar em consideração o baixo impacto desta diferença na estimação da temperatura da junção do diodo, à luz dos argumentos apresentados na seção 4.2.4.4.

Pode-se ainda assumir que o valor máximo de temperatura de projeto seja o valor máximo sugerido pelo fabricante. Neste caso, o erro de estimativa das perdas, associado à variação de temperatura é zero.

4.2.4.6 Influência da frequência de chaveamento

Apesar de IGBTs NPT projetados para operação em altas frequências apresentarem baixas perdas por chaveamento, os tempos de modulação e demodulação dos portadores são relativamente elevados. Este fato resulta em uma inesperada dependência das perdas por chaveamento ao ciclo de chaveamento e leva a consideráveis reduções na perda total, se comparado com os valores apresentados nos *data-sheets*, para operações em frequência elevada [59].

A fig. 4.22a apresenta as perdas normalizadas de desligamento de um IGBT de 30 A / 1200 V, em função da largura do pulso de comando de condução t_{ON} , sob algumas condições operacionais. Os ensaios foram realizados em um circuito similar ao da fig. 4.14a, com um diodo tipo PiN de 30 A / 1200 V. As perdas foram normalizadas para aquela obtida para o pulso de 20 μ s, considerada igual à perda de regime permanente. Pode-se observar uma significativa redução das perdas para pulsos com largura inferior a 10 μ s. A fig. 4.22b apresenta as perdas por entrada em condução em função da largura do pulso de comando de desligamento t_{OFF} . Neste caso, pulsos com durações inferiores a 2 μ s tiveram como consequência significativa redução das perdas.

De acordo com [50] IGBTs de 1200V são tipicamente projetados para operar com frequências de chaveamento de até 20 kHz. De modo a se verificar a redução global das perdas por chaveamento, em virtude da frequência, a operação de um conversor trifásico foi simulada, utilizando a metodologia apresentada na seção 4.1. De posse das formas de onda de corrente dos IGBTs, as energias de chaveamento normalizadas foram calculadas para cada pulso, utilizando as curvas da fig. 4.22. A média destes valores por ciclo de fundamental foi calculada. A fig. 4.23 apresenta os valores médios normalizados da energia de desligamento,

para diversos pontos operacionais (ampla varredura nos valores de índice de modulação e fator de potência.), e considerando frequência de chaveamento de 10 kHz e 20 kHz. A técnica de modulação SVPWM foi empregada. É possível verificar que realmente existe quedas significativas nas perdas, chegando a cerca de 20%, no caso de operação a 20 kHz. No entanto, reduções consideráveis ocorrem para condições operacionais muito especiais, com fatores de potência abaixo de 0,7 e índices de modulação acima de 0,8. Dificilmente serão encontradas aplicações onde o inversor de frequência opere estritamente dentro desta faixa.

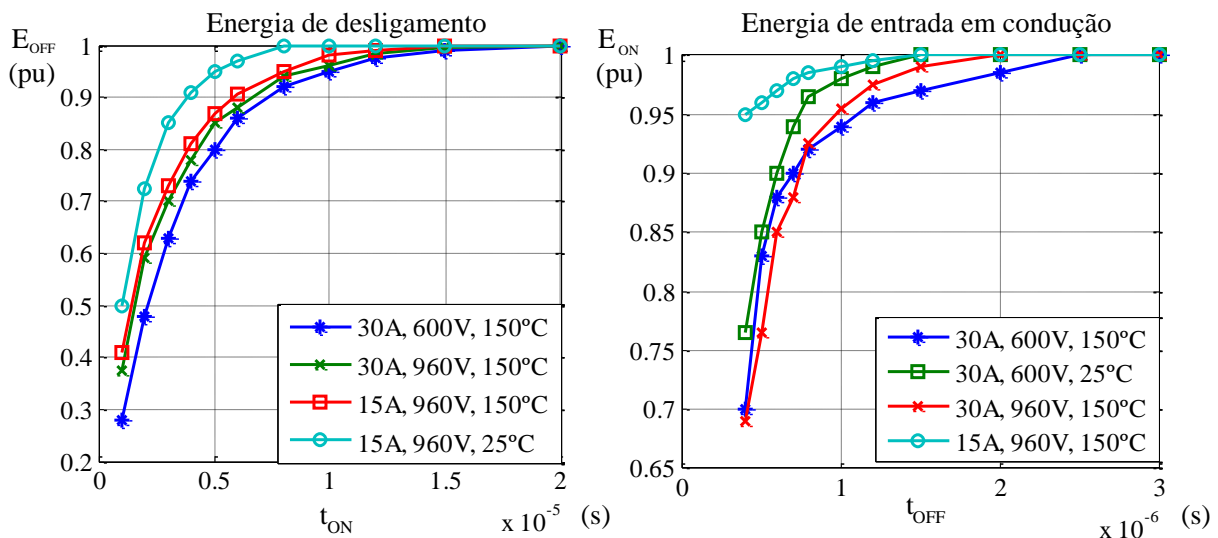


Figura 4.22: “a” – energia de desligamento e de entrada em condução de IGBT NPT, em função da largura dos comandos de condução (t_{ON}) e de desligamento (t_{OFF}).

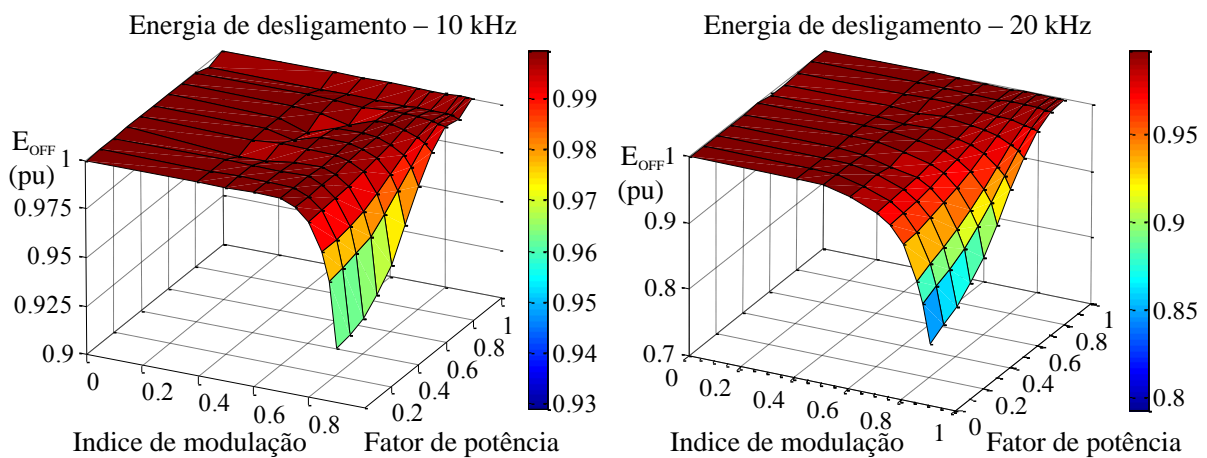


Figura 4.23: Influência da frequência de chaveamento nas perdas por desligamento do IGBT – Energia normalizada em relação à obtida caso o efeito da largura do pulso não fosse considerada – SVPWM.

A fig. 4.23 apresenta os valores médios normalizados da energia de entrada em condução. É facilmente constatável que a faixa de operação onde existem reduções consideráveis nas perdas é muito pequena. Desta forma, a influência da largura de pulso dos comandos de chaveamento pode ser desprezada sem qualquer ônus na grande maioria dos projetos de conversores.

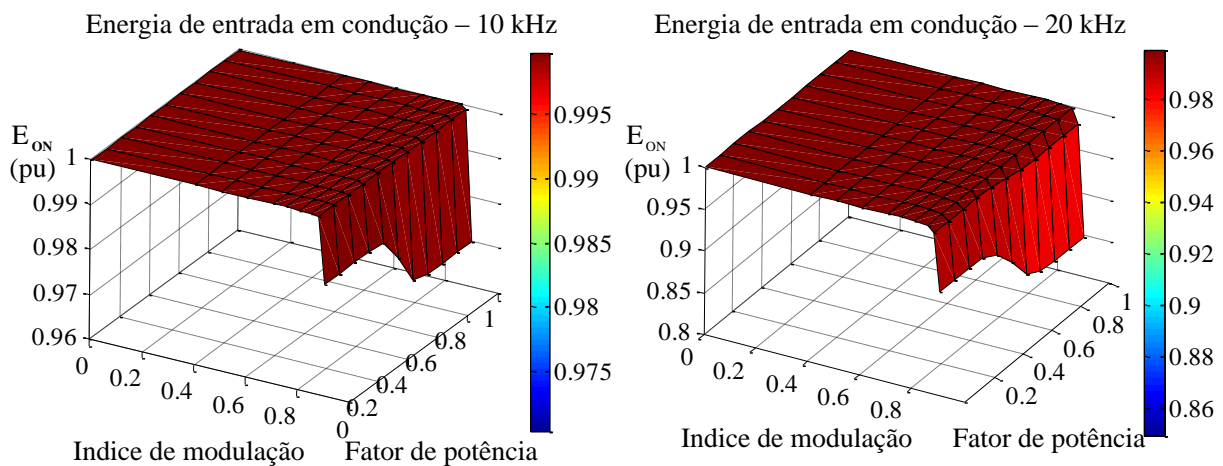


Figura 4.24: Influência da frequência de chaveamento nas perdas por entrada em condução do IGBT - Energia normalizada em relação à obtida caso o efeito da largura do pulso não fosse considerado.

4.2.4.7 Influência de impedâncias parasitas

Foram encontrados poucos estudos indicando a influência de indutâncias e capacitâncias parasitas nos tempos e energias de chaveamento dos elementos semicondutores do inversor de frequência. Algumas destas impedâncias são devidas a estruturas internas dos módulos IGBTs e, portanto, estão presentes tanto nos ensaios realizados pelo fabricante dos módulos, quanto nos inversores construídos para aplicações práticas, não constituindo fontes de erros entre os valores de perdas obtidos por ensaios de fabricante e os calculados dentro da metodologia proposta. No entanto, tais elementos parasitas continuam importantes para se avaliar sobretensões advindas do processo de chaveamento. Dentre as impedâncias externas aos módulos, possuem destaque:

- capacitância entre coletor e emissor dos IGBTs, determinada pelas características dos circuitos interno e externo; esta capacitância é indesejável, uma vez que a cada processo de chaveamento há um processo de troca de energia, acompanhada por elevação das perdas, envolvendo tais capacitâncias e capacitâncias entre fases do circuito de carga [60];

- capacitância equivalente da carga, juntamente com os condutores entre o inversor e a carga e as capacitâncias supracitadas; segundo [60], uma elevação da capacitância por fase de 10 vezes (3 nF para 30 nF) elevou em cerca de 50% as perdas por chaveamento, em ensaio realizado;
- indutâncias entre os capacitores do barramento e pontos de conexão dos dispositivos: seu efeito pode ser diminuído pelo uso de capacitores de desacoplamento diretamente conectados aos módulos de IGBT [50];
- indutâncias entre chaves superiores e inferiores dos braços de inversor: devem ser reduzidas pela aproximação física das chaves, bem como uso de topologia de conexão apropriada;
- indutância da interligação entre a saída do circuito de *gate driver* e IGBT: este parâmetro torna-se mais importante quando o *gate driver* não se encontra junto ao módulo IGBT, sendo conectado por cabo. Neste caso, as recomendações do fabricante devem ser respeitadas, de modo a se garantir as características de chaveamento.

Não foi encontrado qualquer estudo que apresentasse de forma quantitativa e conclusiva a influência de tais impedâncias nas perdas por chaveamento. Um estudo desta natureza não é possível no escopo deste trabalho, devido à sua complexidade e restrições de tempo. O desconhecimento destas informações, no entanto, não invalidam a metodologia de cálculo de perdas proposta. Podem ser citados diversos artigos científicos e manuais de fabricante, muitos apresentando resultados experimentais, que comprovam métodos de cálculo de perdas diversos, que não consideram qualquer influência de impedâncias parasitas: [46, 50, 54, 55, 56, 61, 62]. De qualquer forma, boas técnicas de projeto devem ser respeitadas, de modo a se reduzir os erros e garantir o funcionamento apropriado do conversor:

- barramento planar, composto por camadas paralelas do lado positivo e negativo do barramento CC;
- capacitores conectados diretamente ao barramento;
- capacitores de desacoplamento junto aos módulos de IGBTs;
- todos os terminais do conversor devem estar próximos, de modo a diminuir o tamanho de *loops* de corrente [63];
- distância curta entre *gate-drivers* e módulos de IGBTs;
- menor distância possível entre capacitores do barramento CC e módulos de IGBT.

4.3 Cálculo de Perdas

Todo o conhecimento apresentado até o momento, incluindo as principais topologias de inversores de frequência, as técnicas de modulação mais empregadas e as características de perdas instantâneas dos elementos que compõe o inversor, traz subsídios para a criação de uma técnica de cálculo de perdas genérica. Esta técnica, a partir de agora denominada “método detalhado de cálculo de perdas”, é válida para topologias monofásicas e trifásicas, utilizando qualquer técnica de modulação por largura de pulso. A análise de resultados obtidos por tal técnica permitiu a criação de um método alternativo, conhecido como “método simplificado”, válido para técnicas de PWM contínuo. Ambos serão apresentados nas seções subsequentes.

4.3.1 Método Detalhado

O método detalhado consiste em agrupar duas técnicas detalhadamente apresentadas nas seções 4.1 e 4.2:

- obtenção das formas de onda de correntes dos IGBTs e diodos do inversor;
- obtenção das perdas instantâneas correspondentes, pelo cruzamento das formas de onda de correntes, com características de condução e chaveamento obtidos dos catálogos de fabricantes.

De modo a garantir clareza, o método detalhado é sumarizado:

- 1) escolha das características do inversor - topologia, técnica de PWM, tensão de barramento CC, frequência de chaveamento e tempo morto;
- 2) determinação das características da carga – amplitude da tensão, amplitude da corrente e fator de potência; determinar também o índice de modulação, pela expressão (4.4), seção 4.1.1;
- 3) geração, em ambiente computacional, dos sinais de corrente(s) de saída, do(s) sinais de referência de tensão(ões) e da portadora triangular – conforme seção 4.1.3;
- 4) determinação dos comandos das chaves, através das comparações apropriadas entre os sinais de referência e de portadora;
- 5) determinar a corrente de cada IGBT e diodo, considerando o impacto do tempo morto, se desejado, conforme tabela 4.1, seção 4.1.1, fig. 4.26a;
- 6) extrair dos catálogos de fabricantes as características de perdas dos IGBTs e diodos, considerando máxima temperatura de operação recomendada pelo fabricante, fig. 4.25;

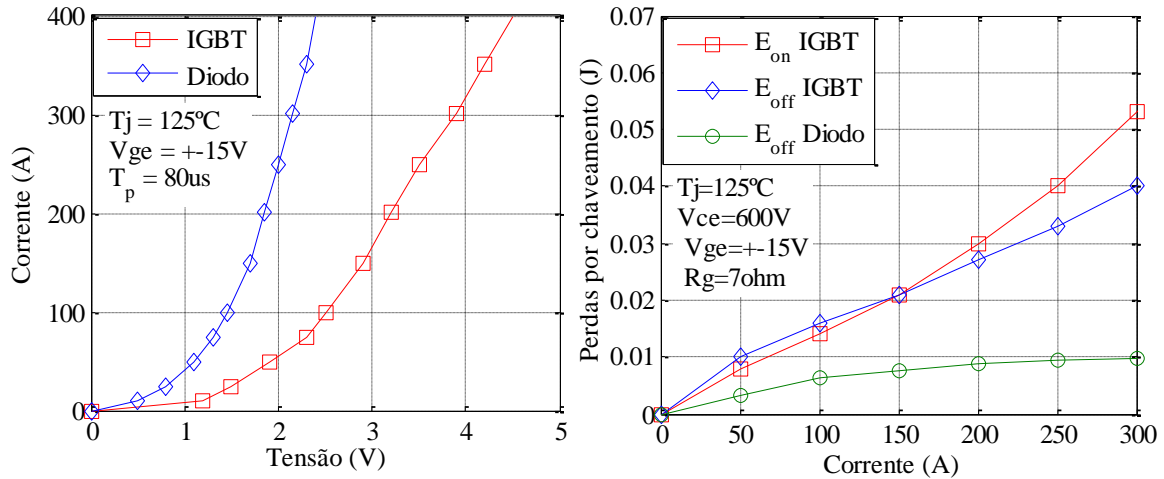


Figura 4.25: Tensão de condução e energia de chaveamento de um módulo de potência (Semikron, SKM300GB123D).

- 7) obter as perdas por condução instantâneas, para cada instante, pelo cruzamento da forma de onda de corrente com a curva característica $V \times I$, fig. 4.26b;
- 8) obter as perdas por chaveamento pelo cruzamento da forma de onda de corrente com a característica de chaveamento do dispositivo. Multiplicar o valor da perda obtida pela razão entre a tensão de barramento do projeto e a tensão do barramento utilizada nos ensaios do fabricante, fig. 4.26c;

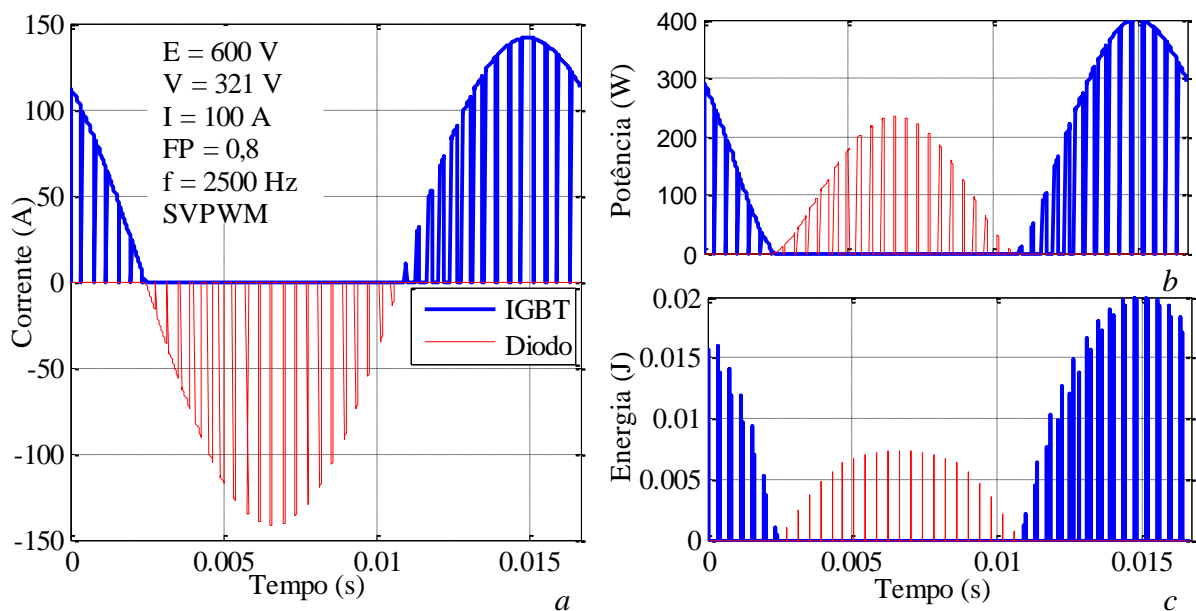


Figura 4.26: “a” – corrente dos elementos de um módulo de potência; “b” perdas por condução; “c” – perdas por chaveamento (módulo Semikron SKM300GB123D).

9) calcular as perdas médias por ciclo de fundamental;

10) o processo pode ser repetido para diversos pontos operacionais, fig. 4.27.

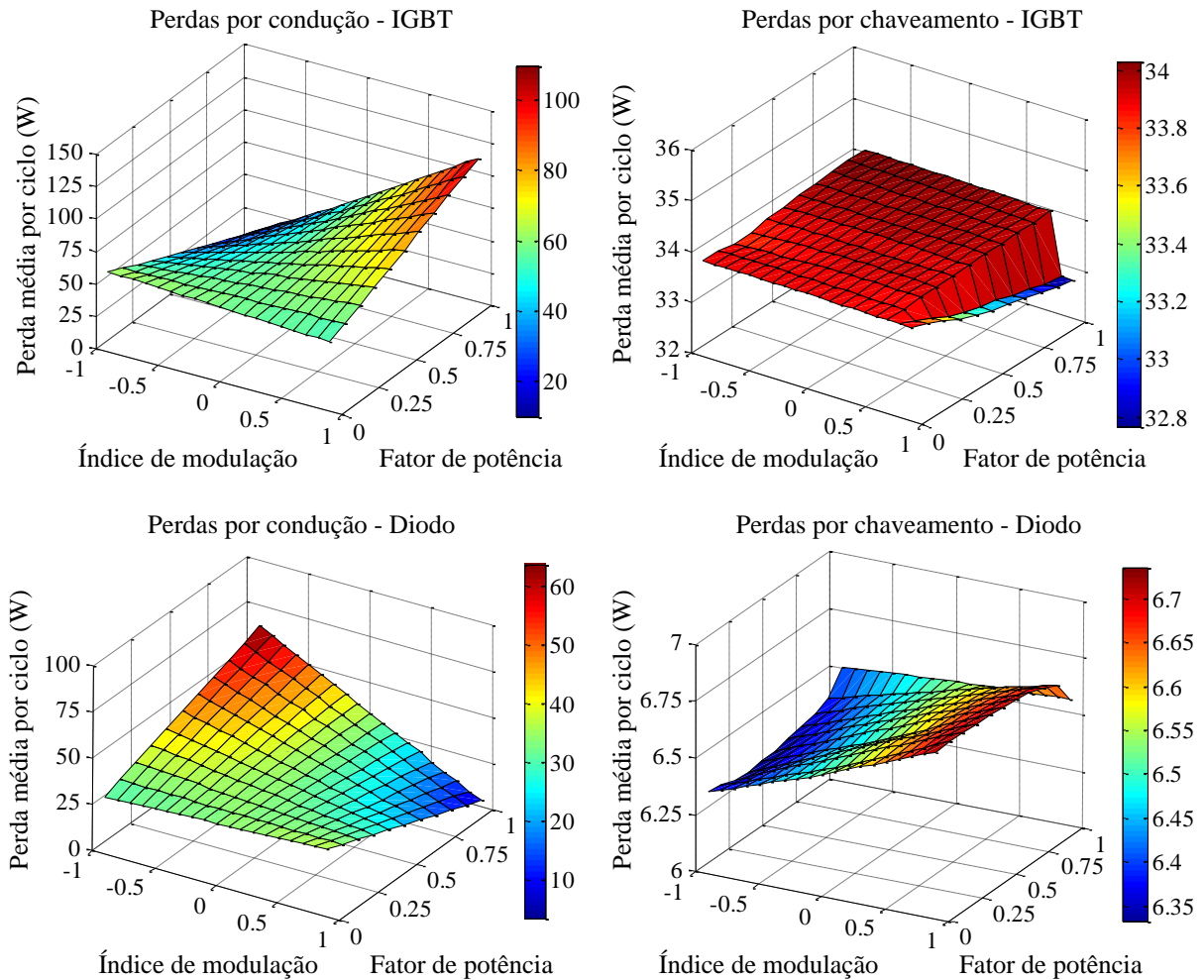


Figura 4.27: Perdas médias por ciclo de fundamental, em função do índice de modulação e do fator de potência.

Podem ser citadas como vantagem do método detalhado:

- permite a verificação da influência de diversas variantes presentes em conversores reais, tais como a presença de tempo morto, distorções na corrente de saída, etc;
- uma vez que a simulação da operação do conversor já este implementada, podem ser verificados outros detalhes de projeto deste, tais como ondulação da corrente nos capacitores do barramento CC, espectro harmônico da tensão, etc.;
- uma vez que traz resultados confiáveis, pode ser usado como referência para a criação de metodologias mais simples, conforme será mostrado na seção 4.3.2.

4.3.2 Método simplificado para técnicas de PWM contínuo (CPWM)

Para se compreender o método simplificado, é útil conhecer o impacto do índice de modulação, bem como o do fator de potência nas perdas dos componentes do inversor. Pela fig. 4.27, é possível verificar que existe certa linearidade entre as perdas por condução e o fator de potência. Além disso, pode-se verificar a linearidade entre as perdas por condução e o índice de modulação. De modo a melhor evidenciar esta linearidade, a fig. 4.28 apresenta as perdas normalizadas em relação à obtida no modo de operação em onda quadrada (pior cenário).

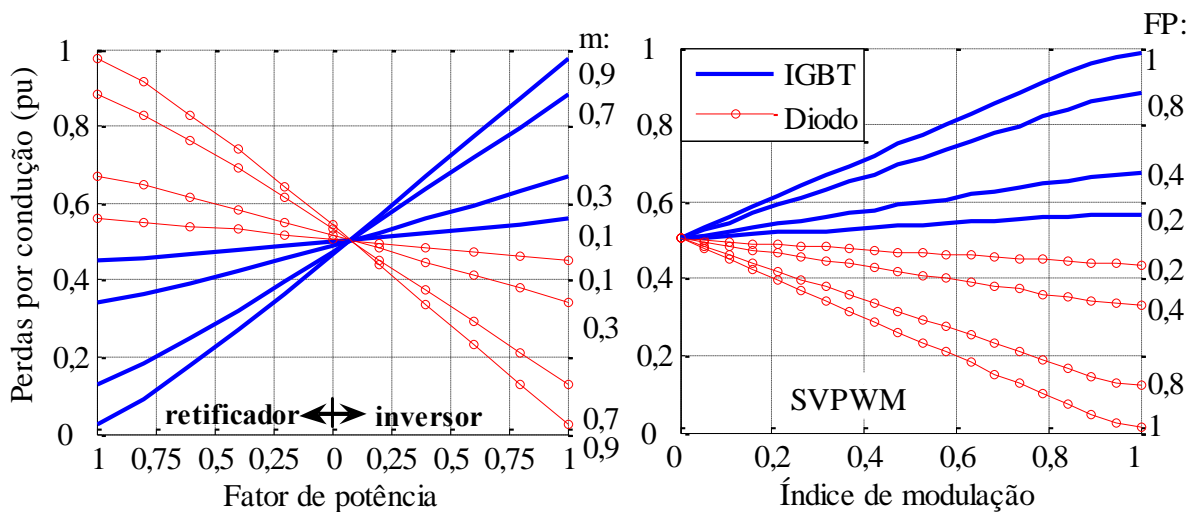


Figura 4.28: Perdas por condução em função do fator de potência e do índice de modulação, normalizadas em função das perdas obtidas pelo modo de operação em onda quadrada.

Verifica-se que, para o IGBT, as perdas aumentam com o aumento do índice de modulação e do fator de potência, no modo de operação como inversor. No caso do diodo, as maiores perdas ocorrem para baixos valores de fator de potência, considerando operação inversora. No entanto, as maiores perdas absolutas do diodo ocorrem para operação como retificador e fator de potência elevado. Outra observação interessante é que a soma das perdas do IGBT e do diodo é sempre 1 pu. Este resultado aponta que para dispositivos com as mesmas características de perdas, as perdas globais do conversor independem do ponto de operação. No entanto, uma vez que em módulos comerciais as perdas dos IGBTs são maiores que as de diodos, as perdas globais crescem com o aumento simultâneo do fator de potência e do índice de modulação.

A fig. 4.29 apresenta as perdas por condução, chaveamento e totais do IGBT em função do índice de modulação. É observável a saturação das perdas por condução para um valor

máximo, com o acréscimo do índice de modulação. De fato, considerando corrente de saída senoidal para o conversor e forte sobremodulação, o IGBT conduz continuamente durante todo o semi-ciclo positivo da corrente, e aumento do índice de modulação não traz elevação das perdas. As perdas por chaveamento são mantidas constantes, dentro da região linear. Estas decaem significativamente na região de sobremodulação.

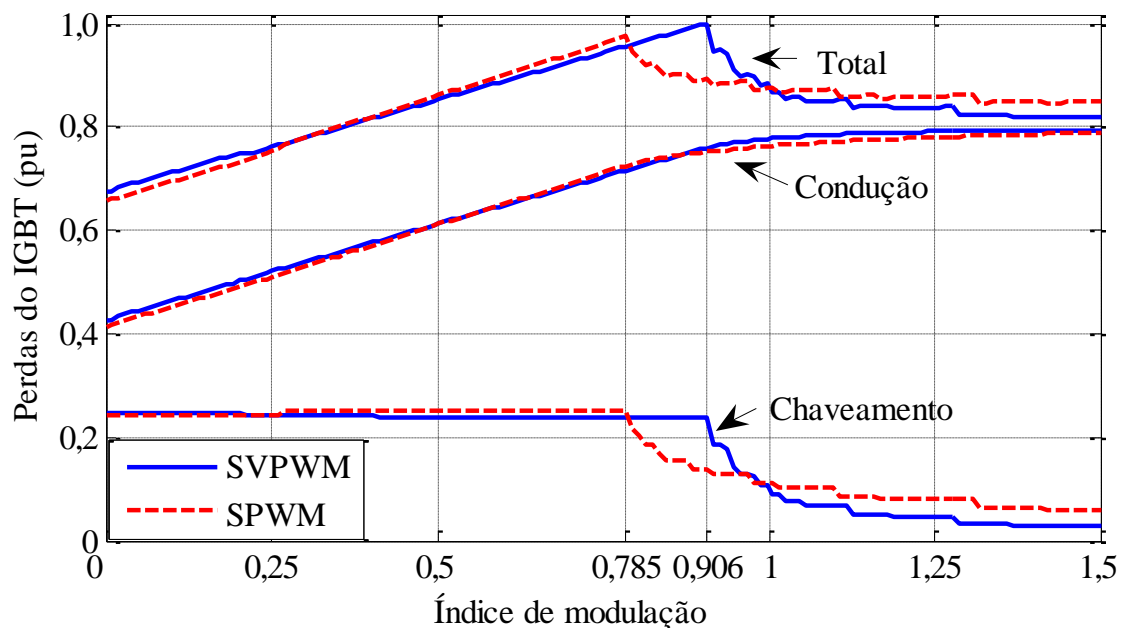


Figura 4.29: Perdas do IGBT em função do índice de modulação (FP = 0,9).

As observações que subsidiam a elaboração de um método de cálculo de perdas simplificado são sumarizadas:

- o pior cenário para perdas por condução nos dispositivos ocorre quando há condução plena por meio ciclo na frequência fundamental e a corrente no dispositivo está em fase com a componente fundamental da tensão;
- as perdas por condução variam de modo aproximadamente linear com o índice de modulação e com o fator de potência;
- as perdas por chaveamento são praticamente independentes do índice de modulação e do fator de potência, dentro da região linear de operação do inversor.

Apresenta-se a seguir a metodologia proposta:

- assim como no método detalhado, as curvas características dos dispositivos, exemplificadas na fig. 4.25, são inseridas em uma tabela de consulta;

- gera-se um vetor de corrente com N pontos, igualmente espaçados, entre 0 ($I_{(1)}$) e o valor da corrente de pico da saída do inversor ($I_{(N)}$);
- as perdas máximas por condução são dadas por:

$$Pcond_{m\acute{a}x} = \frac{1}{2} * \sum_{k=2}^N \left[(I_{(k)} * V_{(k)}) - (I_{(k-1)} * V_{(k-1)}) \right] * \left[1 - \sin^{-1} \left(\frac{k-2}{N-1} \right) * \frac{2}{\pi} \right] \quad (4.20)$$

, onde $V_{(k)}$ representa a queda de tensão instantânea e é obtida por interpolação das curvas características dos dispositivos. Esta expressão é o equivalente numérico da integração da potência instantânea ao longo de um semi-ciclo de senóide, dividida pelo período:

$$Pcond_{max} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) \cdot v_{(i)} dt \quad (4.21)$$

, onde I é o valor de pico da corrente de carga e $v_{(i)}$ é a queda de tensão instantânea;

- para um ponto de operação específico:

$$Pcond_{IGBT(FP,m)} = Pcond_{m\acute{a}x(IGBT)} * \frac{1+FP*m}{2} \quad (4.22)$$

$$Pcond_{diodo(FP,m)} = Pcond_{m\acute{a}x(diodo)} * \frac{1-FP*m}{2} \quad (4.23)$$

- as perdas por chaveamento, em qualquer ponto de operação, dentro da região linear, são dadas por:

$$Pswitch_{m\acute{a}x} = f_{pwm} * \frac{1}{\pi} * \sum_{k=1}^N E_{(k)} * \left[\sin^{-1} \left(\frac{k-1}{N} \right) - \sin^{-1} \left(\frac{k}{N} \right) \right] \quad (4.24)$$

, onde $E_{(k)}$ representa, no caso do IGBT, a soma das perdas instantâneas de entrada em condução e desligamento do componente e, no caso do diodo, a energia de recuperação reversa.

A fig. 4.30 apresenta as perdas médias totais de um IGBT, normalizado em relação à perda máxima observada, calculadas pelo método detalhado. Juntamente, encontram-se as diferenças entre os resultados obtidos pelo método simplificado e o método detalhado, em pu, referido para a maior perda observada. São verificáveis, em toda a faixa de operação, diferenças inferiores a 1,5%. Nos piores cenários, caracterizados por índice de modulação e fator de potência acima de 0,6, modo inversor, o erro não ultrapassa 0,3%.

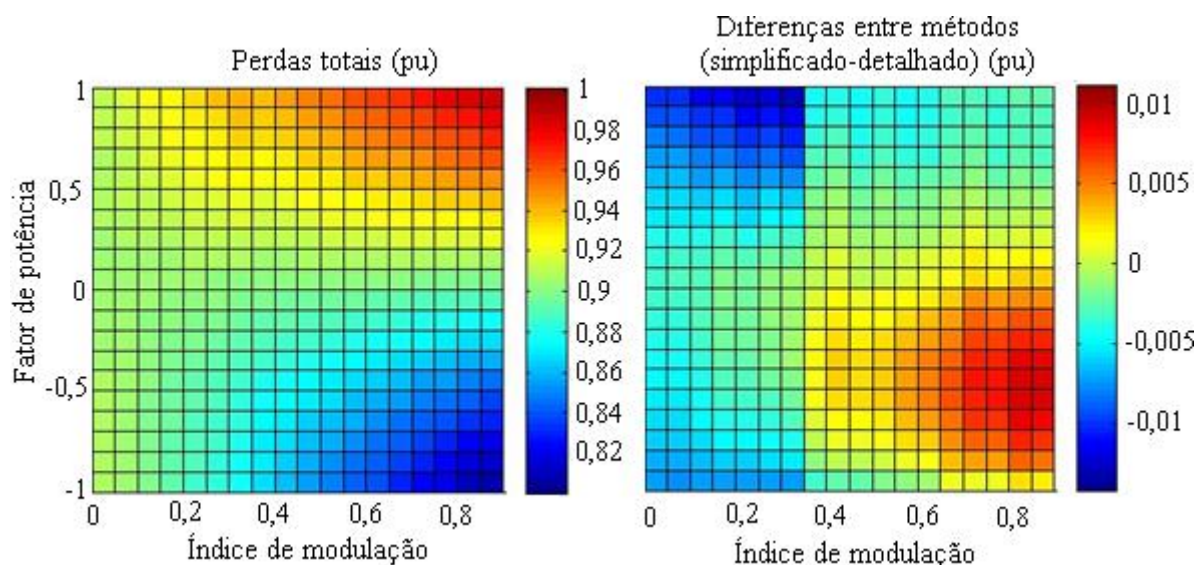


Figura 4.30: Perdas médias totais de um IGBT obtidas pelo método detalhado, em pu e diferença entre os resultados obtidos pelo método simplificado e o método detalhado.

Tabela 4.7: Comparativo de resultados obtidos pelas técnicas propostas.

		Perdas (W)	IGBT		Diodo		Total
			Cond.	Chav.	Cond.	Chav.	
Módulo A IRF IRGB15B60KD Irms = 15A; E = 400V; f = 5kHz; SVPWM; Rg = 22Ω; Vg = 15V.	Valor máximo (*)	Detalhado	14,01	2,02	7,50	1,18	17,51
		Simplificado	13,84	2,01	7,43	1,16	17,4
		Erro (%)	-1,21	-0,5	-0,93	-1,68	-0,62
	Valor médio (m de 0 a 0,9; FP de -1 to 1)	Detalhado	7,21	2,01	3,98	1,16	14,37
		Simplificado	7,28	2,01	3,91	1,16	14,36
		Erro (%)	0,97	0	-1,76	0	-0,07
Módulo B Semikron SKM200GB124D Irms = 100A; E = 600V; f = 2,5kHz; SVPWM; Rg = 7Ω; Vg = 15V.	Valor máximo (*)	Detalhado	93,64	31,79	65,60	6,33	133,5
		Simplificado	92,54	31,29	65,04	6,11	133,4
		Erro (%)	-1,17	-1,57	-0,85	-3,48	-0,07
	Valor médio (m de 0 a 0,9; FP de -1 to 1)	Detalhado	47,72	31,33	35,34	6,15	120,5
		Simplificado	48,71	31,29	34,23	6,11	120,4
		Erro (%)	2,07	-0,13	-3,14	-0,65	-0,08
Módulo C EUPEC FZ800R12KE3 Irms = 600A; E = 600V; f = 2kHz; SVPWM; Rg = 3.6Ω; Vg = 15V.	Valor máximo (*)	Detalhado	464,6	142,0	452,5	30,79	657,2
		Simplificado	460,8	141,1	449,3	29,57	655,2
		Erro (%)	-0,82	-0,56	-0,71	-3,96	-0,31
	Valor médio (m de 0 a 0,9; FP de -1 to 1)	Detalhado	234,9	141,1	245,1	29,74	650,9
		Simplificado	242,6	141,2	236,5	29,57	649,8
		Erro (%)	3,27	0,07	-3,51	0,57	0,17

(*) Os piores cenários foram considerados individualmente, para cada caso. Como consequência, a perda total não equivale à soma das perdas individuais de cada dispositivo.

A tabela 4.7 mostra resultados comparativos das duas técnicas, com detalhes dos dispositivos utilizados e condições operacionais. Destacam-se os erros percentuais muito reduzidos, o que valida a utilização do método simplificado para técnicas de modulação contínua. Entre as vantagens deste método, destaca-se o baixo custo computacional e facilidade de implementação.

4.3.3 Considerações sobre o erro global na estimação das perdas

Existem diversas incertezas e fontes de erros presentes nas metodologias de cálculo de perdas propostas. Dentre estas podem ser citados:

- dispersões entre dados fornecidos pelos fabricantes e características reais dos dispositivos;
- imprecisões na aquisição dos dados;
- falta de informação sobre as características dos dispositivos em condições operacionais específicas;
- dificuldades de modelar fatores secundários;
- erros numéricos;
- simplificações propostas.

Na seção 4.2 foram apresentadas os principais fatores que influenciam as perdas instantâneas por condução e chaveamento de IGBTs e diodos, e propostos métodos para calcular tais perdas. Também foram propostas simplificações de cálculos, e o erro associado a cada uma foi avaliado individualmente. Buscou-se simplificações que levassem a erros conservadores, embora em algumas situações estes não o fossem. Desta forma, espera-se que o erro global se acumule, de forma que as perdas calculadas sejam sempre superiores às reais e que as incertezas sejam compensadas naturalmente, sem a necessidade de fatores de segurança elevados.

Na seção 4.3 foram propostos os métodos de cálculo de perdas detalhado e simplificado. Não foram identificadas fontes de erros sistemáticos inerentes ao método detalhado. Os erros associados à utilização do método simplificado podem ser bem conhecidos, quando comparados aos obtidos pelo primeiro.

As principais fontes de erros inerentes aos métodos identificadas na estimação das perdas por condução são:

- consideração que a temperatura real é a temperatura máxima cujas características de perdas são fornecidas pelo fabricante;
- uso do método simplificado.

Com relação às perdas por chaveamento, ainda são válidas as considerações feitas para as perdas por condução. Devem ser acrescentados os erros associados à consideração de que as perdas variam com a tensão de barramento de modo linear. A tabela 4.8 apresenta uma avaliação destes erros, em três cenários distintos:

- considerando os erros máximos não conservadores, onde as perdas calculadas tendem a ser menores que as reais; esta informação traz subsídios para a escolha da margem de segurança adicional a ser adotada;
- considerando os erros máximos conservadores; esta informação traz informações sobre o máximo sobredimensionamento possível;
- considerando cenários mais realistas, apresentados na própria tabela.

Pela tabela 4.8 é possível verificar que os erros de estimativa das perdas por condução, sob qualquer perspectiva, são baixos. Os relacionados às perdas por chaveamento são mais elevados. É interessante verificar os erros esperados para as perdas globais do dispositivo. Para tanto, os valores apresentados na tabela 4.8 foram ponderados de acordo com a contribuição das perdas por condução e chaveamento em dois cenários distintos. No primeiro, as perdas por chaveamento representam 20% das globais, enquanto que no segundo esta representam 50%. Os resultados são apresentados na tabela 4.9.

É interessante a leitura para o primeiro cenário: caso o projeto seja feito sem qualquer fator de segurança, existe uma expectativa que este se encontre sobredimensionado em apenas cerca de 4%, sendo que este sobredimensionamento pode atingir no máximo 20%. Dentro de condições usuais de projeto, não se espera que se erre as estimativas de perdas de forma não conservadora. No entanto, em casos muito especiais este erro pode atingir no máximo 3,5%, que pode ser compensado por fator de segurança bastante pequeno. Deve ficar claro que estão sendo avaliados erros assumidos para os métodos de cálculo de perdas, e não as incertezas presentes nos dados fornecidos por fabricantes, na sua aquisição, efeitos de fatores secundários, erros advindos da metodologia de estimação de temperatura (seção 4.4), etc.

Tabela 4.8: Avaliação dos erros globais nas estimativas de perdas por condução e chaveamento.

		Mín. (%).	Máx. (%)	Real. (%)	Comentário
Perdas por Condução	Influência da temperatura de junção	0	+4,7	+2,4	Conforme 4.2.3. Válido se considerado que a temperatura de operação esteja entre 80% a 100% da temperatura de referência. O erro está associado ao fato de considerar que a temperatura é a referida pelo fabricante, enquanto a temperatura real está abaixo. Cenário realista assume temperatura de 90% da de referência.
	Uso do método simplificado	-2	+8	-0,3	Na tabela 4.7 aparecem o erro no cenário da piores perdas e o erro médio, aqui aparecem os maiores erros pontuais observados. Cenário realista foi obtido pelo erro médio considerando apenas condições de fator de potência e índice de modulação maiores ou igual a 0,6. Nesta condição, o erro máximo observado foi de 0,8% e o mínimo de -1,4%.
	Acumulado	-2	13	2,1	
Perdas por chaveamento	Influência da temperatura de junção	0	10	5	Conforme 4.2.4.5. Válido se considerado que a temperatura de operação esteja entre 80% a 100% da temperatura de referência. O erro está associado ao fato de considerar que a temperatura é a referida pelo fabricante, enquanto a temperatura real está abaixo. Cenário realista assume temperatura de 90% da referência.
	Influência da tensão de barramento	-8	+30	+6,4	Conforme 4.2.4.4. Válido se considerado tensões de barramento entre 67% e 100% da tensão de referência. O valor mínimo foi obtido para IGBT PT e o máximo para NPT. Optou-se por considerá-los juntos para assegurar a generalidade da análise. Cenário realista considera que o IGBT seja do tipo NPT, e que a tensão de barramento seja 90% da tensão de referência.
	Uso do método simplificado	-1,8	+3%	+2,4	Na tabela 4.7 aparecem o erro no cenário da piores perdas e o erro médio, aqui aparecem os maiores erros pontuais observados. Cenário realista foi obtido pelo erro médio considerando apenas condições de fator de potência e índice de modulação maiores ou igual a 0,6. Nesta condição, o erro máximo observado foi de 3% e o mínimo de 1,8%.
	Acumulado	-9,7	+47	+14	

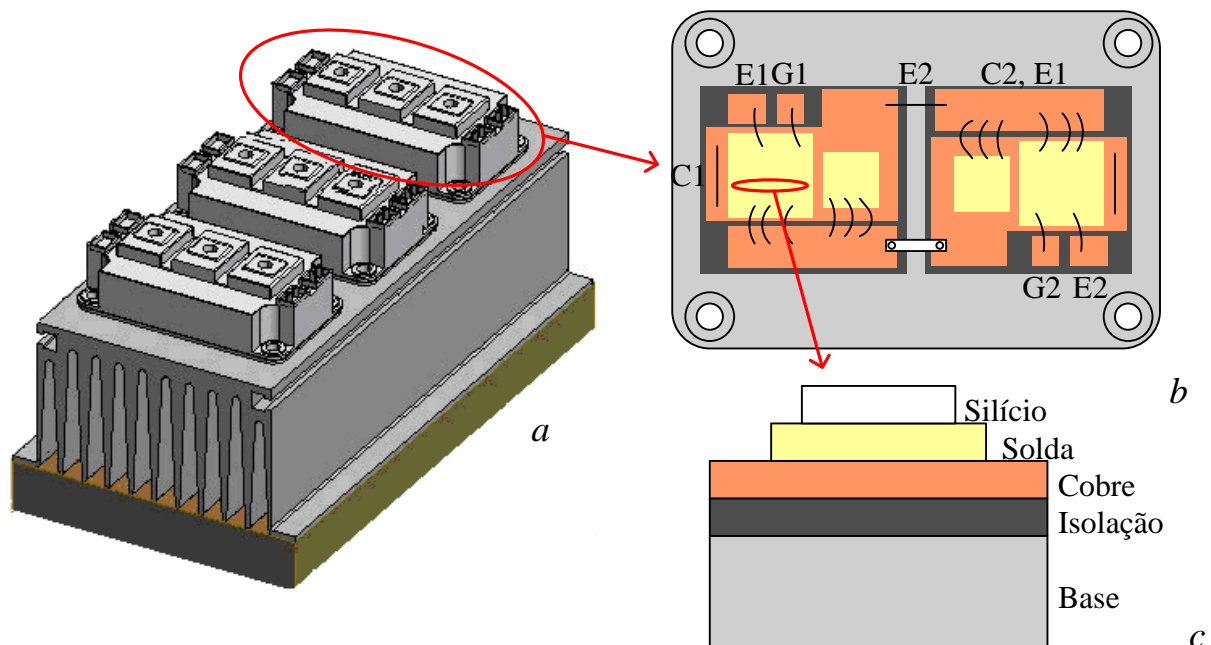
Tabela 4.9: Avaliação dos erros globais nas estimativas de perdas totais de IGBTs.

		Mín. (%).	Máx. (%)	Real. (%)
Cenário	1	Perdas por condução: 80%	-3,5	+20
		Perdas por chaveamento: 20%		
	2	Perdas por condução: 50%	-5,9	+30
		Perdas por chaveamento: 50%		

4.4 Modelos Térmicos

Lembrando o objetivo principal deste capítulo: deseja-se desenvolver técnicas de projeto de inversores de frequência, baseada estritamente em dados fornecidos pelos fabricantes de seus produtos, aplicáveis a diversas topologias e técnicas de PWM, para operações em regime permanente e também por curtos períodos. É válido definir “operação por curtos períodos” no contexto deste trabalho: se o tempo de operação sob carga do inversor é da ordem de grandeza ou menor que a constante de tempo de qualquer elemento envolvido no processo de troca de calor com o ambiente, especialmente a base do módulo e o dissipador de calor, considera-se curto período. Para atingir o objetivo, faz-se necessária a determinação de modelos dinâmicos para os elementos envolvidos no processo de troca de calor.

A fig. 4.31 apresenta um arranjo dissipador típico, onde são destacados os elementos envolvidos no processo térmico. Toda perda dos dispositivos ocorre em pastilhas de silício, e o calor gerado é dissipado, preferencialmente, em direção à base do módulo [51], fig. 4.31c. Neste percurso, o calor atravessa materiais de diferentes resistividades térmicas, calor específico e dimensões, formando um conjunto bastante complexo, do ponto de vista de análise do comportamento térmico.



É comum que IGBTs e diodos sejam montados sobre substratos comuns, fig. 4.31b, e que módulos sejam compostos por diversos dispositivos, tanto em paralelo, como para compor braços de inversores, inversores trifásicos e outras estruturas. Módulos de IGBTs e outros dispositivos, tais como pontes retificadoras, podem ser montados juntamente em dissipadores de calor, fig. 4.31a. Pretende-se determinar modelos térmicos dinâmicos para todos estes elementos.

Devido à crescente necessidade de aumento da densidade de potência de circuitos eletrônicos, especialmente os digitais, sofisticadas ferramentas de avaliação do comportamento térmico de dispositivos semicondutores e arranjos térmicos foram desenvolvidos. A utilização de tais métodos são, em sua maioria, dependentes do conhecimento detalhado das características térmicas e dimensionais dos elementos envolvidos, o que as tornam úteis para o desenvolvimento de dispositivos semicondutores, mas pouco práticos para projeto de equipamentos. Algumas destas técnicas podem ser verificadas em [51], [64] e [65]. Estudos realizados na última referência citada, utilizando modelagem numérica de módulos IGBTs, apresenta alguns resultados bastante úteis para validar o modelo que será adotado na seqüência:

- o fluxo de calor dos componentes de um módulo IGBT, salvo algum espalhamento lateral, é essencialmente unidirecional, do *chip* para a base, o que viabiliza modelos unidimensionais;
- as características térmicas dos elementos dos módulos são praticamente invariáveis com a temperatura, o que permite a utilização de modelos lineares;

Um resultado que, embora não apresentado diretamente pela referência citada, pode ser inferido é que o calor gerado em um elemento do módulo, IGBT ou diodo, não flui diretamente para elementos adjacentes. Isso permite que a elevação da temperatura de junção, em relação à temperatura da base, seja avaliada para cada componente separadamente.

A seção seguinte apresenta os modelos térmicos propostos, cujas validades são asseguradas pelas considerações apresentadas.

4.4.1 Modelos térmicos baseados em equivalente elétrico de parâmetros concentrados

A fig. 4.32a ilustra um circuito elétrico de parâmetros concentrados, que corresponde às características térmicas das camadas internas do IGBT ou diodo. Neste modelo, a temperatura de junção T_j é representada por uma elevação de tensão em relação à tensão que representa a temperatura da base T_{base} . As resistências e capacitâncias correspondem às resistências e capacitâncias térmicas. A fonte de corrente P corresponde às perdas do componente. Este

modelo é conhecido como “modelo por frações contínuas”, e cada elemento RC reflete as camadas físicas que compõem a estrutura do semiconductor. Este modelo pode ser concatenado diretamente a modelos que representem a base dos módulos, o dissipador de calor e a temperatura ambiente [66].

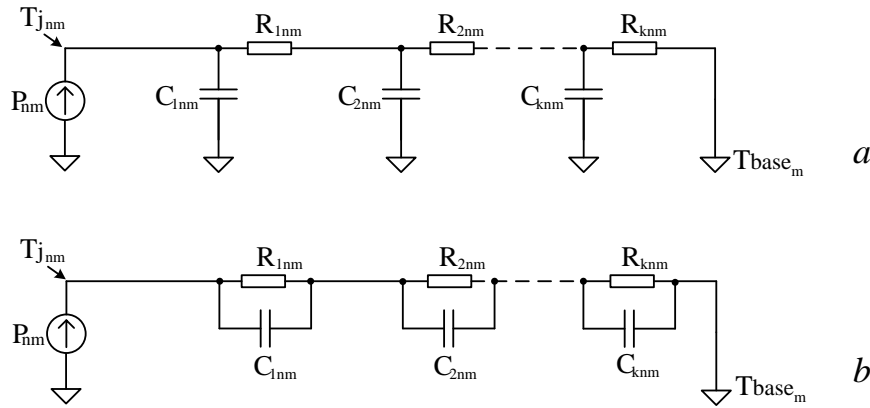


Figura 4.32: Modelos baseado em parâmetros concentrados para estimação da elevação da temperatura de junção em relação à temperatura da base do módulo IGBT - “a” – frações contínuas; “b” – frações parciais.

Uma alternativa ao modelo apresentado, é o ilustrado na fig. 4.32b, conhecido como “modelo por frações parciais”. Neste, não existe uma estratificação das camadas do semiconductor, como no anterior, e não pode ser concatenado com outros modelos. No entanto, possui a vantagem de simples representação matemática da resposta ao degrau:

$$Z_{th_{knm}}(t) = \sum_{k=1}^K R_{knm} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{knm}C_{knm}}} \right) \quad (4.25)$$

, onde k , n e m representam os números do elemento RC , do componente (IGBT ou diodo) e do módulo, respectivamente. Esta propriedade simplifica a determinação dos parâmetros por ensaios, bem como o cálculo da evolução da temperatura do dispositivo, o que torna o modelo bastante popular [66]. De fato, a maioria dos fabricantes de módulos IGBTs, dentre eles a Semikron [50] e a Eupec [67] utilizam este tipo de modelo para o fornecimento das características térmicas dos seus produtos aos usuários. Dentre os fabricantes que utilizam o modelo por frações contínuas pode ser citada a International Rectifier [53]. Fica evidente a vantagem da aplicação de tais modelos no projeto de inversores de frequência: os parâmetros necessários são fornecidos pelos fabricantes, através dos catálogos de produtos.

Para a definição da temperatura de cada módulo e do dissipador de calor em relação à temperatura ambiente, o modelo da fig. 4.33 é utilizado. Os parâmetros R_{ch} e C_{ch} referem-se

às bases dos módulos e os parâmetros R_d e C_d referem-se ao dissipador de calor. O calor que percorre cada módulo é dado pela somatória das perdas advindas de cada elemento pertencente a este, bem como o calor que atravessa o dissipador de calor é proveniente de todos os módulos neste instalados. A fonte de calor externa P_{ext} representa o calor produzido por eventuais elementos acoplados ao dissipador, tais como pontes retificadoras.

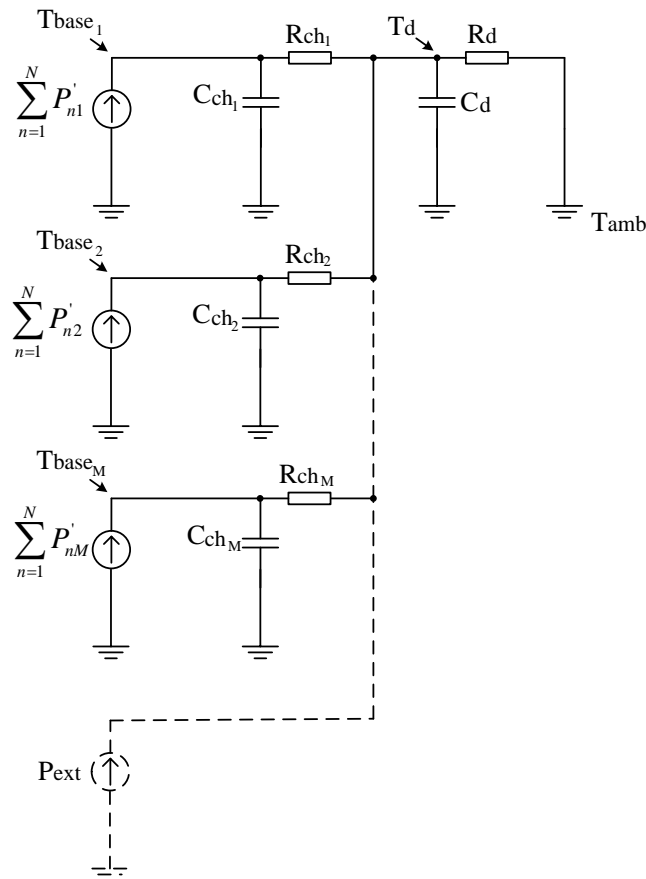


Figura 4.33: Modelo baseado em parâmetros concentrados para estimação de temperatura das bases dos módulos IGBTs e dissipador de calor.

4.4.2 Obtenção dos parâmetros do modelo térmico

4.4.2.1 Elementos semicondutores

Conforme mencionado na seção 4.4.1, os fabricantes apresentam as características térmicas de seus elementos semicondutores, com base em modelos de fração contínua ou parcial. Normalmente, são fornecidas as resistências térmicas e as respectivas constantes de tempo. Os valores das capacitâncias são obtidos por:

$$C_{th} = \frac{\tau}{R_{th}} \quad (4.26)$$

A tabela 4.10 apresenta um exemplo de dados de fabricante, extraído de [68]. É oportuno analisar os valores das constantes de tempo térmicas, onde é possível observar que o menor valor é da ordem de centenas de microssegundos. Os tempos de chaveamento de um dispositivo desta grandeza são da ordem de dezenas de nanossegundos. Esta grande diferença sugere que não há pulsação significativa da temperatura de junção associada aos picos de potência advindos do processo de chaveamento. Por outro lado, o perfil de perdas por condução e chaveamento dos dispositivos sofre variações cíclicas que acompanham a frequência de fundamental da carga, em inversores de frequência. Os períodos associados são da ordem de dezenas a centenas de milissegundos, de modo que estes possuem ordem de grandeza similar ou superior às constantes de tempo térmicas. É possível concluir que há significativa pulsação da temperatura de junção em função das variações das perdas ao longo do ciclo de fundamental. Esta questão será discutida em maiores detalhes na seção 4.4.3, onde são propostas as formas de inserção das perdas calculadas nos modelos térmicos.

Tabela 4.10: Resistências térmicas e constantes de tempo - módulo Semikron SKM200GB124D.

		Resistência Térmica (°C/W)				
		R ₁	R ₂	R ₃	R ₄	R ₅
IGBT →		0,015	0,0531	0,01856	0,00334	0
Diodo →		0,00001	0,133993	0,093325	0,000912	0,021627
		Constante de Tempo Térmica (s)				
		τ ₁	τ ₂	τ ₃	τ ₄	τ ₅
IGBT →		0,2971	0,0599	0,00459	0,00052	1
Diodo →		277,9483	0,06179	0,020533	0,01968	0,001761

Rch: 0,038 °C/W

De acordo com [64], os valores apresentados pelos fabricantes são confiáveis e conservadores. Como consequência, o cálculo da temperatura de junção utilizando seus parâmetros traz valores maiores que os reais, o que contribui com a margem de segurança dos projetos de inversores.

4.4.2.2 Base dos módulos

Os fabricantes de dispositivos semicondutores fornecem a resistência térmica existente entre a base do módulo e o dissipador de calor, conforme exemplificado abaixo da tabela 4.10. No entanto, não é usual que estes apresentem a capacitância térmica ou constante de tempo. Aproximações podem ser obtidas pelo conhecimento do material do qual a base é feita

(normalmente cobre), e de suas dimensões. Desta forma, conhecendo o volume, calor específico e densidade, estima-se a capacitância térmica. O valor obtido deve ser considerado apenas como uma ordem de grandeza, uma vez que a capacitância térmica efetiva depende da distribuição do calor e é menor que o simples produto entre a massa e o calor específico. Ficam pendentes, aqui, estudos teóricos e/ou ensaios que permitam o conhecimento deste valor. Apesar desta restrição, considerações realistas, apresentadas na seção 4.4.3, mostram que não há pulsação significativa da temperatura associada à pulsação das perdas, mesmo considerando dispositivos pequenos (15 A) e baixas frequências de operação (5 Hz).

4.4.2.3 Dissipador de calor

As características térmicas de um dissipador de calor dependem de uma série de fatores, tais como:

- material constituinte;
- dimensões;
- forma;
- quantidade, área, disposição espacial e características térmicas das fontes de calor;
- características de dispositivos auxiliares, tais como ventiladores, bombas, etc;
- altitude, etc.

A fig. 4.34 apresenta as características térmicas de um dissipador comercial, obtidos de [69]. Na fig. 4.34a, a resistência térmica é dada em função do comprimento do dissipador, do número de módulos de semicondutores a este conectados e do tamanho destes. É possível verificar uma tendência assintótica da resistência térmica, convergindo para um valor mínimo com o aumento do comprimento do dissipador.

Na fig. 4.34b é apresentada a impedância térmica transitória do dissipador de calor, sob certas condições. Para valores de tempo elevados, a impedância térmica assume o valor da resistência, conforme esperado. A constante de tempo térmica pode ser obtida pelo ponto de inflexão da curva, conforme indicado. A capacitância térmica é dada por [39]:

$$C_{th} = \frac{4\tau}{\pi R_{th}} \quad (4.27)$$

Esta definição de capacitância térmica, diferente daquela normalmente utilizada em circuitos elétricos, é devida à tentativa de se representar por uma equação exponencial de primeira ordem apenas temporal, a dinâmica térmica do dissipador, que seria mais bem modelada por equações diferenciais parciais cujas variáveis independentes são espaciais e a

temporal. Na referência pesquisada, não são apresentados maiores detalhes sobre a validade desta representação, de modo que esta deve ser considerada com cautela.

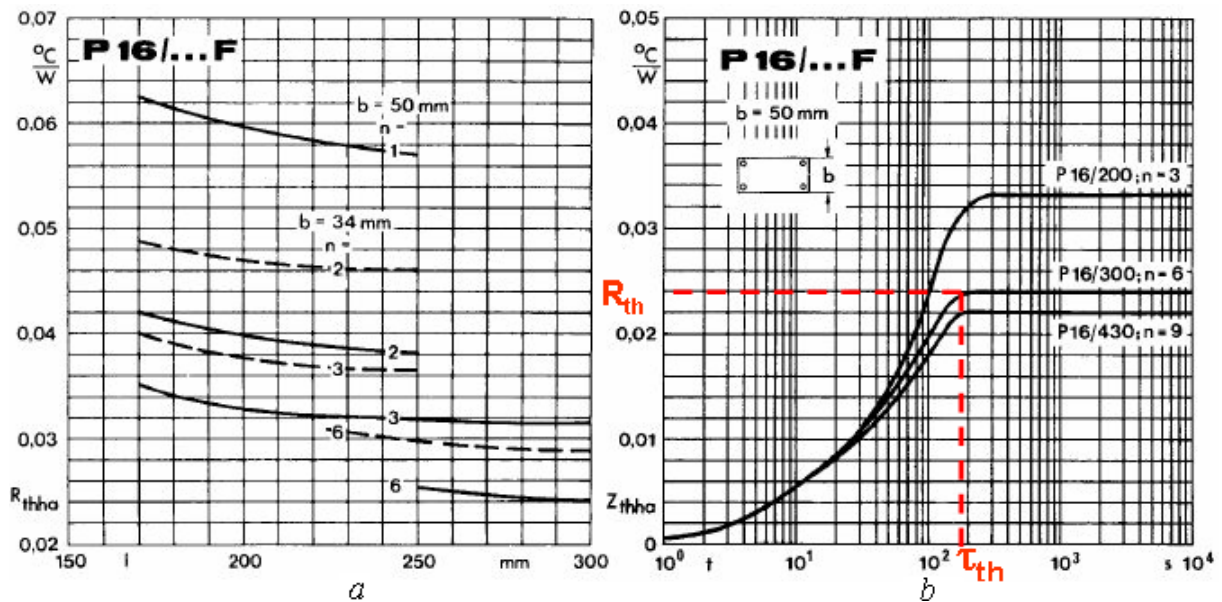


Figura 4.34: Características térmicas de dissipadores de calor, modelo Semikron P16 – “a” – resistência térmica em função do comprimento do módulo; “b” – Impedância térmica transitória.

De modo a se adquirir maior entendimento do comportamento térmico dos dissipadores de calor, e validar, parcialmente, a abordagem sugerida, foram realizadas medições da evolução da temperatura de um dissipador de calor de um equipamento comercial existente nas dependências do LAI. O arranjo era composto por 6 módulos de IGBT em um dissipador de calor do mesmo modelo daquele cujas curvas são apresentadas na fig. 4.34. No entanto, possui 600 mm, valor acima do máximo referido no catálogo do fabricante. Pela fig. 4.34, é possível verificar que a resistência térmica tende a $0,024$ $^{\circ}C/W$. Além disso, pode-se verificar que a constante de tempo, nas condições apresentadas na fig. 4.34b, varia entre 200 s e 300 s, independentemente do tamanho do dissipador. Considerando tais valores e a expressão 4.27, o valor esperado para a capacitância térmica encontra-se entre 10.600 $J/^{\circ}C$ e 15.900 $J/^{\circ}C$. As medições realizadas, juntamente com a curva ajustada, apresentadas na fig. 4.35, confirmam as estimativas. Pode-se verificar a evolução exponencial da temperatura, bem como valores bastante próximos dos esperados para a resistência e capacitância térmica.

É importante enfatizar que o estudo aqui apresentado é simplificado. Diversas questões não foram abordadas, tais como validade da metodologia em dissipadores muito menores ou

maiores, influência da altitude, e margens de erro esperadas. Estudos mais aprofundados ou ensaios são necessários para maior segurança em relação aos resultados de projeto.

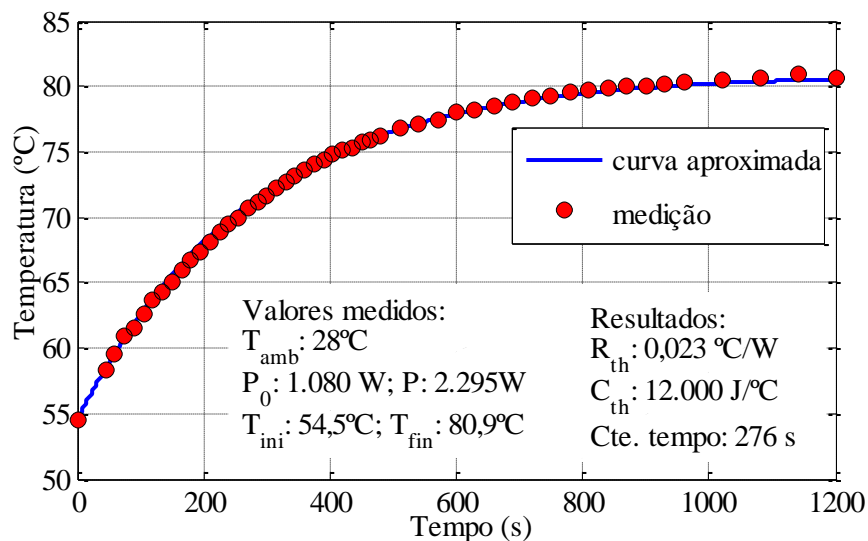


Figura 4.35: Resposta ao degrau de potência de um dissipador de calor, modelo Semikron P16 – dados experimentais e curva aproximada.

4.4.3 Representação das perdas nos modelos térmicos

Conforme sinalizado na seção 4.4.2, é esperado que a variação cíclica das perdas que acompanham a frequência de fundamental provoque oscilações na temperatura de junção. Como consequência, o simples produto das perdas médias pelas resistências térmicas pode não representar adequadamente a máxima temperatura de junção.

Deseja-se responder às seguintes questões:

- as pulsações de temperatura na junção do semiconductor, na base do componente e no dissipador de calor são significativas?
- qual a forma mais apropriada para representar as perdas dos semicondutores nos modelos térmicos propostos, de modo a garantir a representação do efeito de pulsação da temperatura?

De modo a responder tais questões, foram calculadas, utilizando o método detalhado de cálculo de perdas, as perdas instantâneas de um módulo IGBT considerado pequeno: o IRGB15B60KD, da International Rectifier, de 600 V / 15 A [53]. Este módulo possui apenas 1 IGBT e 1 diodo e seu invólucro é do tipo TO-220, cuja base possui volume de cerca de apenas 200 mm³. A título de comparação o volume da base do SKM200GB124D [58], de 200 A, é aproximadamente 15.000 mm³. A utilização de um IGBT da grandeza do primeiro é

útil porque este possui constantes de tempo térmicas inferiores às dos dispositivos maiores, de modo que as pulsações das temperaturas de junção e de base ficam melhor evidenciadas. A tabela 4.11 apresenta as características básicas do dispositivo, bem como as condições operacionais empregadas na simulação e perdas médias obtidas. Também são apresentados os dados de outros dois dispositivos, que serão analisados em momento oportuno. As perdas instantâneas possuem forma similar às apresentadas na fig. 4.26.

Tabela 4.11: Características, condições operacionais e perdas de módulos IGBTs.

Características	Módulo: IRF IRGB15B60KD			
	$R_g: 22 \Omega$	$R_{ch}: 0,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$		
Condições Operacionais	$R_1: 0,231 \text{ }^\circ\text{C/W}$	$R_2: 0,175 \text{ }^\circ\text{C/W}$	$R_3: 0,201 \text{ }^\circ\text{C/W}$	
	$\tau_1: 0,157 \text{ ms}$	$\tau_2: 0,849 \text{ ms}$	$\tau_3: 11,94 \text{ ms}$	
Perdas	Cond. IGBT: 14,0 W		Chaveamento IGBT: 2,7 W	
	Cond. diodo: 0,3 W		Chaveamento diodo: 1,6 W	
Características	Módulo: SEMIKRON SKM200GB124D			
	$R_g: 7 \Omega$	$R_{ch}: 0,038 \text{ }^\circ\text{C/W}$		
Condições Operacionais	<i>Resistências e constantes de tempo térmicas, conforme tabela 4.10</i>			
	SVPWM	E = 600 V;		$I_{rms} = 100 \text{ A}$
Perdas	$V_g = 15 \text{ V}$	F = 2,5 kHz;		FP = 1 m = 0,9
	Cond. IGBT: 93,7 W		Chaveamento IGBT: 31,5 W	
Perdas	Cond. diodo: 3,1 W		Chaveamento diodo: 6,2 W	
	Características	Módulo: EUPEC FZ800R12KE3		
$R_g: 3,6 \Omega$		$R_{ch}: 0,01 \text{ }^\circ\text{C/W}$		
Condições Operacionais	$R_1: 0,0067 \text{ }^\circ\text{C/W}$	$R_2: 0,002 \text{ }^\circ\text{C/W}$	$R_3: 0,01763 \text{ }^\circ\text{C/W}$	$R_4: 0,0147 \text{ }^\circ\text{C/W}$
	$\tau_1: 0,01187 \text{ ms}$	$\tau_2: 2,364 \text{ ms}$	$\tau_3: 26,01 \text{ ms}$	$\tau_4: 0,06499 \text{ ms}$
Perdas	Cond. IGBT: 466 W		Chaveamento IGBT: 142 W	
	Cond. diodo: 21,2 W		Chaveamento diodo: 30,0 W	

Uma informação importante para este estudo, não fornecida pelo fabricante é o valor da capacitância térmica da base do módulo. O valor considerado para a simulação foi 0,35 J/°C. Este valor corresponde à metade do valor obtido pelo produto entre a massa de cobre, material utilizado na base, e o calor específico deste. Deve-se observar que este é um parâmetro crítico, considerando que a capacitância térmica efetiva depende da distribuição do calor. Sua estimação mais precisa é complexa, haja vista as considerações feitas para o dissipador de calor, na seção 4.4.2.3. De qualquer forma, a constante de tempo térmica estimada é aproximadamente 175 ms. Considerando o dispositivo Semikron, o valor da capacitância estimada é de 26 J/°C e a constante de tempo, 500 ms.

Dadas as considerações necessárias, a fig. 4.36 apresenta a elevação da temperatura de junção do IGBT e da base do módulo, em relação à temperatura do dissipador, considerada constante. O modelo térmico utilizado é o por frações contínuas e as perdas instantâneas foram diretamente utilizadas. As frequências de operação adotadas foram 5 Hz e 60 Hz. Pode-se verificar que, na frequência de 5 Hz, o valor de pico da temperatura de junção é mais que o dobro do seu valor médio. Frequências da ordem de poucos hertz são comuns em acionamentos de velocidade variável, daí a importância do conhecimento do comportamento térmico do módulo nestas condições. Mesmo à frequência de 60 Hz, a temperatura de pico é mais de 50% superior à temperatura média de junção do IGBT, o que mostra que a pulsação de temperatura de junção não deve ser desprezada.

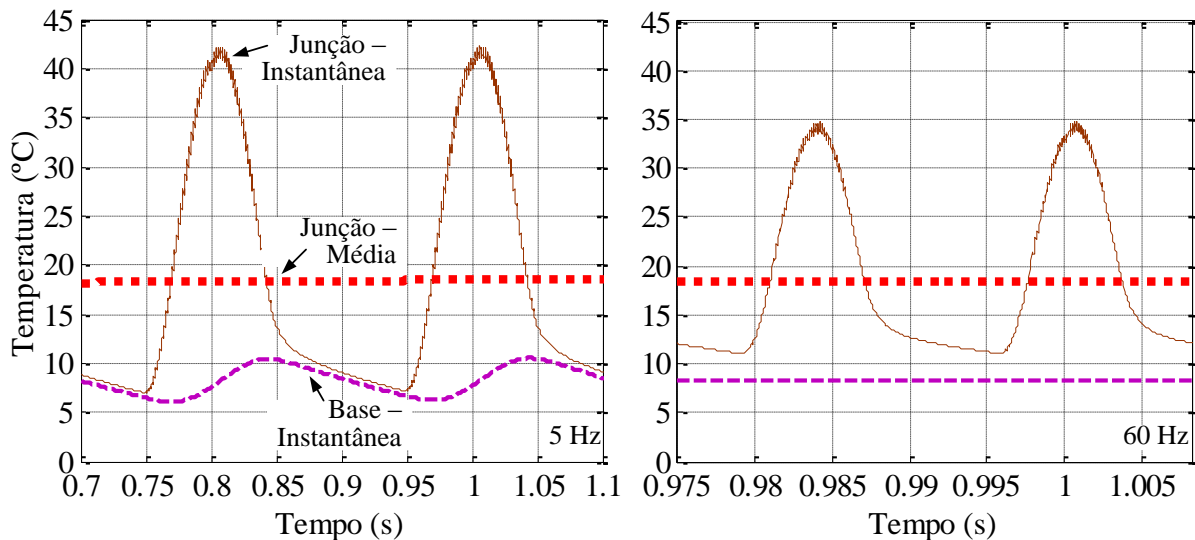


Figura 4.36: Elevação da temperatura de junção e da base do módulo, em relação à do dissipador de calor, para frequências de operação de 5 Hz e 60 Hz.

Ainda na fig. 4.36, é possível verificar que a ondulação de frequência da base do módulo é significativa apenas para o caso de frequência igual a 5 Hz. Neste caso, enquanto a temperatura de junção se elevou a 42,4°C, a diferença entre a temperatura máxima e média da base vale apenas 2,2°C. É importante salientar que está sendo avaliado um dos piores cenários possíveis, caracterizado por:

- frequência de operação muito baixa;
- valor de capacitância térmica do IGBT e da base muito baixos;
- perda do diodo desprezível, obtido pelos alto valores de fator de potência e índice de modulação: com distribuição mais equilibrada entre as perdas de IGBTs e diodos, a frequência de pulsação do calor que atravessa a base é o dobro da obtida

considerando apenas a contribuição do IGBT. Isso eleva as perdas médias, em relação à perda instantânea máxima do IGBT;

- existe apenas 1 chave no módulo; quando há mais, sempre há algum IGBT conduzindo em cada semi-ciclo, elevando a perda média do módulo e reduzindo a ondulação.

Pode-se concluir que a ondulação da temperatura da base é desprezível para todo módulo de IGBT com dimensões e frequências de operação iguais ou maiores que as avaliadas. Na fig. 4.37 esta idéia é reforçada: é possível verificar a pífia ondulação de temperatura da base para frequências acima de 15 Hz.

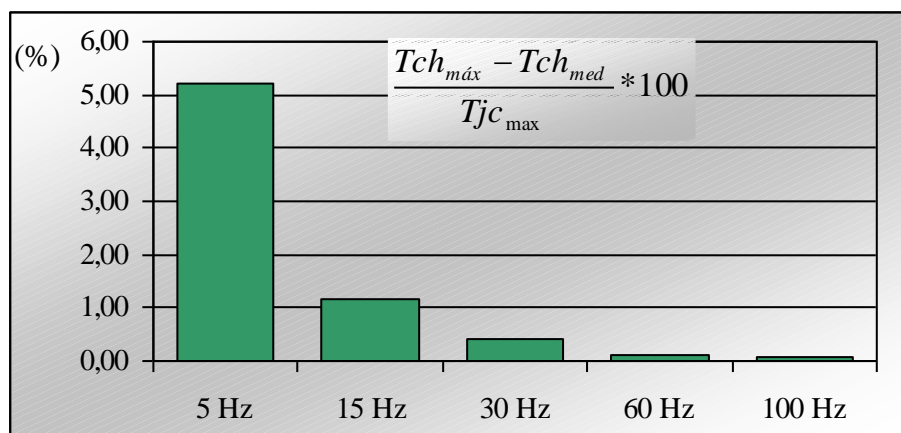


Figura 4.37: Ondulação percentual da temperatura da base, em relação à elevação da temperatura da junção referida à temperatura do dissipador.

De modo a se verificar a ondulação da temperatura de junção, três módulos de características muito distintas, com capacidade de corrente nominal de 15 A, 200 A e 800 A, foram avaliados sob as condições apresentadas na tabela 4.11. Considerou-se a elevação da temperatura de junção em relação à temperatura da base e as elevações médias e máximas foram comparadas para diversas frequências de operação. Os resultados são apresentados na fig. 4.38, onde é possível constatar que a ondulação de temperatura devida à pulsação de perdas não pode ser desprezada, uma vez que é determinante na precisão da estimativa da temperatura máxima de junção.

De modo a melhor ilustrar a importância da pulsação de perdas, considera-se novamente a fig. 4.36: enquanto a elevação da temperatura média da junção do IGBT, em relação à base é de aproximadamente 10° C, o valor máximo é 22,5° C, considerando frequência de operação de 5 Hz. Imaginando um cenário, como no compensador série, para operação de curto período: considerando cálculo de temperatura do dissipador igual à ambiente, de 40° C, e

temperatura média de junção de 120°C, sua temperatura máxima estimada seria de 223°C! Mesmo o dispositivo de 800 A, a 60 Hz, teria uma temperatura máxima de cerca de 150°C, enquanto o valor médio vale 120°C.

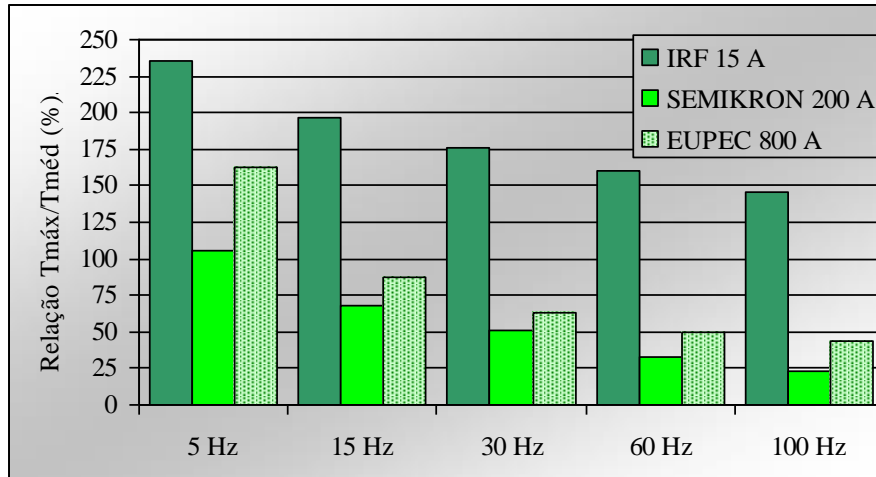


Figura 4.38: Ondulação percentual da temperatura de junção do IGBT, referido à sua elevação média em relação à temperatura da base.

As conclusões parciais obtidas até o momento, sobre o impacto da pulsação de perdas na temperatura dos elementos da base do módulo são:

- deve ser considerado nas estimações das temperaturas das junções de IGBTs e diodos;
- não é relevante para as estimações das temperaturas das bases dos módulos e do dissipador de calor.

Retornando aos modelos térmicos apresentados na fig. 4.32 e na fig. 4.33, pode-se afirmar que, no segundo caso, as perdas podem ser representadas pelos seus valores médios. Este é o sentido do apóstrofo empregado para representá-las: P'_{nm} . No primeiro caso, se faz necessária uma representação que considera as perdas instantâneas.

Existem duas dificuldades de se empregar as perdas instantâneas no modelo térmico:

- o esforço computacional é relativamente elevado;
- o método simplificado de cálculo de perdas fornece apenas o valor médio das perdas.

É útil estabelecer outra forma de representar as perdas, sem a necessidade de representação detalhada destas nos modelos térmicos. Em uma primeira tentativa, adotou-se a opção da representação por uma onda quadrada, cuja frequência é aquela de operação do inversor e a amplitude é o dobro das perdas médias. Outra abordagem adotada parte da consideração que as perdas variam com a amplitude da corrente instantânea de forma

aproximadamente quadrática e que a corrente de carga é senoidal. Desta forma, a perda instantânea é dada por:

$$P_{mn} = \begin{cases} 4.P_{nm} \cdot \text{sen}^2\left(\frac{2\pi}{T}t\right), & \text{se } kT < t \leq kT + \frac{T}{2} \\ 0, & \text{restante do ciclo} \end{cases} \quad (4.28)$$

A partir de agora esta expressão será chamada simplesmente de “função seno²”. As alternativas propostas são ilustradas na fig. 4.39.

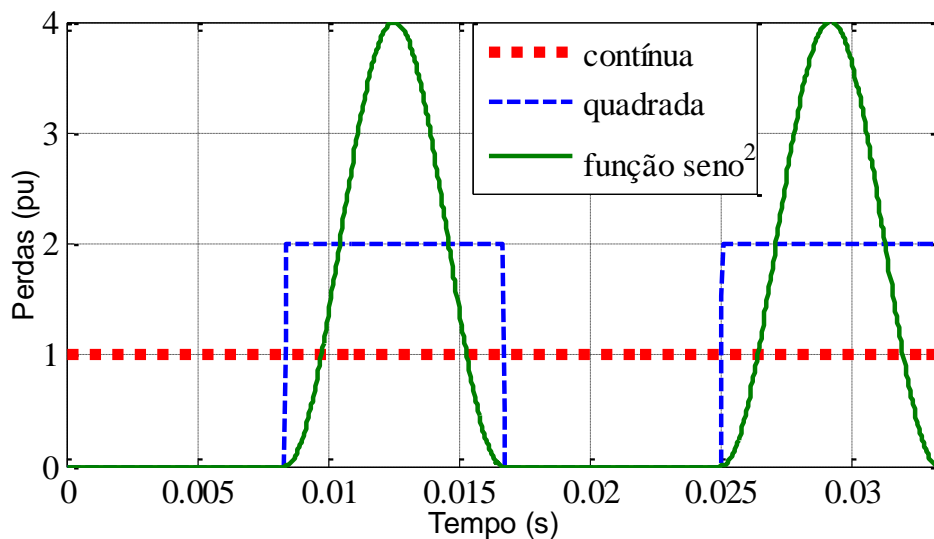


Figura 4.39: Alternativas para a representação nos modelos térmicos para a variação temporal das perdas de IGBTs e diodos.

De modo a verificar a validade das representações, as formas de onda da temperatura de junção do IGBT apresentadas na fig. 4.36 são reproduzidas na fig. 4.40, juntamente com as obtidas pelos métodos propostos. É possível observar que a representação por onda quadrada não apresentou resultado satisfatório. A representação pela função seno², por outro lado, trouxe valores bem aproximados, além de conservadores.

A fig. 4.41 mostra o erro obtido na estimação da elevação da temperatura de junção do IGBT em relação à da base, advindo da utilização da função seno², em relação ao método detalhado, para os IGBTs de 15 A e 200 A. É possível verificar que o erro obtido é baixo, sendo inferior a 4% na frequência de 60 Hz. Considerando que metade da diferença entre a temperatura de junção e a ambiente seja devido à elevação da temperatura nas camadas internas do módulo (outra metade devida às elevações na base e no dissipador), o erro global é de menos de 2%.

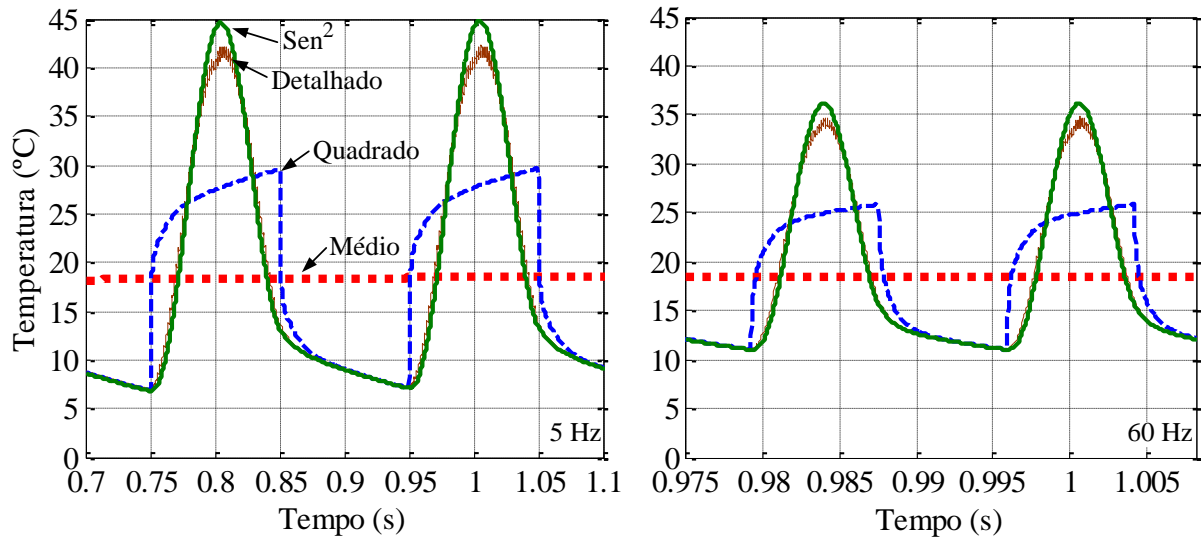


Figura 4.40: Estimativas da elevação da temperatura de junção, em relação à do dissipador de calor, para freqüências de operação de 5 Hz e 60 Hz, considerando diversas representações das perdas no modelo térmico.

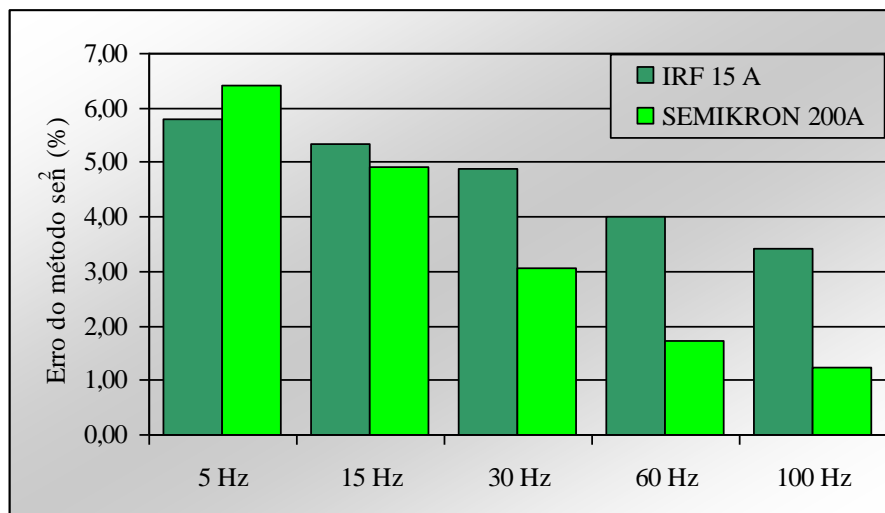


Figura 4.41: erro da estimação da elevação da temperatura de junção do IGBT em relação à da base, advindo da utilização da função seno².

É interessante analisar em quais situações o erro associado ao uso da expressão seno² é potencialmente maior. Conforme mencionado, esta é baseada na suposição que as perdas variam com o quadrado da corrente. Considerando que a característica VxI de IGBTs e diodos é aproximadamente linear, a suposição de que a variação das perdas por condução dos dispositivos são proporcionais ao quadrado da variação da corrente é bastante razoável. As perdas por chaveamento, no entanto, variam por uma relação mais próxima da linear que

quadrática. Tal fato sugere que quanto maiores são as perdas por chaveamento, tanto maior o erro do método proposto. Também sugere outra alternativa para a representação das perdas:

$$P_{mn} = \begin{cases} 4.Pcond_{nm}' \cdot \text{sen}^2\left(\frac{2\pi}{T}t\right) + \pi.Pchav_{nm}' \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi}{T}t\right), & \text{se } kT < t \leq kT + \frac{T}{2} \\ 0, & \text{restante do ciclo} \end{cases} \quad (4.29)$$

onde $Pcond_{nm}'$ e $Pchav_{nm}'$ representam as perdas médias por condução e chaveamento, respectivamente.

No pior cenário apresentado até o momento (Semikron, 5 Hz), as perdas por chaveamento representam 25% das perdas globais, tabela 4.11. Esta proporção é típica em projetos de inversores convencionais. Usando a representação alternativa, o erro reduz de mais de 6% para 2,5%. Considerando que a frequência de chaveamento seja triplicada, as correspondentes perdas passam a ser de cerca de 50% das perdas globais. Neste cenário, o erro de estimação da elevação de temperatura de junção do método seno² atinge 10,5%. Com a utilização da alternativa proposta, este erro cai para apenas 3,7%.

4.5 Considerações para o cálculo da máxima temperatura de junção nos inversores com operação por curto período

Na seção 4.4, foram evidenciadas as diversas incertezas presentes na obtenção dos parâmetros térmicos dos elementos do inversor de frequência, especialmente com relação aos valores das capacitâncias térmicas das bases dos módulos e do dissipador de calor. Estes valores são importantes quando o pulso de carga possui duração da ordem de grandeza das constantes de tempo dos elementos.

Se, por exemplo, um dissipador de calor possui constante de tempo térmica de cerca de 250 s, e é esperado um valor de sobrecarga do inversor de frequência por 60 s, o dissipador certamente não atingirá a temperatura de regime permanente correspondente às perdas em sobrecarga. A consideração de que tal ocorre provoca projetos sobredimensionados. São necessárias, neste caso, estimações, mesmo que conservadoras. Ensaios ou estudos mais detalhados se fazem necessários para resultados mais precisos.

É possível afirmar que as constantes de tempo térmicas das bases dos módulos são da ordem de centenas de milissegundos. Se o inversor é projetado para operar por segundos, ou mais tempo, a informação da constante de tempo térmica do módulo possui pouca

importância. No entanto, se tiver a mesma ordem de grandeza, as mesmas considerações feitas para o dissipador de calor são válidas.

O cenário acima descrito é o que ocorre no D²iPS COELBA, onde o inversor deve operar por 200 ms e a constante de tempo térmica estimada para o módulo é desta ordem de grandeza. Alguns artifícios descritos a seguir foram utilizados para garantir o projeto deste equipamento, mesmo com as incertezas presentes.

As perdas máximas de um módulo IGBT de 300 A [70], considerando temperatura de base de 25°C, é 2500 W, segundo o fabricante. Este valor possui pouco apelo prático, uma vez que considera dissipação contínua de calor, sem ondulação de temperatura e sofisticado sistema de resfriamento do módulo. Esta condição de operação é impraticável para a grande maioria das aplicações, onde a temperatura de base vale pelo menos 80°C, no pior cenário. Para se ter uma idéia do que representam estas perdas, cálculos detalhados foram realizados para este dispositivo e, mesmo considerando correntes eficazes de carga de 500 A, dentro de condições operacionais razoáveis, as perdas do dispositivo não atingem 1.100 W. Para se realizar os cálculos de perdas para este nível de corrente, as características dadas pelo fabricante precisaram ser extrapoladas em cerca de 15% do valor máximo de corrente cujas características de perdas são fornecidas. Considerando o valor de perda total calculado, e capacitância de térmica da base de 25 J/°C, a elevação de temperatura máxima da base seria de menos de 9°C. Este cálculo considera que não há qualquer troca de energia com o meio ou armazenagem de energia em nenhum outro material do módulo. Um suporte de alumínio ou aço, com finalidade exclusiva de fixação dos módulos, facilmente dobra a capacitância térmica do conjunto. Outro fato digno de menção é que o calor gerado no semicondutor demora centenas de milissegundos para atingir o dissipador de calor [51]. Tais considerações indicam que dissipadores de calor não só são desnecessários como inúteis nestas condições. Ensaio realizados, descritos no capítulo 5, mostraram que, sem o uso de dissipadores, não há elevação de temperatura relevante nas bases dos módulos.

Com relação ao valor estimado para a capacitância térmicas das bases dos módulos, optou-se, devido às incertezas, por considerar que são inexistentes. A princípio, tal consideração pode parecer muito conservadora. No entanto, nos testes realizados foi constatado que, mesmo com esta consideração, foi possível utilizar níveis de correntes bastante elevados, a ponto de ser preciso fazer pequenas extrapolações dos dados de fabricantes. Além disso, em ensaios realizados, circuitos de proteção contra sobrecorrentes de *gate-drives* precisaram ser ajustados, de modo a não disparar com a elevada queda de tensão

dos componentes. Tais fatos sugerem o excelente aproveitamento da capacidade dos dispositivos semicondutores. Consideração importante é o fato que a curva SOA deve ser sempre respeitada. E esta foi uma restrição mais importante que a temperatura nos casos estudados, mesmo considerando inexistentes as capacitâncias térmicas dos módulos.

4.6 Conclusões

O desenvolvimento de técnicas que permitam projetos de compensadores série de baixa tensão a custo reduzido coloca-se como um dos principais objetivos do trabalho realizado. Do conjunto de propostas para se atingir tal objetivo, a mais importante é a de operação sob carga estritamente por curtos períodos, de modo a compensar exclusivamente afundamentos de tensão. Desta forma, praticamente todos os elementos de potência podem ser reduzidos. O projeto de um equipamento com tais características demanda conhecimentos detalhados sobre as dinâmicas térmicas e as perdas dos elementos envolvidos. Dentre todas as estruturas que compõe o equipamento, aquela cuja complexidade de modelagem é maior é, certamente, o inversor.

Neste capítulo foram apresentadas técnicas de projeto para o dimensionamento e especificação dos elementos do inversor. Tais técnicas se mostram, em sua maioria, aplicáveis a qualquer projeto de equipamentos que fazem uso desse tipo de estrutura, independente do ciclo de operação ou perfil de carga, uma vez que estas permitem trabalhar com quaisquer perfis de perdas e que modelos térmicos dinâmicos detalhados são apresentados.

Para tanto, foram sucintamente explicadas as três mais usuais topologias de inversores VSI existentes: monofásicas de meia ponte e ponte completa e trifásica. Foi desenvolvida e descrita uma metodologia para simulação computacional da operação de quaisquer destas topologias, considerando qualquer técnica de modulação PWM. Formas de onda de tensão e corrente de todos os elementos do inversor podem ser obtidas. As últimas são importantes para o cálculo das perdas das chaves do inversor, dentro de uma metodologia de cálculo de perdas proposta (método detalhado).

As chaves que compõe os inversores VSI precisam ser bilaterais em corrente e unilaterais em tensão. A composição mais utilizada atualmente para tal aplicação, em baixa tensão, é o IGBT com um diodo em antiparalelo, agrupados em um mesmo módulo. O conhecimento das características térmicas e de perdas de tais dispositivos é fundamental para o projeto do inversor composto por estes.

Com relação às características de dissipação de energia, as principais variáveis que influenciam as perdas por condução e chaveamento dos componentes foram levantadas. Foram analisadas as variações destas em função das variações da corrente, temperatura, tensão de bloqueio, largura de pulso, impedâncias parasitas e características do circuito de comando. Para muitos destes parâmetros, análises quantitativas foram realizadas, baseadas em dados experimentais obtidas de referências diversas. Os resultados alcançados permitiram a criação de uma metodologia de estimação das perdas instantâneas, bem como o conhecimento de suas limitações. O grande mérito da metodologia é que todos os dados dos dispositivos necessários são obtidos diretamente dos folhetos técnicos dos seus fabricantes.

Ao conjunto das técnicas computacionais de obtenção das formas de onda de corrente dos elementos semicondutores do inversor e métodos de cálculo das perdas instantâneas propostos, foi dado o nome de “método detalhado de cálculo de perdas”. Este método permite a estimação das complexas formas de onda e dos valores médios das perdas das chaves, ao longo de todo o ciclo de operação do inversor. Méritos deste são: o nível de detalhe que se pode atingir para a representação do inversor, permitindo verificar a influência de diversos parâmetros nas perdas; a obtenção das formas de onda de corrente e tensão do barramento e da carga; e o conhecimento detalhado das perdas instantâneas dos dispositivos, cujos perfis geram pulsações das temperaturas de junção dos dispositivos, que precisam ser conhecidas.

As principais desvantagens do método detalhado de cálculo de perdas são a necessidade da criação do programa computacional de simulação da operação do conversor e o esforço computacional demandado. Uma alternativa a esta abordagem é o “método simplificado”, em que as perdas são calculadas pelo simples cruzamento entre a componente fundamental da corrente de carga e curvas características fornecidas por fabricantes. Desta forma, a perda média por ciclo de fundamental no pior cenário é obtida. As perdas para diversos pontos operacionais (variação do índice de modulação e fator de potência) são calculadas por equações simples que envolvem apenas operações de soma e produto. Tal método pressupõe o uso de técnica de PWM contínuo e corrente de carga senoidal. Simulações realizadas demonstraram diferenças mínimas entre as perdas calculadas utilizando os métodos detalhado e simplificado, o que valida o segundo.

Existem diversas fontes de erro sistemáticas inerentes às metodologias de cálculo de perdas apresentadas. Demonstrou-se que tais erros trazem, em sua maioria, resultados conservadores, e que estes não acarretam em sobredimensionamento excessivo, podendo ser compensados pela redução das margens de segurança de projeto necessárias.

Modelos térmicos de todos os elementos do inversor de frequência, incluindo arranjos dissipadores de calor, foram apresentados. Estes são baseados em modelos de sistemas elétricos de parâmetros concentrados, que corresponde às características térmicas dos componentes do inversor. Tais modelos são consagrados entre fabricantes de semicondutores e possuem a vantagem da fácil obtenção da maioria de seus parâmetros junto aos folhetos técnicos providos pelos mesmos.

Resultados de simulação, em que as perdas instantâneas de IGBTs foram calculadas pelo método detalhado e representadas nos modelos térmicos propostos, revelaram que existe forte ondulação da temperatura da junção dos semicondutores, em virtude da variação cíclica das perdas que acompanham a frequência de fundamental. Conclui-se que tais variações de perdas precisam ser representadas de forma adequada nos modelos térmicos. Métodos simples de representação foram propostos e validados. Estes possuem a vantagem de possuir custo computacional bastante baixo, se comparado à representação detalhada, além de permitir o uso do método simplificado de cálculo de perdas, uma vez que este fornece apenas as perdas médias por ciclo de fundamental. Com relação às bases dos módulos e ao dissipador de calor, a variação cíclica das perdas que acompanham a frequência de fundamental não resultou em ondulação significativa da temperatura, de modo que as perdas podem ser representadas por seus valores médios.

Foram evidenciadas as diversas incertezas presentes na obtenção dos parâmetros térmicos dos elementos do inversor de frequência. Dentre estas se destacam as relacionadas aos valores das capacitâncias térmicas das bases dos módulos e do dissipador de calor. Estes valores são importantes quando o pulso de carga possui duração da ordem de grandeza das constantes de tempo dos elementos. Estudos mais aprofundados destes são necessários. No caso específico de inversores de compensadores série, resultados de projetos satisfatórios foram obtidos com as considerações de que as capacitâncias das bases são nulas e não é necessário dissipador de calor.

Capítulo 5

Projeto dos Elementos de Potência do D²iPS

Embora possua topologia muito similar a um conversor utilizado em acionamentos elétricos, o D²iPS possui características que tornam seu projeto diferenciado. Dentre as particularidades do projeto do D²iPS, encontra-se a necessidade de conhecimento dos comportamentos térmicos e elétricos dos conversores CA-CC-CA, considerando o curto período de operação sob carga. Além destes elementos, dispositivos de manobra, elementos passivos e condutores podem ter suas dimensões significativamente reduzidas, considerando o regime de operação do equipamento. Neste capítulo são apresentadas as técnicas de projeto e modelos computacionais desenvolvidas e utilizados para o dimensionamento dos referidos elementos do D²iPS. Aspectos tecnológicos importantes sobre alguns elementos, tais com capacitores eletrolíticos, transformadores e dispositivos de manobra são abordados.

5.1 Determinação das Condições Operacionais do Conversor

A fig. 5.1 reproduz, por finalidade de melhor entendimento, uma topologia criada a partir da concepção D²iPS e utilizada no projeto D²iPS COELBA, já apresentada na seção 3.6. Segundo princípio de operação já apresentado na ocasião, o equipamento pode operar no modo *by-pass*, em que a chave CA a tiristores conduz a corrente de carga em regime permanente, ou no modo ativo, onde a corrente de carga é composta pelas do capacitor de acoplamento e do inversor de frequência. A demanda de carga do inversor de frequência é importante para o seu dimensionamento adequado, bem como para o projeto dos demais elementos do conversor CA-CC-CA: transformador de entrada, retificador e barramento CC.

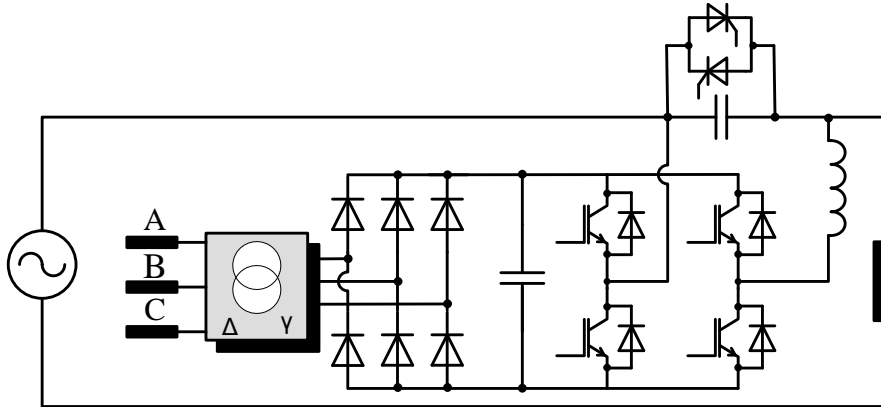


Figura 5.1: Topologia da concepção D²iPS: inversor em ponte completa e retificador trifásico (D²iPS COELBA).

Para o projeto adequado de cada módulo monofásico, é preciso conhecer os piores cenários vistos pelo inversor, em termos de máxima tensão injetada, corrente e fator de potência. Deve-se considerar que cada elemento (IGBTs, diodos, retificador, capacitores do barramento CC, etc.) pode ter uma característica de carga em seu pior cenário, diferente dos demais. Por exemplo, as perdas por condução de IGBTs aumentam com o aumento do fator de potência, enquanto que as dos diodos diminuem.

Para se descobrir os pontos notáveis de operação, potencialmente caracterizados como pior cenário para um determinado parâmetro de um dado elemento, um modelo equivalente por fase pode ser utilizado. Este modelo é apresentado na fig. 5.2, onde V_X representa componente fundamental da tensão de saída do inversor, C e L são a capacitância e a indutância do filtro CA e V_S e V_R representam as tensões da fonte e da carga, respectivamente.

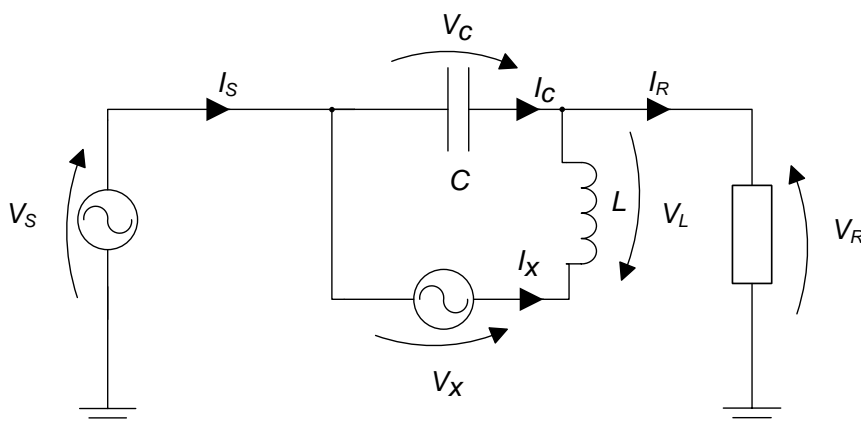


Figura 5.2: Modelo equivalente por fase de um compensador série com capacitor como elemento de inserção da tensão complementar.

O conjunto de equações que descrevem as relações entre variáveis do modelo apresentado é sumarizado a seguir:

$$\begin{aligned} \dot{V}_C &= \dot{V}_R - V_S & \dot{I}_C &= \dot{V}_C \times j\omega C & \phi_x &= \angle \dot{V}_X - \angle \dot{I}_X \\ \dot{V}_X &= \dot{V}_C + \dot{V}_L & \dot{I}_X &= \dot{I}_R - \dot{I}_C & S_X &= |\dot{V}_X| \times |\dot{I}_X| \\ \dot{V}_L &= \dot{I}_L \times j\omega & \dot{I}_L &= \dot{I}_X \end{aligned} \quad (5.1)$$

A tensão da rede nos piores cenários será determinada pela condição de maior profundidade de afundamento a ser compensado. Em casos em que seja prevista a compensação de afundamentos com salto de fase, este deve ser considerado. Outro parâmetro de entrada é a corrente de carga, cujo valor a ser utilizado no modelo é o máximo. O fator de potência deve ser considerado dentro de toda a faixa permitida para a carga.

Os elementos do filtro de saída devem ser escolhidos de modo a diminuir a componente fundamental da corrente do capacitor e da tensão do indutor e, simultaneamente, reduzir de forma satisfatória os componentes de alta frequência da tensão de saída do inversor, considerando a imunidade desta a eventuais harmônicos da corrente de carga. Um critério adequado de dimensionamento do filtro é apresentado em [29].

Uma vez carregado o modelo com os parâmetros da carga, da rede sob distúrbio e do filtro, os seguintes parâmetros de projeto do conversor CA-CC-CA são obtidos:

- ponto operacional (corrente, tensão e fator de potência de saída) com máxima tensão de saída, determinante no projeto global do conversor, uma vez que define a mínima tensão permitida no barramento CC;
- ponto operacional com máxima potência ativa de carga, determinante no projeto do retificador, barramento CC e do transformador de entrada, uma vez que caracteriza o ponto de maior descarga do barramento, através do inversor e recarga, através do retificador;
- ponto operacional com máxima corrente de saída, onde são elevadas as perdas por condução dos IGBTs e diodos e são máximas as perdas por chaveamento;
- pontos de maior perda por condução do IGBT e diodo (vide expressões 4.22 e 4.23); é válido considerar que as perdas máximas $P_{cond_{máx}}$ (expressão 4.21) são proporcionais ao quadrado da corrente.

Deve-se observar que pode haver pontos operacionais que atendam a mais de uma das condições acima. Do ponto de vista técnico, mais quatro parâmetros são necessários, para o projeto dos elementos de potência do compensador série, além da frequência da rede:

- frequência de chaveamento do inversor de frequência;

- temperatura ambiente;
- ciclo de operação;
- características técnicas dos diversos elementos de potência que compõe o equipamento.

A frequência de chaveamento deve ser escolhida de acordo com o compromisso entre faixa de passagem do compensador e perdas por chaveamento dos componentes do conversor. Naturalmente, o valor mais adequado depende das características dos dispositivos disponíveis no mercado e pode ser obtido por um processo iterativo.

O ciclo de operação, juntamente com a determinação dos pontos operacionais, depende das funcionalidades que se deseja para o conversor. Por exemplo, um compensador série projetado para compensar estritamente afundamentos de tensão, pode ter como ciclo de carga, no pior cenário, a ocorrência de três degraus consecutivos de carga máxima, precedidos e sucedidos pela condição de ausência de carga e temperatura ambiente. A duração de cada evento, o intervalo entre estes e a condição operacional mais severa podem ser definidos através de estudos da rede e das cargas sensíveis, conforme discutido no capítulo 2. Em uma aplicação onde se deseja regulação de tensão, pode-se considerar operação em regime permanente para o pior cenário neste modo de operação, com a ocorrência dos degraus de carga devido a afundamentos de tensão.

As características técnicas dos elementos que compõe o equipamento são obtidas dos catálogos do fabricante e serão citados em momento oportuno. Devem sempre ser ponderados com aspectos econômicos e dimensionais e a escolha da solução apropriada é obtida por processo iterativo.

5.2 Determinação dos Módulos de IGBT e do Arranjo Dissipador

As técnicas de projeto do inversor de frequência para operações em regime contínuo e para ciclos de carga de curta duração formam discutidas em detalhes no capítulo 4. Deve-se acrescentar que as características da carga, incluindo ciclo de trabalho e pontos de operação, foram discutidas na seção 5.1. Também foram feitas discussões sobre a frequência de operação, cuja determinação é dada pelo compromisso entre faixa de passagem do compensador e perdas por chaveamento dos componentes do conversor e é obtida por processo iterativo. A escolha da topologia (meia ponte ou ponte completa) também é dada por processo iterativo, considerando os custos econômicos globais do conversor CA-CC-CA, cujos demais elementos são discutidos nas seções subseqüentes.

5.3 Determinação da Topologia do Conversor CA-CC-CA

No capítulo 3 são apresentadas as possibilidades de topologias para o retificador de entrada e para o inversor de frequência, dentro da concepção D^2iPS , cujas figuras são aqui reproduzidas, com a finalidade de melhor entendimento, figs. 5.3, 5.4. As principais características de cada topologia são apresentadas no capítulo citado. Conforme mencionado na ocasião, a escolha da topologia apropriada dependerá dos níveis de tensão e potência necessários, além do estado tecnológico e custos de todos os componentes envolvidos. Esta opção pode não ser evidente e faz-se necessário, neste caso, um processo iterativo. Modelos computacionais são de grande valia para a avaliação da topologia ideal para uma dada aplicação. A próxima seção apresenta o modelo computacional para uma configuração do conversor CC-CA-CC, utilizado para o projeto do D^2iPS COELBA. Este modelo é facilmente adaptável para as demais possibilidades de configuração.

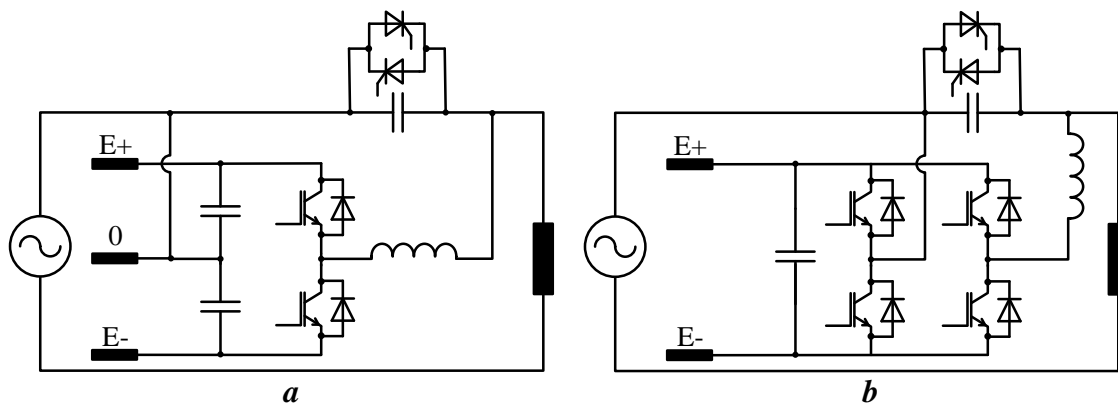
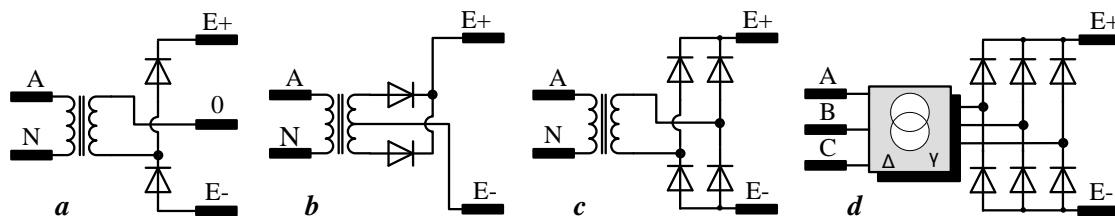


Figura 5.3: Topologias de saída da concepção D^2iPS : “a” com inversor em meia e “b”, com inversor em ponte completa.



Em caso de sistemas trifásicos, os transformadores das topologias “a”, “b” e “c” são alimentados pelas fases não conectadas à saída do inversor monofásico.

Figura 5.4: Topologias de entrada da concepção D^2iPS : “a” com bipartição do barramento CC e retificador de meia onda; “b” com retificador de onda completa e transformador com derivação central; “c” com retificador em ponte; “d” com retificador trifásico.

5.4 Modelo Computacional do Conversor CA-CC-CA

A complexidade da operação do conversor CA-CC-CA torna muito difícil uma modelagem analítica desta, mesmo considerando modelos bastante simplificados. Por outro lado, realizações experimentais são custosas, de forma proibitiva, em termos econômicos e de tempo demandado, uma vez que são enormes as possibilidades de topologias, modos de operação e dimensões dos elementos que compõe o conversor. A utilização de modelos computacionais mostra-se, portanto, como a melhor alternativa para o projeto de todos os elementos do conversor CA-CC-CA.

Devido à facilidade de programação e grande quantidade de blocos funcionais pré-existentes em sua biblioteca, optou-se pelo uso do *software* Simulink™, para a criação dos modelos computacionais dos conversores. A fig. 5.5 apresenta parcialmente o modelo de um conversor composto por um retificador trifásico e um inversor monofásico em ponte completa. Com a descrição de seus elementos, ficará evidente a completude deste modelo na caracterização de todos os parâmetros elétricos necessários para o projeto do conversor.

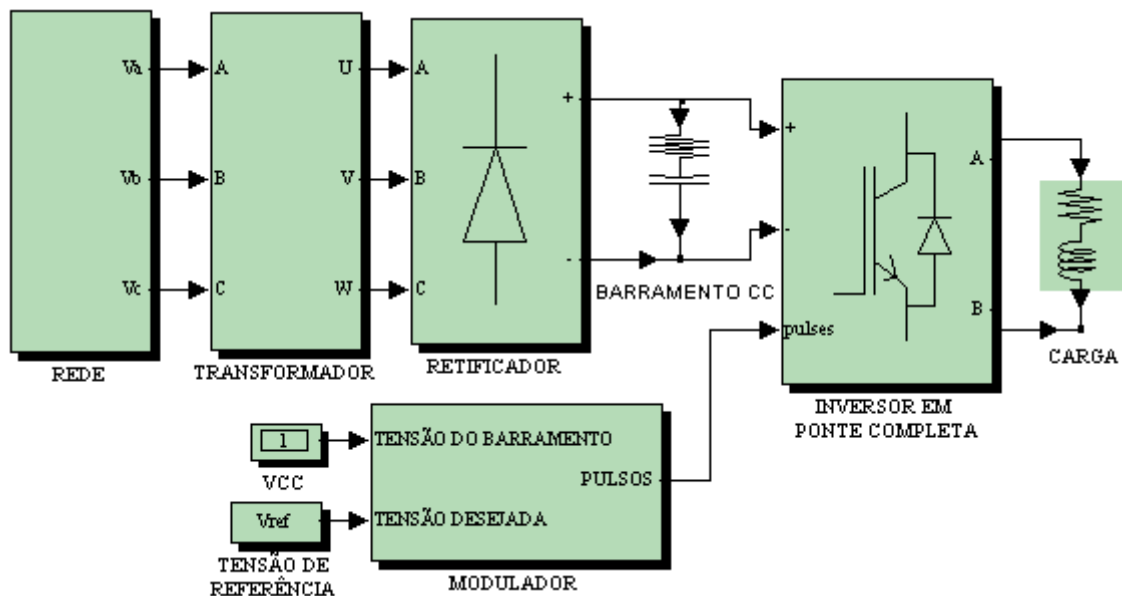


Figura 5.5: Modelo de simulação do conversor.

No modelo, a carga RL representa aquela vista pelo inversor, que pode ser obtida pela metodologia proposta na seção 5.1. Juntamente com a definição da tensão de saída do conversor, a carga define o ponto operacional de saída de interesse.

O banco de capacitores do barramento CC é representado por uma capacitância equivalente em série com um resistor, que represente a resistência série equivalente (ESR)

deste. A indutância série equivalente (ESI) pode ainda ser acrescentada. A representação do banco de capacitores por um circuito RLC série é bastante fiel ao seu comportamento real.

A fonte e o transformador são representados por uma fonte ideal seguida por uma impedância, composta por uma resistência e uma indutância. A alimentação trifásica de entrada é simulada através do bloco “REDE”. Neste bloco, pode-se configurar a amplitude e frequência de cada fase, a amplitude e o salto de fase do afundamento, a duração do afundamento de tensão, o intervalo de tempo entre estes eventos e o início do primeiro.

O bloco “MODULADOR” é responsável pela comutação das chaves do inversor, utilizando a técnica de PWM seno-triangular de três níveis, descrita no capítulo 4. A amplitude da onda triangular é dada pela “medição” da tensão do barramento CC, de modo que a tensão de saída não varia em função de variações desta. A amplitude da tensão de referência, bem como as frequências de chaveamento e de fundamental podem ser escolhidas.

O transformador de entrada é modelado por circuitos RL série, representando sua impedância equivalente. A relação de espiras pode ser simulada pela simples aplicação de fator de multiplicação na tensão de entrada.

Este modelo de simulação embora simples, é bastante completo do ponto de vista do comportamento elétrico de todos os componentes do conversor durante sua operação. Alguns exemplos de análises que podem ser realizadas:

- levantamento do máximo valor de impedância do transformador e da relação de espiras adequada, dados a tensão de seu secundário, os parâmetros do barramento CC, e estando a fonte e a carga no pior cenário previsto;
- corrente eficaz dos capacitores do barramento CC, critério importante na escolha destes componentes;
- determinação do módulo retificador mais apropriado, calculando-se suas perdas e temperatura, através da corrente calculada que atravessa o diodo e de seus parâmetros térmicos e elétricos, fornecidos pelos fabricantes.

A fig. 5.6 apresenta algumas formas de onda típicas do conversor, obtidas por simulação. É representado o momento em que o conversor é energizado, causando a carga do barramento CC, seguido por um afundamento de tensão de duração de 4 ciclos e tensão remanescente de 0,65 pu. As correntes de carga, dos capacitores do barramento e de saída do retificador são apresentadas, bem como as tensões da saída do transformador, do barramento CC e da carga. Qualquer outra forma de onda pertinente pode ser obtida do modelo.

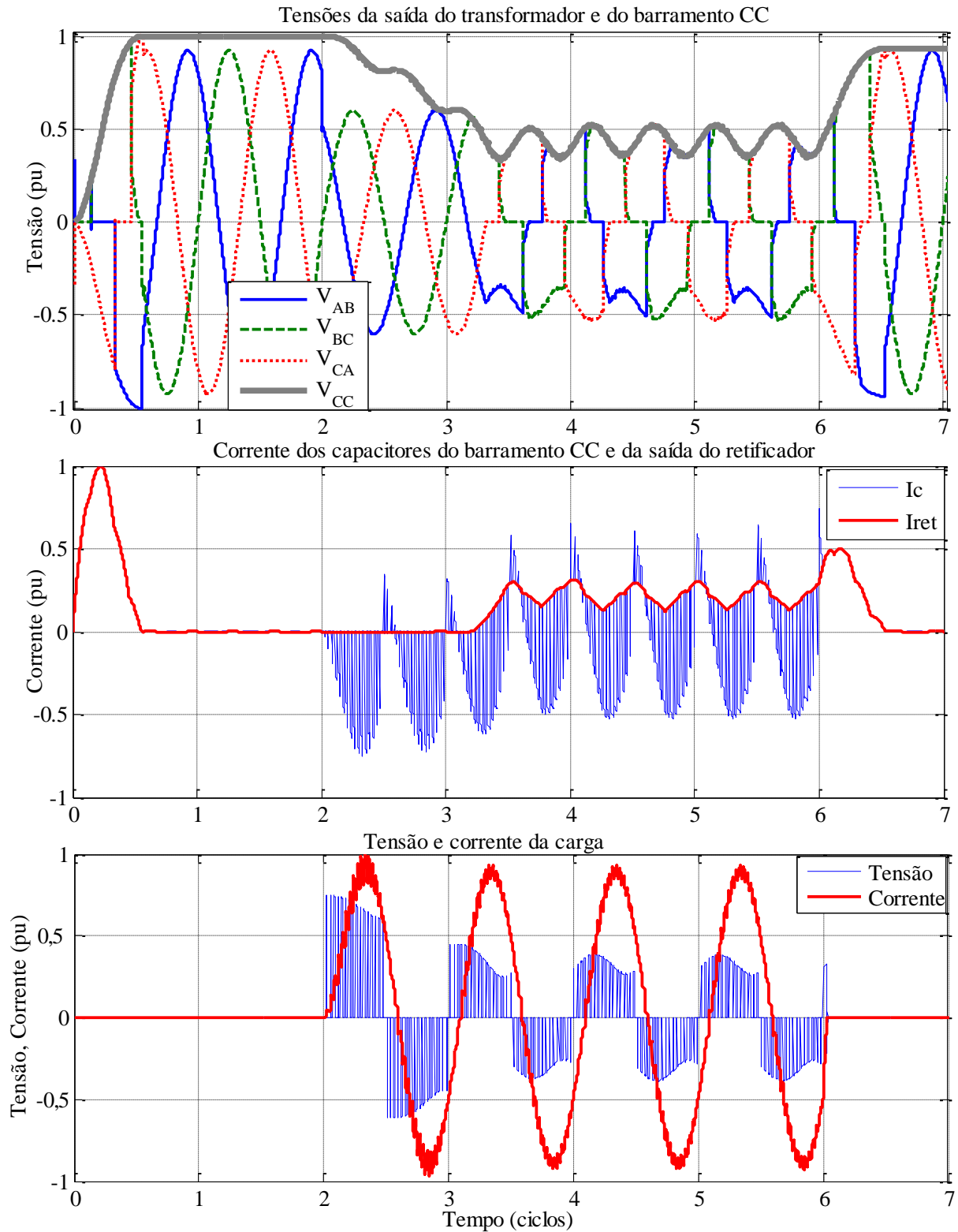


Figura 5.6: Formas de onda típicas do conversor obtidas por simulação.

As curvas apresentadas representam o comportamento do conversor do D²iPS COELBA em seu pior ponto de operação, do ponto de vista de fornecimento de potência ativa. Dois fatores que merecem destaque, devido aos seus impactos no projeto do conversor são o curto

período de operação e a grande excursão da tensão do barramento durante a operação do conversor. Tais fatores tornam o projeto deste tipo de conversor especial, com relação ao de conversores convencionais utilizados em acionamentos elétricos. Considerações pouco importantes no último tornam-se decisivos para o primeiro. Estas considerações foram parcialmente abordadas no capítulo 4, quando foram apresentadas as técnicas de projeto de inversores de frequência para curtos períodos de operação. As demais serão apresentadas nas seções subseqüentes.

5.5 Determinação do Transformador de Entrada

Em conversores convencionais, projetados para operação contínua, toda a potência ativa drenada pela carga é fornecida pelo transformador de entrada, caso este exista. Os três parâmetros básicos de projeto são a tensão do primário, a relação de espiras e a potência nominal. A impedância do equipamento possui, normalmente, importância secundária. Nestes projetos, sendo a potência nominal do transformador equivalente à potência máxima da carga, a sua impedância é suficientemente baixa para que este forneça praticamente toda a componente de baixa frequência da corrente demandada pelo inversor.

Conversores como os existentes no D²iPS, no entanto, possuem ciclos de carga muito curtos, da ordem de décimos de segundo. Pode-se optar, neste caso, por transformadores cuja potência nominal seja muito abaixo da potência da carga. Isso se justifica pela grande constante de tempo térmica destes equipamentos, acima de dezenas de segundos. Neste caso, o parâmetro “potência” perde completamente a importância, sendo este substituído pelo parâmetro “impedância” do transformador.

Pela fig. 5.6, é possível observar a grande distorção da tensão da saída do transformador durante a operação do conversor. Esta distorção é devida ao valor relativamente alto da impedância do transformador, escolhida de modo que, no pior cenário, o valor da tensão do barramento CC fosse superior à máxima tensão a ser injetada na carga. O transformador utilizado para o D²iPS COELBA, possui menos de um quarto da potência nominal de um transformador necessário para a operação contínua do inversor, além de ser especialmente projetado para possuir baixa reatância de dispersão.

Existe um compromisso entre a escolha da impedância do transformador e da capacitância total do barramento CC: quanto maior a impedância do transformador, menor seu preço, peso e volume; no entanto, é preciso aumentar a capacitância do barramento, o que aumenta os custos associados a este.

Existe ainda o compromisso entre a determinação da relação de espiras do transformador e da capacitância do barramento CC. A elevação da tensão do secundário do transformador aumenta a energia armazenada nos capacitores, além de promover a redução da corrente demandada pelo inversor, uma vez que a potência da carga é constante. Como consequência, pode-se aumentar a impedância do transformador e reduzir a capacitância. No entanto, isso eleva a tensão nominal de todos os semicondutores do inversor e do retificador, além da tensão nominal dos capacitores, aumentando, conseqüentemente, o custo destes componentes. Pode-se observar, portanto, que a escolha dos parâmetros apropriados do transformador é obtida por processo iterativo, que envolve a escolha simultânea dos diversos elementos do conversor, e considerações de ordem técnica e econômica.

5.6 Determinação dos Capacitores do Barramento CC

A escolha dos capacitores do barramento CC deve atender a quatro critérios básicos:

- tensão nominal mínima;
- capacitância mínima;
- resistência série equivalente (ESR) máxima;
- corrente eficaz mínima.

5.6.1 Escolha da capacitância mínima e da tensão nominal

Em conversores convencionais, a capacitância do barramento deve ser projetada de modo que esse drene a componente de alta frequência da corrente solicitada pela carga, mantendo em níveis aceitáveis a consequente ondulação da tensão do barramento CC. Nestes projetos, sendo a potência nominal do transformador equivalente à potência máxima da carga, a sua impedância é suficientemente baixa para que este forneça praticamente toda a potência ativa demandada pelo inversor. No entanto, o fato do conversor do D²iPS operar por poucos décimos de segundo, permite-se trabalhar, em princípio, com transformadores com potência nominal muito abaixo da potência da carga. Neste caso, sua impedância passa a ser significativa e pode-se optar por aumentar a capacitância do barramento CC de modo a este suprir parte ou até a totalidade da potência ativa demandada. Aqui foi colocado, com uma abordagem diferente, o compromisso entre tensão máxima do barramento, impedância do transformador e capacitância do barramento CC, já descrito na seção 5.5.

5.6.2 Determinação da resistência série equivalente (ESR) máxima

Os capacitores do barramento CC possuem uma resistência parasita em série com sua capacitância. Ocorre uma queda de tensão nesta resistência proporcional à corrente instantânea do capacitor. A fig. 5.7 ilustra o efeito da corrente drenada pelo capacitor em sua tensão. A queda abrupta da tensão está associada à ESR e aquela mais suave (descarga) à capacitância. O valor máximo de ESR permitido é dado pela máxima queda de tensão do barramento, associada a esta, admitido.

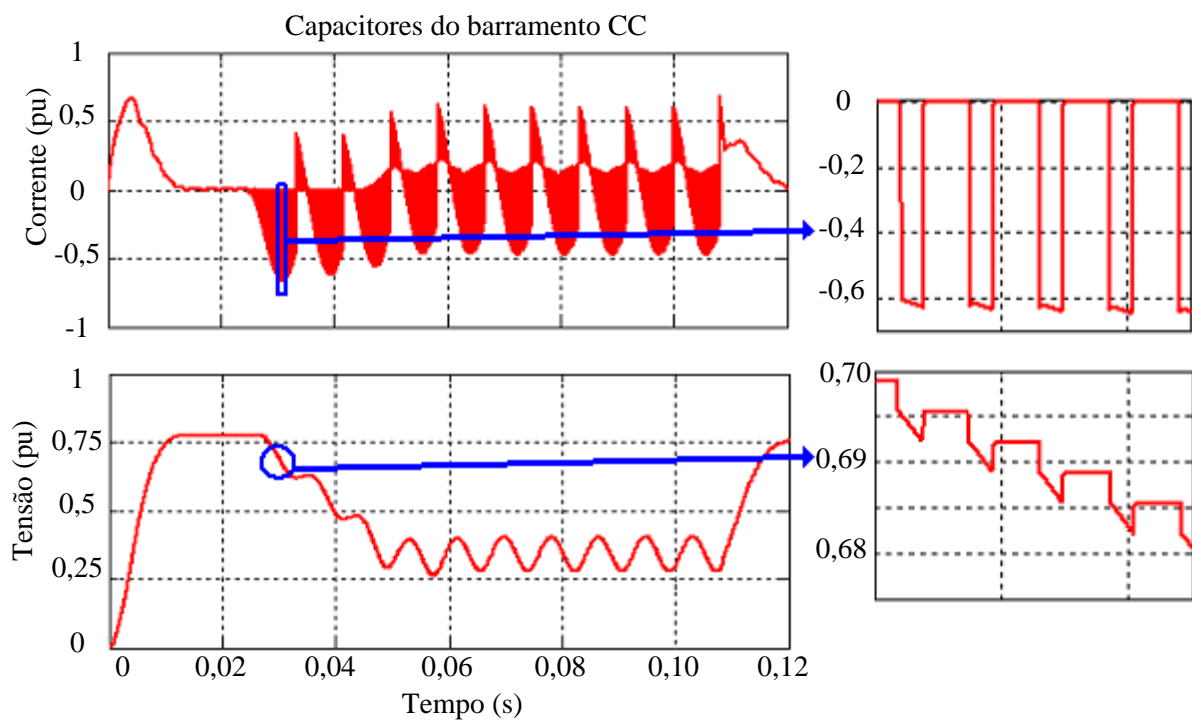


Figura 5.7: Efeito da corrente dos capacitores do barramento CC na tensão destes.

5.6.3 Determinação da Corrente Eficaz

A determinação da corrente eficaz suportável pelo banco de capacitores é dada pela avaliação de sua temperatura de operação e adequação desta às condições de operação do conversor e a limitações dos capacitores. Dadas a temperatura ambiente e a característica de corrente do barramento CC, em seu pior cenário, calcula-se as perdas dos capacitores e sua temperatura de operação, que deve estar dentro de limites aceitáveis. Por fim, a vida útil é estimada, junto às informações técnicas do fabricante. Esta abordagem é apresentada em detalhes em [71].

Existe uma abordagem mais simples, baseada em curvas de fabricantes de capacitores que correlacionam diretamente a corrente, tensão de trabalho e temperatura ambiente com a vida útil estimada para o capacitor, sem a necessidade de se verificar suas perdas e temperatura de operação. A fig. 5.8a apresenta uma curva obtida de um fabricante, correlacionando as variáveis citadas, [72]. Nesta curva, a corrente “ I_{\sim} ” é normalizada em relação à corrente nominal “ $I_{\sim R}$ ”. Esta curva é válida considerando corrente senoidal com uma frequência específica, no caso 10 kHz. Para outras frequências de operação, fatores de correção devem ser aplicados, conforme ilustrado na fig. 5.8b.

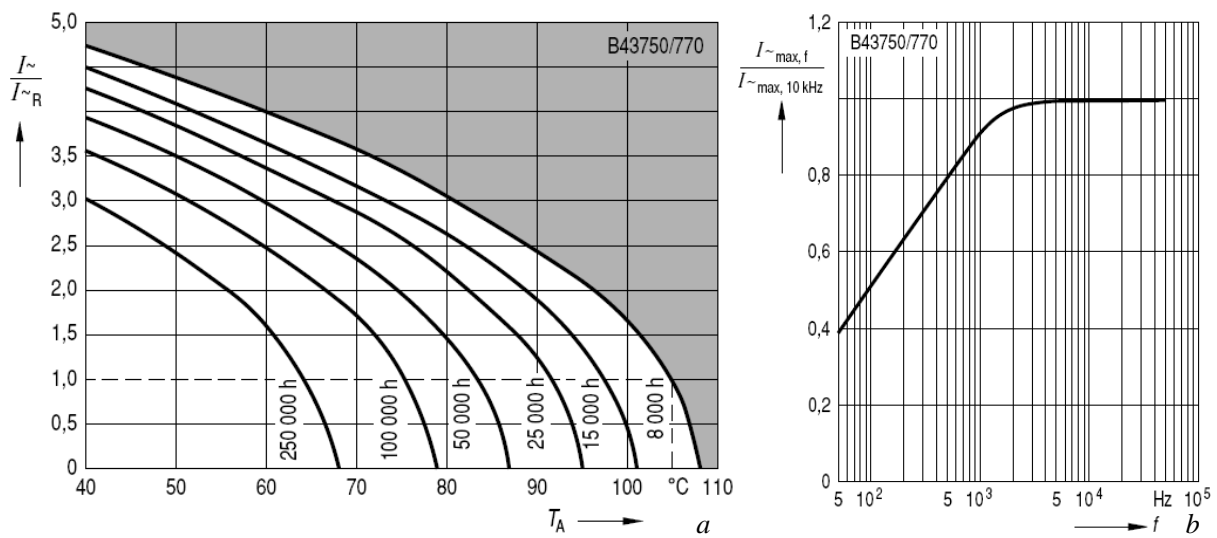


Figura 5.8: Dados de fabricantes: “a” – vida útil de capacitor, em função da temperatura ambiente e corrente, para dada tensão de operação; “b”, fator de correção da corrente, em função da frequência.

No caso de capacitores que compõe o barramento CC, a corrente é constituída por componentes de baixa frequência, associadas à corrente de carga, e de alta frequência, associadas ao chaveamento do inversor. Pode-se fazer a decomposição em frequência da corrente dos capacitores, de modo a obter o valor eficaz de cada componente harmônica. Cada componente é ponderada de acordo com a curva de fator de frequência. A corrente equivalente na frequência de referência é obtida pela somatória dos valores ponderados.

É oportuno dizer que o tipo de capacitor mais utilizado para constituir o barramento CC de inversores é o eletrolítico. Existem capacitores de filme metalizado especialmente concebidos para esta aplicação, mas o custo é, normalmente, mais elevado.

Considerando conversores projetados para operar em regime contínuo e capacitores eletrolíticos com vida útil elevada, a corrente eficaz mínima é normalmente o critério mais limitante, se comparado com os critérios de capacitância e de resistência série. Isto significa

que, para atingir a corrente de operação necessária, são associados capacitores que conjuntamente possuem capacitância maior e resistência equivalente menor que os valores necessários.

Para caso de operação por curto período, um estudo aprofundado seria necessário para a estimativa da real capacidade de drenar corrente dos capacitores, a exemplo do estudo apresentado no capítulo 4, para o dimensionamento adequado dos IGBTs. No entanto, uma análise superficial das características dos conversores e dos dados dos fabricantes é suficiente para possibilitar a utilização dos capacitores com níveis de corrente algumas vezes acima da nominal, com vida útil elevada e sem riscos. Isso faz com que o nível de corrente necessário para o banco de capacitores deixe de ser o critério mais limitante, ou pelo menos se aproxime dos demais, tornando pequeno o ganho obtido com estudos mais aprofundados. Além disso, a imposição de uma capacitância maior que a necessária, pode promover o aumento da impedância permitida ao transformador, reduzindo seu custo.

De modo a ilustrar a afirmativa dada, um exemplo é válido: consideremos o capacitor cujos dados são apresentados na fig. 5.8. À temperatura ambiente de 40°C, este capacitor pode drenar, em regime permanente, quase 5 vezes a corrente nominal e ainda ter uma expectativa de vida útil de 8.000 horas. Um compensador série que opere por 30 anos (aproximadamente 250.000 horas), com a ocorrência de um afundamento de tensão de 0,5 s por dia, terá seu barramento CC atuando sob carga por menos de 2 horas durante toda a sua vida útil. O curtíssimo período de operação sob carga e o fato de os capacitores permanecerem a temperaturas próximas à ambiente (cenário diverso daquele da fig. 5.8a), sugerem que o capacitor poderia operar sob níveis de corrente ainda maiores. No entanto, isso demandaria estudos aprofundados e ensaios, que se mostram desnecessários, uma vez que a corrente do barramento deixa de ser o critério mais restritivo, já com a consideração da maior corrente apresentada no catálogo. De fato, dentre diversas configurações de barramento CC avaliadas para o D²iPS COELBA, com capacitores de diversos fabricantes, a alternativa mais barata não teve como critério mais limitante a capacidade de drenar corrente.

5.7 Escolha da Ponte Retificadora

Existem três condições básicas a serem atendidas pelos diodos da ponte retificadora:

- a tensão de bloqueio nominal dos dispositivos devem ser superiores à máxima tensão a que são submetidos, considerando margem de segurança adequada;

- a energia específica dos dispositivos, dada pela integral de Joule, também conhecida como características I^2t , deve ser superior à energia a que são submetidos em situações de carga do barramento CC e até mesmo em curto-circuito deste, quando apropriadamente mitigado;
- a temperatura de junção dos diodos deve manter-se abaixo do limite máximo estabelecido pelo fabricante, nas condições normais de operação do conversor, e nas sobrecargas previstas.

O modelo de simulação da fig. 5.5 permite o conhecimento detalhado das formas de onda de tensão e de corrente dos diodos do retificador, o que facilita bastante o projeto da ponte retificadora. Uma abordagem similar à apresentada no capítulo 4, para dimensionamento do inversor, pode ser adotada para a escolha dos diodos do retificador e do arranjo dissipador. As perdas por chaveamento destes são desprezíveis, em virtude da baixa frequência de operação. As perdas por condução são facilmente obtidas pelo uso da característica $V \times I$ fornecida pelo fabricante e pela forma de onda da corrente dada pela simulação. O modelo térmico é o mesmo adotado para inversores, sem restrições. A fig. 5.9 apresenta o diagrama de simulação desenvolvido em Simulink™, onde podem ser obtidas tanto a temperatura instantânea, como a característica I^2t do diodo.

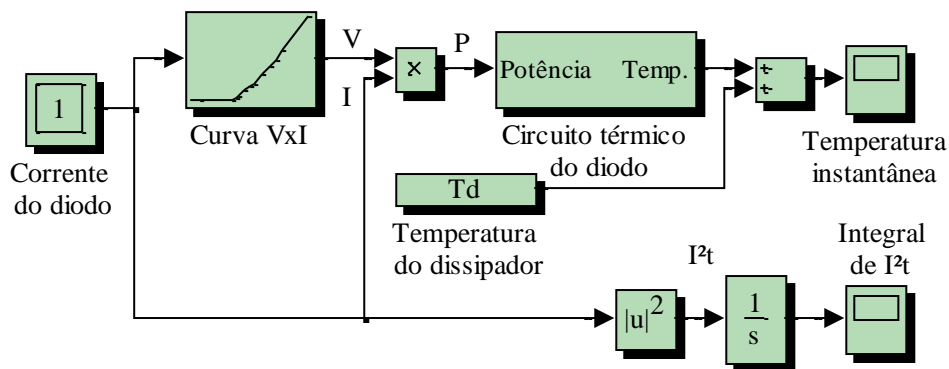


Figura 5.9: Modelo de simulação do comportamento térmico e característica I^2t do retificador.

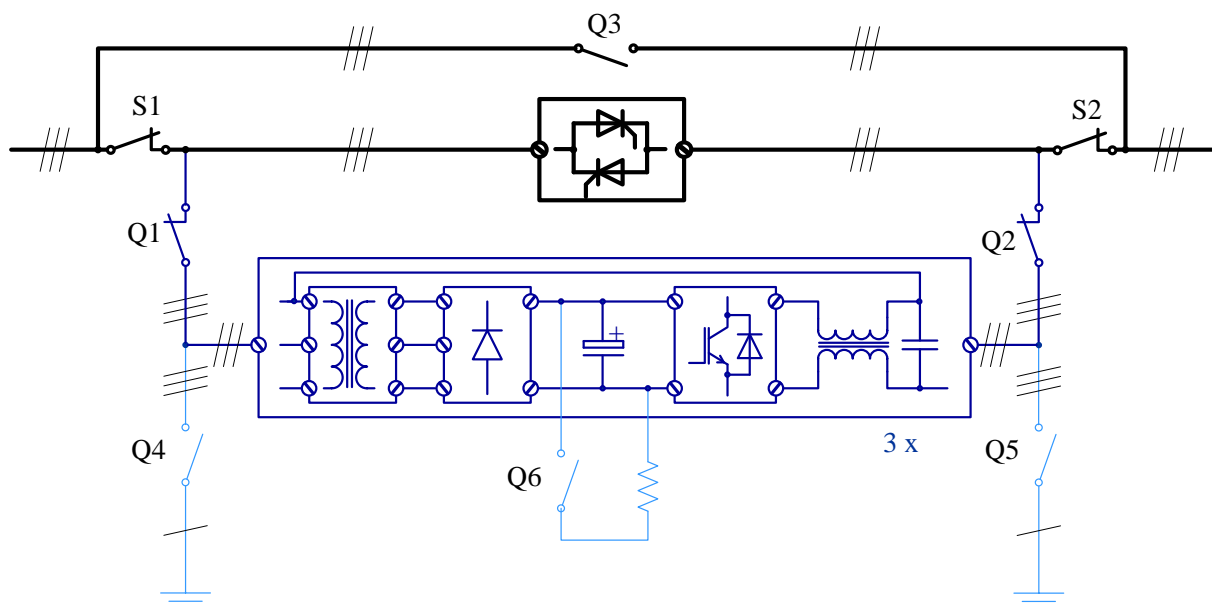
No diagrama apresentado, o bloco “Temperatura do dissipador” é apresentado de maneira simplificada. Na realidade, este bloco é modelado de acordo com as características térmicas do dissipador e recebe, como parâmetro de entrada, toda a energia dissipada pelos elementos a ele acoplados. Para o caso de operação por curto período, é válido considerar que a temperatura do dissipador é igual à ambiente, de acordo com as considerações apresentadas no capítulo 4. Conforme será verificado no capítulo 6, este modo de operação, juntamente

com a impedância relativamente baixa, reduz bastante as dimensões e o custo da ponte retificadora.

5.8 Contatores, Chaves Seccionadoras, Condutores e Outros Elementos

Outros elementos presentes em compensadores, tais com contatores, chaves seccionadoras, barramentos, indutores e capacitores dos filtros podem ter seu custo reduzido, aproveitando a operação de curta duração. Assim como para a escolha daqueles já mencionados, a capacidade de corrente dos dispositivos deve ser avaliada, a partir de dados de fabricantes ou através de ensaios.

A fig. 5 apresenta um diagrama simplificado de uma topologia da concepção D²iPS, utilizada no equipamento construído através do convênio com a COELBA, incluindo os elementos de manobra e seccionamento. Os elementos representados em linha de espessura intermediária (azul escuro), dentre eles os contatores Q1 e Q2, além dos condutores que conectam os conversores, podem ter suas dimensões significativamente reduzidas em operações de curta duração, o que implica em importante redução de custos.



- Projetados para suportar corrente nominal de carga em regime permanente
- Projeto depende do ciclo de operação e capacidade de compensação do equipamento
- Usados para descarga do barramento CC e aterramento; projetados para operação esporádica, com baixos níveis de corrente

Figura 5.10: Diagrama simplificado da topologia proposta, incluindo os elementos de manobra e seccionamento.

Com relação aos contadores, existe uma discrepância muito grande entre as aplicações para o qual são projetados e o modo de operação no compensador série. Tais dispositivos são construídos de modo a operar sob carga em regime permanente, com capacidade de efetuar centenas de milhares de manobras sob carga, ao longo de sua vida útil. Por outro lado, no D²iPS, estes podem operar sob carga por apenas curtos intervalos de tempo e são sempre comutados a vazio, em condições esporádicas, tais como manutenção, abertura de porta do painel, etc. Isto sugere que o contator utilizado para o equipamento pode ter sua corrente nominal bastante reduzida, em relação ao valor de corrente que efetivamente o atravessa nos instantes de operação.

Não existe explicitamente nenhuma informação de fabricantes sobre sobrecargas planejadas, de acordo com o modo de operação do dispositivo. No entanto, um dado muito útil para subsidiar a operação segura do contator, mesmo em sobrecarga, fornecido por todos os fabricantes, é a corrente suportável de curta duração nominal (I_{CW} – *rated short-time withstand current*). Este parâmetro é definido como: “o máximo valor de corrente eficaz em que o dispositivo é capaz de suportar estresses térmicos e eletrodinâmicos por um período definido (usualmente 1 s), sem danos ou deformações que possam comprometer a operação do sistema, estando este previamente operando em condições nominais” [73].

Uma vez que I_{CW} é definido para um dado tempo de operação, é possível calcular a máxima energia específica (I^2t), para este período. Pode-se calcular uma fração deste valor (5%, por exemplo), e adotá-lo como a máxima energia específica, para cada ciclo de operação do compensador, e então calcular a máxima corrente correspondente. A tabela 5.1 apresenta o ganho obtido utilizando esta metodologia, onde se pode verificar a possibilidade de utilização de contadores até 8 vezes menores que aqueles utilizados em aplicações convencionais. Os dados de corrente nominal I_n e I_{CW} foram extraídos de [21].

Abordagem idêntica à adotada para contadores pode ser usada para chaves seccionadoras. Quanto a condutores, pode-se utilizar diretamente a característica de energia específica, fornecida por fabricantes. Com relação aos capacitores e indutores dos filtros, considerações similares aos transformadores de entrada e do barramento podem ser adotadas. Pode-se considerar a possibilidade de se utilizar placas de circuito impresso para a construção do barramento CC, mesmo para níveis relativamente elevados de corrente. Neste caso, a validação do projeto pode ser obtida através de protótipo e ensaios, ou mesmo através de normas e estudos específicos.

Tabela 5.1: Determinação da corrente nominal de contadores para operações por curtos períodos através de dados de fabricantes.

I_n (A) (categoria de utilização AC-3)	9	30	95	300	750	1650
I_{CW} (1 s) (A)	250	600	1.320	3.500	7.000	12.000
$I_{CW}^2 t$ (1 s) (kA ² s) (obtenção de $I^2 t$ máxima)	62,5	360	1.742	12.250	49.000	144.000
$0,05I_{CW}^2 t$ (kA ² s) (5% de $I^2 t$ máxima – operação segura)	3,13	18	87	613	2.450	7200
I_n'' (A) (operação por 1 s)	56	134	295	783	1.565	2.683
I_n' (A) (operação por 750 ms, considerando 3 afundamentos consecutivos de 250 ms)	75	179	394	1.043	2.087	3.578
Ganho (I_n'/I_n)	8,3	6,0	4,1	3,5	2,8	2,2

5.9 Validação por ensaio

O projeto dos elementos de potência do compensador série, é válido se ele operar corretamente, fornecendo tensão e potência nominal à carga, dentro do ciclo de operação previsto e com vida útil satisfatória. A validação da vida útil do equipamento é facilitada pela sua característica de operar sob carga por um período muito curto, se comparada com sua operação a vazio. Um compensador série que atue uma vez por dia durante trinta anos, com tempo médio de compensação de 200 ms, opera sob carga por cerca de apenas 2000 s e atua cerca de 11.000 vezes. Em um protótipo ensaiado de modo que uma compensação seja realizada a cada 20 s, o tempo total de atuação sob carga e o número de ciclos podem ser atingidos em menos de três dias ininterruptos.

Naturalmente não é considerado, pela abordagem proposta, o desgaste natural dos componentes ao longo do tempo. No entanto, passam e existir fortes indícios que o modo de operação não convencional e os desgastes associados não serão fatores decisivos na vida útil do equipamento.

Com relação aos módulos IGBTs, existem alguns estudos que apresentam a vida útil esperada em função da aplicação de ciclos de carga severos, com variações rápidas da temperatura de junção de até 100°C. Em [74], são apresentados a longevidade de IGBTs de 1200 V, entre 75 A a 900 A. A expectativa é que estes dispositivos suportem 25.000 ciclos, com variações de temperatura de 100°C. Em [75], são apresentadas expectativas de 30.000 ciclos, para variações de 110°C em IGBTs de 1200 V / 75 A.

Seguindo a abordagem de validação proposta, um inversor de frequência sem elemento de dissipação de calor foi construído segundo o projeto do D²iPS COELBA. Uma estrutura de ensaio, cujos detalhes técnicos são irrelevantes, foi montada e todas as características pertinentes consideradas no projeto foram respeitadas: técnica de modulação, ciclo de trabalho, frequência de chaveamento, tensão de barramento, tensão de saída e carga. Uma sobrecarga de cerca de 20% foi aplicada, em relação ao pior cenário, de modo a:

- compensar a baixa temperatura ambiente, pouco acima de 25°C;
- compensar o fato de estar sendo testado apenas um inversor, cujo funcionamento adequado não garante a sobrevivência de equivalentes;
- fornecer margem de segurança.

Foram aplicados ciclos de cerca de 200 s, cada um com aproximadamente 200 ms de operação do inversor. Cerca de 150 pulsos foram gerados. Não foi verificada qualquer alteração das características elétricas dos dispositivos e não foi constatada qualquer variação de temperatura nas bases dos módulos. Nos primeiros ensaios ocorreu o disparo da proteção de sobrecorrente do *gate driver* utilizado. Isso ocorreu devido à queda de tensão relativamente elevada do IGBT, em virtude da aplicação de níveis de corrente acima do convencional. Para resolver tal problema, bastou ajustar adequadamente a sensibilidade da proteção. A fig. 5.11 traz as formas de onda da corrente e tensão na carga, e tensão do barramento CC de um ciclo de operação.

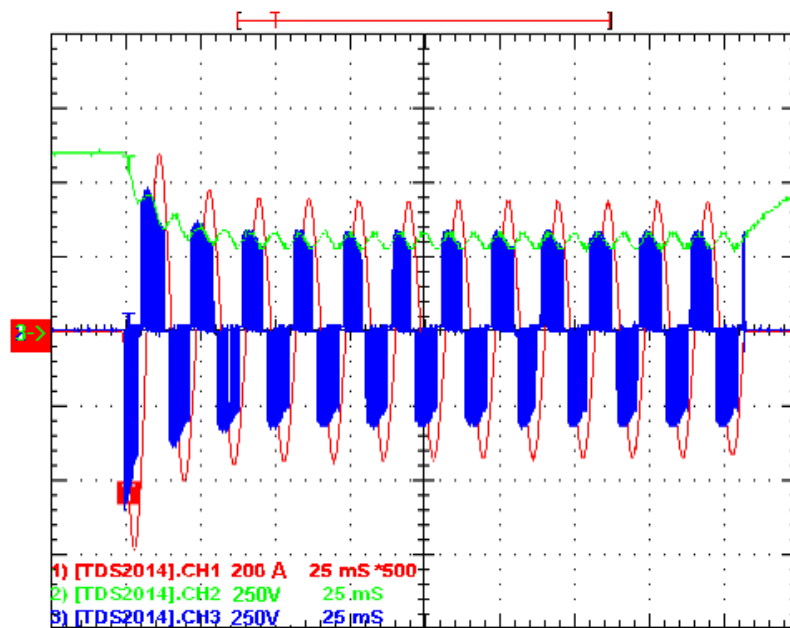


Figura 5.11: Resultado experimental - formas de onda da corrente e tensão na carga e tensão do barramento CC de um ciclo de operação.

A ocorrência de afundamentos de tensão sucessivos também foi simulada algumas dezenas de vezes. A fig. 5.12 ilustra este ensaio, onde se pode observar a corrente e a tensão da carga, além da tensão do barramento. Três afundamentos, com duração média de aproximadamente 190 ms, são intercalados por intervalos de duração média de 270 ms.

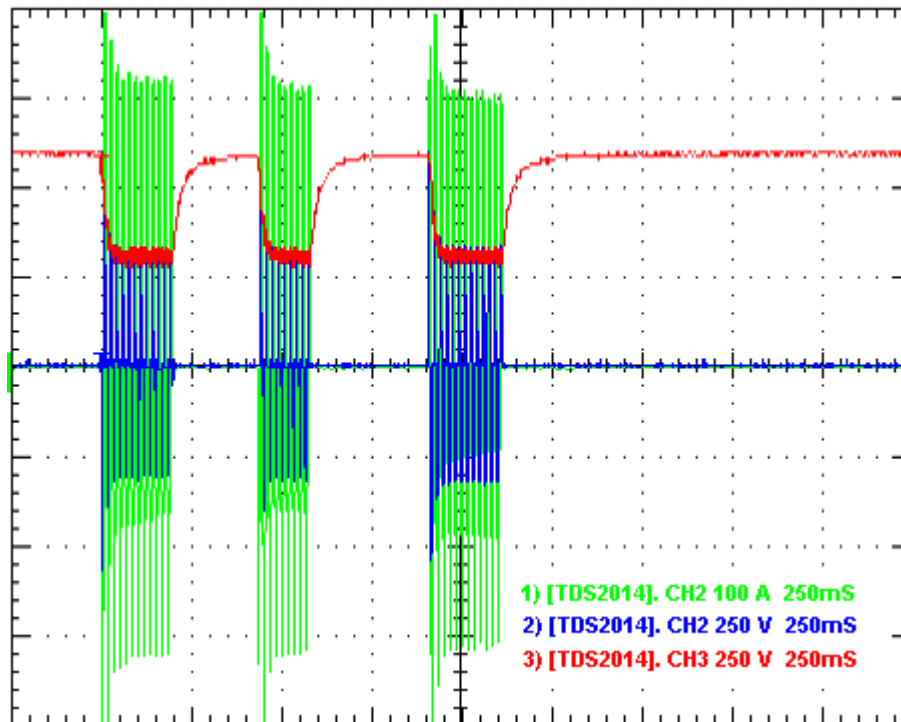


Figura 5.12: Resultado experimental - formas de onda da corrente e tensão na carga e tensão do barramento CC em simulação de afundamentos sucessivos.

Em uma segunda etapa, foi montado um protótipo completo, em escala real, do conversor CA-CC-CA, desde o transformador de entrada até os filtros de saída. Ensaios a plena carga validaram todo o projeto, do ponto de vista de comportamento elétrico. Até presente momento não foram realizados ensaios de durabilidade.

5.10 Conclusões

Para o projeto adequado dos módulos monofásicos de potência do D²iPS, é necessário o conhecimento da carga vista por estes no momento da ocorrência do afundamento de tensão, no pior cenário previsto para cada componente. Para determinar esta condição, um modelo equivalente por fase foi desenvolvido e pontos de operação potencialmente críticos foram apontados.

Devido ao grande número de parâmetros e à complexidade de representação das características e da operação do conversor, projetos baseados em modelos analíticos ou por

realizações experimentais se mostram inadequados. Um modelo computacional para a operação dos conversores CA-CC-CA é apresentado. Apesar da simplicidade de sua implementação, este possui um nível de detalhamento elevado e permite a caracterização de todos os parâmetros elétricos necessários para o projeto dos conversores.

A escolha da topologia adequada para o conversor CA-CC-CA do compensador série, bem como dos diversos parâmetros de seus componentes, não é trivial e depende dos níveis de tensão e de potência necessários, bem como do estado tecnológico e custos de todos os elementos. Um projeto otimizado é alcançado pelo uso de modelos computacionais como o apresentado, e por processo iterativo, onde soluções globais factíveis são encontradas e comparadas sob o ponto de vista econômico.

Com relação ao projeto dos elementos do compensador série para operações por curto período, verifica-se a possibilidade de redução significativa do custo e dimensões destes, em relação aos obtidos por projetos convencionais. Diversas técnicas foram criadas para se atingir tal objetivo. Um fato digno de nota é que nenhum dos componentes comerciais é projetado para operar de tal forma e nenhum fabricante apresenta explicitamente a capacidade destes, nestas condições. Apesar disso, toda a metodologia é baseada estritamente em dados de catálogos e simulações.

Por fim, é proposta uma metodologia para validação por ensaio de tais projetos, tanto do ponto de vista de comportamento elétrico quanto de durabilidade. A estimativa da vida útil do equipamento é facilitada pelo curto período de operação sob carga total previsto. Desta forma, é possível antecipar para algumas horas, em ambiente laboratorial, toda a operação estimada para anos. Ensaios parciais de durabilidade e de comportamento elétrico foram realizados com protótipos montados no LAI, validando as técnicas desenvolvidas e o projeto realizado para o equipamento D²iPS COELBA.

Capítulo 6

Avaliação dos Custos e Dimensões do D²iPS

Encontra-se na literatura uma grande variedade de propostas de topologias e filosofias de operação de compensadores série, e algumas propostas comerciais. Muitos fabricantes comerciais oferecem equipamentos que não só compensam afundamentos de tensão, como também mitigam uma série de outros problemas de qualidade, tais como subtensão de longa duração, sobretensões e presença de componentes harmônicas da tensão de carga. Tais benefícios, naturalmente, agregam valor ao equipamento, mas certamente trazem custo adicional. Análises realizadas em capítulos anteriores trouxeram fortes indícios de que estes custos não são desprezíveis. De modo a confirmar de forma quantitativa as diferenças de custos econômicos, e em termos de peso e volume, dois compensadores série, com a mesma topologia, foram projetados. Um deles com capacidade de compensar estritamente distúrbios de curta duração, enquanto o segundo agrega outras funcionalidades, incluindo regulação de tensão e bloqueio de harmônicas. Diferenças significativas nos custos são constatadas e aqui apresentadas.

6.1 Introdução

Um dos principais objetivos deste trabalho é a verificação da efetiva redução dos custos econômicos e dimensionais de compensadores série, quando projetados para compensar estritamente fenômenos de curta duração. Os capítulos anteriores trouxeram subsídios bastante relevantes para a motivação do estudo a ser realizado aqui e para a validade dos resultados. Muitos dos recursos necessários para a análise proposta foram descritos em capítulos anteriores:

- estudo das características do fenômeno afundamento de tensão;
- estudo dos prejuízos causados pelo fenômeno, juntamente com os causados por interrupções;

- verificação das soluções existentes, apontadas as principais vantagens e desvantagens;
- definição da topologia mais apropriada para o compensador série;
- técnicas de projeto dos elementos de potência do compensador série, especialmente as que viabilizam a redução das dimensões dos componentes em função do curto período de operação.

Atualmente, encontra-se em fase de comissionamento, o equipamento D²iPS COELBA, concebido, projetado e construído dentro da concepção de operação por curto período. Este equipamento possui elementos não contemplados neste trabalho, por desviar de seu escopo:

- hardwares de controle, medição, proteção, etc.;
- *gate drivers* dos IGBTs;
- chave estática CA;
- interface homem-máquina;
- gabinete onde é alocado o equipamento;
- outros.

Todos os componentes necessários para a construção do D²iPS COELBA foram projetados tendo em vista a diminuição dos custos econômicos, e exaustivas pesquisas de preço foram realizadas. Desde a escolha da topologia à determinação das características técnicas de cada elemento, o custo econômico teve peso decisivo. Também foram conhecidos os custos de mão de obra terceirizada de montagem do produto, junto a montadores de painéis, de modo que todos os custos de produção do equipamento são bem conhecidos.

Todo o conhecimento adquirido, e parcialmente apresentado, viabiliza a comparação de equipamentos e a comprovação da afirmação de que um equipamento concebido para operar por curtos intervalos de tempo é significativamente mais barato que aquele projetado para operar em regime contínuo. Para tanto, dois projetos são apresentados de forma sucinta, na seção subsequente, e seus custos econômicos e dimensões são comparados.

6.2 Análise dos Projetos

À luz dos argumentos apresentados na seção anterior, projetos de dois conversores foram realizados para uma mesma característica de carga. O primeiro destes (Projeto I), com capacidade de compensar afundamentos para 65% de curta duração (200 ms), foi dimensionado considerando os dados de afundamentos obtidos pela COELBA [29]. Conforme mencionado, este equipamento, denominado D²iPS COELBA, está em fase de

comissionamento nas dependências do Laboratório de Aplicações Industriais – LAI / UFMG. O segundo (Projeto II) é capaz de compensar afundamentos mais profundos (50% por 2 s), além de permitir regulação de tensão e bloqueio e harmônicos. Estas características foram escolhidas de modo a ilustrar o impacto do aumento da capacidade do compensador e da operação em regime contínuo no volume, peso e custo do compensador projetado. As especificações básicas dos compensadores encontram-se na tabela 6.1.

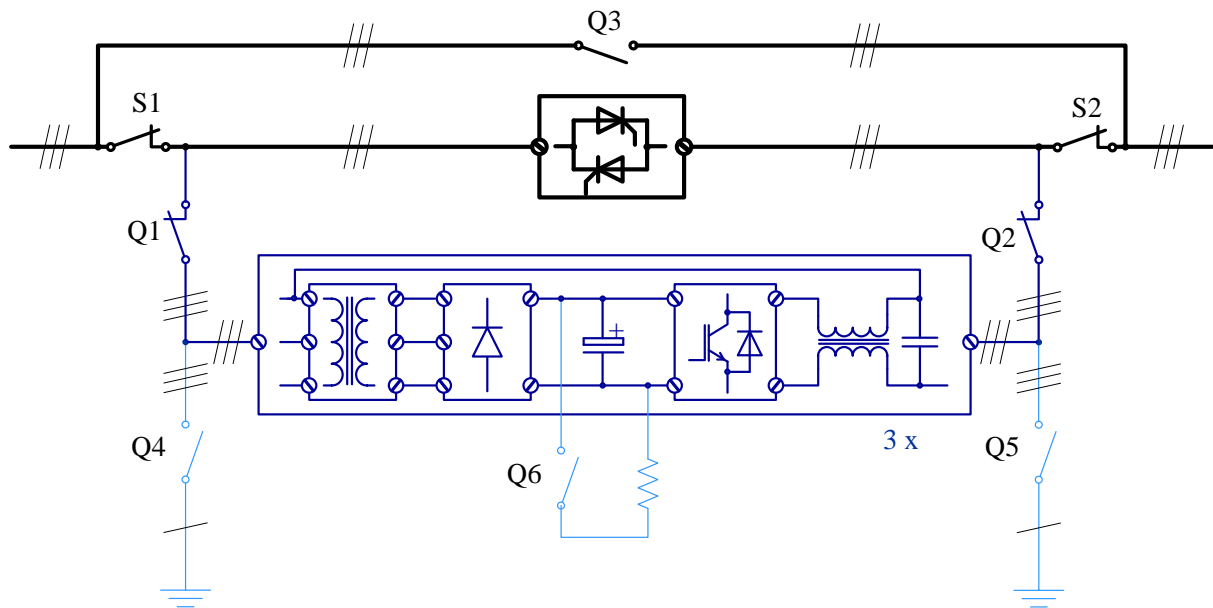
A fig. 6.1 reproduz, por finalidade de melhor entendimento, o diagrama simplificado do circuito de potência do D²iPS COELBA, já apresentada no capítulo 5. Cada conversor CA-CC-CA utiliza entrada trifásica e saída em ponte completa, tendo esta sido constatada a melhor solução econômica para os dois projetos.

Tabela 6.1: Especificações básicas dos compensadores projetados.

Parâmetro	Projeto I	Projeto II
Potência da carga	300 kVA	300 kVA
Tensão da carga	440 V	440 V
Fator de potência da carga	0.92 (ind.) - 1	0.92 (ind.) - 1
Profundidade do afundamento compensado*	65% (3 Φ)	50% (3 Φ)
Duração máxima do afundamento **	0.2 s	2 s
Salto de fase máximo	30°	30°
Faixa de regulação de tensão	-	85% - 115%
Frequência de chaveamento	5 kHz	5 kHz

* para compensação plena

** no pior cenário



- Projetados para suportar corrente nominal de carga em regime permanente
- Projeto depende do ciclo de operação e capacidade de compensação do equipamento
- Usados para descarga do barramento CC e aterramento; projetados para operação esporádica, com baixos níveis de corrente

Figura 6.1: Topologia proposta para compensadores série de 300 kVA / 440V.

A tabela 6.2 apresenta o projeto básico dos conversores dos compensadores, onde as diferenças entre os projetos ficam evidenciadas. É muito importante, neste momento, salientar algumas características e limitações do estudo que será apresentado:

- ambos os projetos foram realizados de modo a reduzir os custos dos equipamentos e, sempre que possível, utilizou-se os mesmos componentes comerciais;
- de modo a facilitar a comparação dos projetos e a generalização dos resultados, todos os valores de peso, volume e custo foram normalizados;
- por se encontrar em fase avançada de desenvolvimento nas dependências do LAI/UFMG, os valores apresentados para o Projeto I são bastante precisos. Alguns valores apresentados para o Projeto II, no entanto, são obtidos por algum tipo de extrapolação, que serão relatadas, sempre que utilizadas.

Tabela 6.2: Projeto básico dos conversores do compensador.

	Projeto I	Projeto II
Módulos IGBT (conforme cap. 4)	Dispositivos de 1200 V; utilização de 1 módulo de IGBT 1200 V / 300 A com 2 chaves por braço de inversor, totalizando 6 chaves.	Dispositivos de 1200 V; utilização de 3 módulos de IGBT 1200 V / 300 A em paralelo por braço, totalizando 18 chaves.
Retificador (conforme cap. 5, seção 5.7)	Dispositivos de 1200 V; um módulo em ponte trifásica 1200 V / 160 A por conversor, totalizando 3 módulos sem dissipador de calor.	Dispositivos de 1200 V; três módulos 1200 V / 260 A com dois diodos cada, por conversor, totalizando 9 módulos em um mesmo dissipador de calor.
Arranjo Dissipador (conforme cap. 4)	Não é necessário; construção em chapa metálica.	Um dissipador para cada braço de IGBT (3 módulos), com dimensões de 210 mm x 170 mm e um dissipador com as mesmas características para todos os módulos das pontes retificadoras, com um ventilador axial por dissipador.
Barramento CC (conforme cap. 5, seção 5.6)	Utilização de 50 unidades de capacitores de 400 V / 0,56 mF, por conversor em configuração série / paralelo 2 / 25, totalizando 150 unidades.	Utilização de 72 unidades de capacitores de 400 V / 0,56 mF, por conversor, em configuração série / paralelo 2 / 36, totalizando 216 unidades.
Transformadores (conforme cap. 5, seção 5.5)	Tensão nominal de 440 V / 440 V, configuração estrela-delta; transformador de 10 kVA com 2% de impedância; 1 transformador trifásico por conversor, totalizando 3 unidades.	Tensão nominal de 440 V / 440 V, configuração estrela-delta; transformador de 20 kVA com 2% de impedância; 1 transformador trifásico por conversor, totalizando 3 unidades.
Filtros (conforme cap. 5 e [29])	Único capacitor de filme metalizado de 400 V / 1.1 mF, e indutor de 0,015 mH 60 A eficaz e 860 A de pico.	Dois capacitores em série de filme metalizado de 400 V / 0.56 mF, e indutor de 0,015 mH - 460 A eficaz e 860 A de pico.

Pela tabela 6.2, verifica-se a não necessidade de arranjos dissipadores no Projeto I, enquanto que o Projeto II os prevê. No Projeto II, foi necessário o triplo de módulos de IGBT e de diodos retificadores, além da maior capacidade de corrente dos últimos. No projeto dos transformadores e capacitores do barramento CC, verificou-se uma elevação em cerca de 40% na capacitância total necessária. A capacidade de regulação de tensão, com injeção de potência ativa, levou ao aumento de 100% na potência nominal do transformador, enquanto que a capacidade de compensar afundamentos mais profundos forçou a redução da impedância à metade. As indutâncias e capacitâncias do filtro são as mesmas para ambos os projetos. No entanto, a operação em regime permanente traz aumento significativo no peso e no custo dos indutores.

Dentre outros itens do conversor não apresentados na tabela, que possuem diferenças de custo, peso e volume, podem ser citados os capacitores de desacoplamento dos IGBTs, cujo número necessário é três vezes maior para o Projeto II; a espessura das chapas de cobre e dimensões dos barramentos; e alguma miscelânea de montagem. Dentre elementos com mesma especificação encontram-se os *gate-drivers* e outros componentes. A fig. 6.2 apresenta os custos relativos dos componentes dos conversores, e a fig. 6.3 apresente as massas relativas de seus componentes. Ambos encontram-se normalizados em relação aos valores totais obtidos para o Projeto I. Verifica-se que o custo e o peso total dos conversores do Projeto II são cerca de duas vezes maior que aqueles do Projeto I.

Para se avaliar o custo total do equipamento, é necessário incluir os custos dos elementos de medição e controle, manobra e seccionamento, chaves CA, gabinete, elementos estruturais, cabos, alimentação de circuitos auxiliares, montagem, etc. Dentre estes elementos, possuem custo independente do projeto o aparato de medição e de controle e as chaves CA. Estes elementos juntos respondem por aproximadamente 13% do custo total do equipamento produzido conforme o Projeto I.

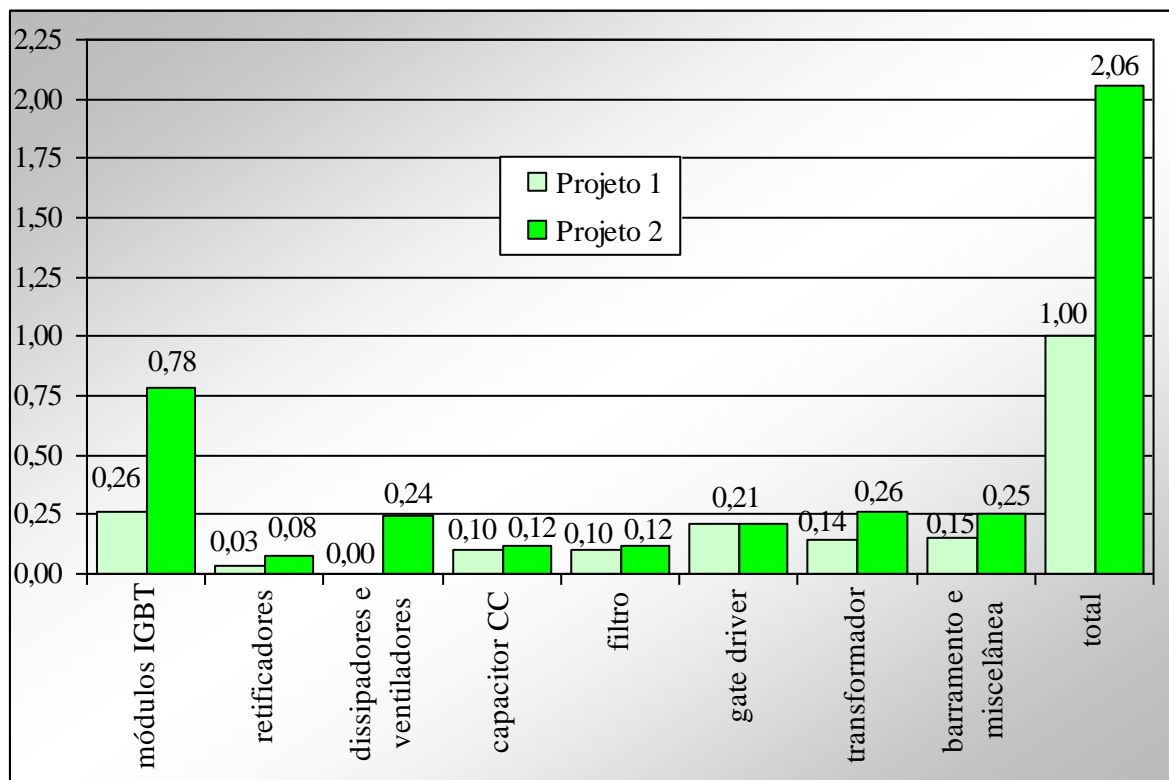


Figura 6.2: Custos dos componentes dos conversores, normalizados em relação aos valores totais obtidos para o Projeto I.

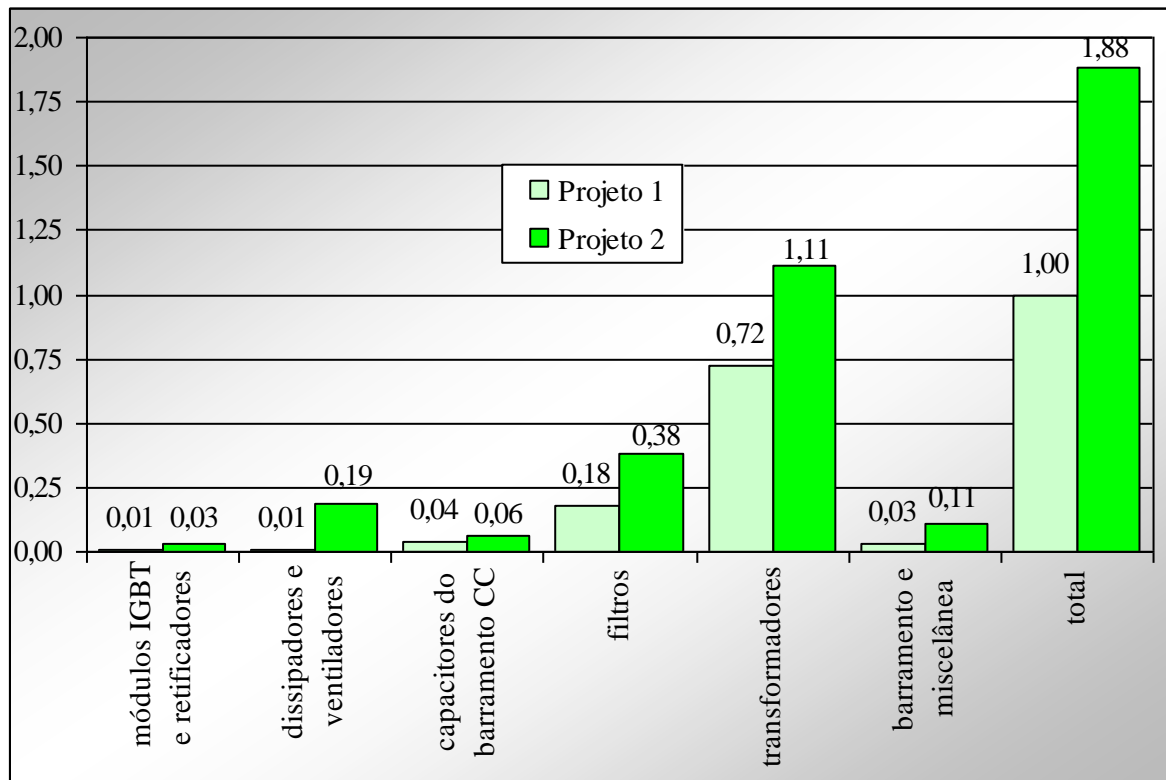


Figura 6.3: Pesos dos componentes dos conversores, normalizados em relação aos valores totais obtidos para o Projeto I.

Dentre os elementos de manobra e seccionamento (vide fig. 6.1), possuem as mesmas especificações em ambos os projetos o seccionador telecomandado Q3, as chaves seccionadoras manuais S1 e S2, e os contadores de aterramento e descarga dos barramentos CC Q4 - Q6. As especificações dos contadores Q1 e Q2, no entanto, apresentam diferenças significativas. No Projeto II são previstos níveis de corrente da ordem da corrente nominal da carga, fluindo continuamente por estes dispositivos. No Projeto I, por outro lado, a corrente flui por tais elementos por apenas 200 ms. Esta diferença faz com que o custo total dos elementos de manobra e seccionamento, previstos no Projeto II, seja quase duas vezes maior que aquele previsto para o Projeto I.

Os custos ainda não citados (montagem, gabinete, elementos estruturais, cabos, etc.) representam cerca de 40% dos custos totais do Projeto I. Estima-se que, devido às dimensões dos conversores projetados, o volume do gabinete necessário para o compensador previsto pelo Projeto II seja cerca de 50% maior do que aquele previsto considerando o Projeto I. Considerando que o custo dos elementos supracitados seja proporcional ao volume do compensador, o custo final considerando o Projeto II é aproximadamente 70% maior que o custo previsto para o Projeto I. Mesmo considerando que estes custos fossem iguais (o que

naturalmente não é verdade), o custo final considerando o Projeto II seria 50% maior. A fig. 6.4 apresenta os custos estimados em peças e montagem dos compensadores.

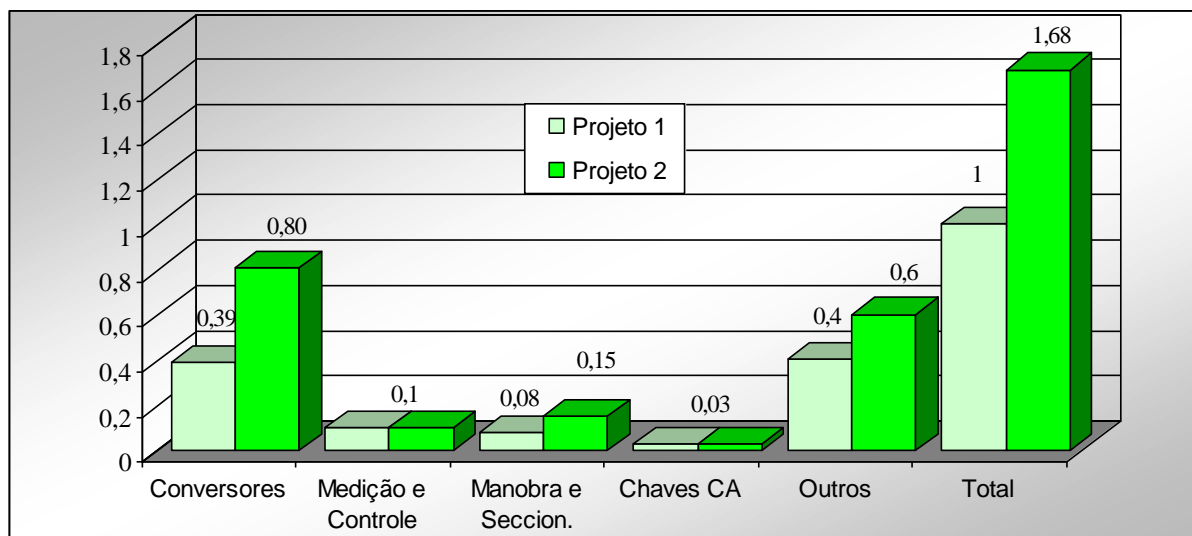


Figura 6.4: Custos dos componentes do compensador, normalizados em relação aos valores totais obtidos para o Projeto I.

A tabela 6.3 apresenta um pequeno resumo mostrando as funcionalidades dos equipamentos projetados, juntamente com peso, custo e volume estimados.

Tabela 6.3: Funcionalidades dos equipamentos projetados e estimativas de peso, volume e custos totais.

Parâmetro dos conversores	Projeto I	Projeto II
Profundidade do afundamento máximo (%)	65 (3Φ)	50 (3Φ)
Duração máxima do afundamento (s)	0,2	2
Faixa de regulação de tensão (%)	-	85 - 115
Valores estimados		
Peso total dos conversores (pu)	1,0	1,88
Volume total do compensador (pu)	1,0	1,5
Custo total dos conversores (pu)	1,0	2,06
Custo total do compensador (pu)	1,0	1,68

6.3 Conclusões

Neste capítulo, as técnicas de projeto desenvolvidas foram utilizadas no projeto básico dos conversores de dois equipamentos com capacidades de compensação distintas. Dentre estes, um prevê operação contínua dos conversores, de modo a permitir regulação de tensão e bloqueio de harmônicos, enquanto o outro opera apenas em fenômenos de curta duração. Verificou-se que a diferença entre os regimes de operação propostos traz grandes diferenças no custo, peso e volume dos equipamentos. Além do tempo de operação, o aumento da tensão máxima injetada mostrou trazer impactos significativos, especialmente nos custos e peso dos elementos passivos dos conversores.

A comparação entre os projetos indicou redução de cerca de 40% no custo total de construção e montagem do conversor projetado para operações por curta duração. Se tais custos trazem impacto direto sobre, digamos, 75% do preço final de venda do equipamento, este é reduzido em 30%. Naturalmente, equipamentos com maiores níveis de potência tendem a ter seus custos mais reduzidos, uma vez que aumenta a relação entre os gastos variáveis (elementos de potência, gabinete, etc.) e fixos (*hardware, software, etc.*). A comprovação da redução efetiva de cifras é difícil, uma vez que todos os custos conhecidos do projeto foram obtidos para compra em pequena quantidade para consumidor final. No entanto, são claras as evidências da competitividade de produtos criados dentro da concepção D²iPS. Tecnologia nacional foi desenvolvida, e existência de mercado potencial evidenciada...

Capítulo 7

Conclusões e Propostas de Continuidade

Este capítulo traz as principais conclusões alcançadas no trabalho. São delineadas as contribuições efetivas deste e suas limitações. Além disso, são propostos estudos futuros, advindos de questionamentos que surgiram oportunamente ao longo da tarefa e das próprias limitações reconhecidas.

7.1 Conclusões

Os resultados apresentados neste trabalho são, em sua maioria, frutos do desenvolvimento de um protótipo em escala real de um compensador série para baixa tensão. Aqui foram apresentadas, deste complexo equipamento, as principais questões concernentes ao projeto de seus elementos de potência. Para o sucesso de tal empreendimento, existe uma série de outras questões a serem resolvidas. Podem ser citados, sem esgotar o assunto, os projetos de sistemas de controle, medição, comunicação, interface com usuário, proteção do equipamento e humana... As estratégias de controle do equipamento, bem como a implementação destas via *software* são assuntos a parte, de elevada complexidade. Os efeitos da interação do equipamento com a rede devem ser investigados. Projetos mecânicos e elétricos precisam ser elaborados. A equipe envolvida no trabalho cuidou de todas estas questões, de modo que o protótipo desenvolvido é completamente funcional e poucos detalhes o diferenciam de um produto comercial. No presente momento (maio de 2006), o compensador série projetado encontra-se em fase de comissionamento.

Devido ao custo envolvido na aquisição dos elementos de potência, em relação ao custo total de produção do equipamento, o projeto adequado destes é decisivo na competitividade do produto final. Neste trabalho, foram realizadas investigações sobre as topologias mais apropriadas, bem como criadas técnicas de projeto que permitem a redução significativa das dimensões e do custo do equipamento. Outra contribuição relevante foi a indicação que a escolha adequada do tipo de compensador a ser empregado, bem como de sua capacidade, deve atender a um compromisso entre os custos deste equipamento e os prejuízos evitados. Certamente, existe nicho para o compensador série para baixa tensão de capacidade reduzida.

É preciso investigar melhor seu mercado consumidor. Não obstante, as técnicas desenvolvidas permitem ainda o projeto dos elementos de potência para compensadores com qualquer nível de capacidade e tempo de operação, bem como são úteis para o projeto de qualquer equipamento que faça uso de conversores CA-CC-CA.

7.2 Principais Contribuições e Limitações do Trabalho

7.2.1 Definição e caracterização do fenômeno “afundamentos de tensão”

Neste trabalho foram apresentados os conceitos de afundamentos de tensão aceitos internacionalmente: o segundo a norma IEC 61000-4-30 e o segundo a IEEE 1159-1995. Alertou-se para o fato que tais definições carecem de maior clareza de modo a se distinguir de forma adequada o fenômeno em questão de interrupções momentâneas.

Diversos índices para a caracterização do fenômeno foram apresentados. Neste trabalho, foram verificadas certas limitações destes índices, especialmente quando tais são utilizados como ferramenta para avaliação de frequência de parada de cargas sensíveis e prejuízos associados. Além disso, os índices utilizados para a caracterização do fenômeno precisam ser mais bem elaborados e padronizados.

Um objeto de melhoria é tabela de afundamento de tensão, onde se propôs a alteração de seus limites de modo a compatibilizá-la com curvas de sensibilidade padronizadas. Também foram propostas alternativas de adaptações nos índices SEI e ASEI, de modo a segmentá-los em intervalos de tempo e reduzir a perda de informação inerente aos índices vigentes. Embora tenham sido apontados problemas e alternativas, a análise realizada foi superficial e o tema carece de maiores estudos.

7.2.2 Revisão bibliográfica sobre afundamentos de tensão

Coloca-se como mérito do trabalho a compilação, com amostra significativa, de diversos tópicos concernentes ao assunto “afundamento de tensão”, dos quais se destacam:

- prejuízos econômicos: estimativas globais de prejuízos apontam que os afundamentos de tensão são os fenômenos de qualidade da energia mais lesivos, sob o aspecto econômico. Relatos obtidos junto a diversos artigos indicam cifras enormes em todo o mundo, inclusive no Brasil;
- soluções: foi apresentada uma grande variedade de soluções passíveis de serem utilizadas no intuito de se eliminar ou reduzir as paradas de processos devidas a distúrbios momentâneos de tensão. Embora tenham sido apresentadas vantagens e

desvantagens de cada uma, o intuito foi de traçar um panorama geral, de modo que a abordagem foi superficial. Exceção aos compensadores série, principal objeto de estudo do trabalho;

- dados reais de monitoramentos: características comuns e discrepâncias entre distúrbios monitorados em todo mundo foram apontadas. Constatou-se a diversidade dos fenômenos em termos de profundidade, duração e frequência de ocorrência, o que sugere a necessidade de caracterização individual das localidades e soluções dedicadas.

7.2.3 Compensadores série

Dentre os principais objetivos do trabalho apresentado encontra-se a concepção de uma topologia e modo de operação de um compensador série para baixa tensão a custos reduzidos. Tal objetivo foi alcançado pelo a combinação de idéias extraídas de diversas propostas e de equipamentos comerciais. Esta combinação torna a concepção apresentada (Di²PS) ímpar na solução do problema de afundamentos de tensão através de compensador série. Vale salientar que não foi proposta uma topologia fechada, mas um conjunto de opções de blocos funcionais cuja escolha é sempre pautada na redução dos custos econômicos do equipamento.

7.2.4 Projeto de inversores

O projeto de um inversor demanda conhecimentos detalhados sobre as características de perdas e comportamento térmico dos dispositivos. Existe um número relativamente grande de artigos que apresentam metodologias para a caracterização destes elementos. No entanto, nenhuma referência apresenta de forma completa uma metodologia passo a passo para o projeto de um inversor de frequência. Além disso, não foram encontradas referências que indiquem, de forma direta, como dimensionar os elementos do inversor quando este opera estritamente por curtos períodos de tempo.

Foram encontrados diversos estudos em que as características de perdas dos dispositivos são obtidas por medição e equacionadas por extrapolação. Tal enfoque é ruim do ponto de vista de projeto, pois implica na realização de ensaios. Aqui, todas as características de perdas necessárias são obtidas por catálogos de fabricantes e inseridas em tabelas de consulta.

Dentre catálogos de fabricantes de semicondutores e artigos, são encontrados equações para cálculos simplificados, onde o valor médio da corrente do dispositivo é utilizado. Neste trabalho, mesmo em metodologia simplificada, onde a operação do inversor não é simulada, utiliza-se o valor instantâneo da componente de fundamental da corrente, o que aumenta a

precisão dos resultados. A principal limitação da abordagem simplificada apresentada é esta só pode ser utilizada para técnicas de PWM contínuo.

Não foram encontradas referências que abordem de forma global todos os principais fatores que influenciam as perdas instantâneas, tal como corrente, temperatura, tensão de bloqueio, largura de pulso, impedâncias parasitas, etc. Neste trabalho, tais fatores foram avaliados tanto individualmente, como globalmente, o que possibilitou a criação das metodologias de cálculo de perdas globais, bem como a estimação de erros sistemáticos advindos destes.

Modelos térmicos de todos os elementos do inversor de frequência, incluindo arranjos dissipadores de calor, foram apresentados. Estes são baseados em modelos de sistemas elétricos de parâmetros concentrados, que corresponde às características térmicas dos componentes do inversor. Tais modelos são consagrados entre fabricantes de semicondutores e possuem a vantagem da fácil obtenção da maioria de seus parâmetros junto aos folhetos técnicos providos pelos mesmos. Uma contribuição dada aqui foi a orientação para a obtenção de todos os parâmetros térmicos junto a catálogos de fabricantes. Outra contribuição foi mostrar formas adequadas de representação das perdas nos modelos térmicos, inclusive através de metodologias bastante simplificadas.

Representa limitação do trabalho a abordagem adotada para estimação das capacitâncias térmicas das bases dos módulos e dissipadores de calor. Tais dados não são fornecidos pelos fabricantes e, embora a abordagem adotada tenha sido satisfatória nos contextos analisados, o assunto demanda maiores estudos.

Ainda se coloca como limitação do trabalho a falta apresentação de resultados experimentais que comprovem as técnicas propostas. Na verdade, realizações experimentais neste sentido foram parcialmente realizadas. A resistência e capacitância térmica de um dissipador de calor de um conversor comercial foram estimadas e depois medidas em laboratório (conforme capítulo 4). As características dos elementos semicondutores de potência foram investigadas. De posse do modelo térmico completo e das características de perdas dos dispositivos, calculou-se a máxima corrente operacional permitida para conversor. Foram considerados tensão de barramento, frequência de operação, fator de potência, índice de modulação, temperatura ambiente, máxima temperatura da junção, sobrecarga, ou seja, todos os fatores que determinam o dimensionamento do conversor. O valor de corrente máxima calculado foi igual ao valor nominal do equipamento, o que validou a metodologia.

7.2.5 Projeto dos elementos de potência do compensador série

O principal mérito do trabalho apresentado, no que tange a projetos de conversores CA-CC-CA, encontra-se no enfoque dado às situações de operação por curtos períodos. Foram apresentadas estratégias para a redução de dimensões e custos de todos os elementos do conversor. Deve-se salientar que, embora a grande maioria destes seja concebida para operação contínua, as informações necessárias para as reduções dimensionais foram extraídas quase exclusivamente de dados de fabricantes, o que dispensa a necessidade de ensaios. Como limitação da abordagem utilizada, encontra-se o fato que certos elementos talvez possam ter suas dimensões ainda mais reduzidas, se efetuado estudo mais profundo e ensaios experimentais.

Outro ponto digno de nota é a escassez de estudos acadêmicos focados em projeto. De fato, de todas as referências utilizadas no capítulo 5 (que aborda o assunto em questão), apenas uma é um artigo científico, sendo que este foi produzido por membros da equipe envolvida no projeto do compensador série construído. Todos os demais são dados de fabricantes.

7.2.6 Redução das dimensões e custo financeiro do compensador série

Todas as ferramentas desenvolvidas ao longo do trabalho permitem projetos diversos de compensadores série e a comparação entre estes. Ficou provado que, para compensadores de baixa tensão da ordem de 300 kVA, a redução de custos de construção e montagem do conversor projetado para operações apenas por curta duração chega a 40%. O peso dos conversores CC-CA-CC pode reduzir 50% e o volume total do compensador mais de 30%. São claras as evidências da competitividade de produtos criados dentro da concepção propostas. No entanto, não foi possível concluir quanto se consegue reduzir o preço final de venda do produto, uma vez que todo o conversor foi concebido e projetado em ambiente acadêmico, bem como suas peças compradas em pequenas quantidades e a montagem terceirizada. Estas condições são bastante distintas daquelas de um eventual fabricante. Outra limitação foi a comparação de apenas dois produtos, com características de carga similares, mas condições de operação distintas. Resultados para outros níveis de tensão e de potência podem ser obtidos, bem como comparações com projetos de topologias distintas daquelas da concepção D²iPS.

7.3 Propostas de continuidade

Tendo em vista as questões levantadas no trabalho e as limitações apontadas, são pertinentes as seguintes propostas de continuidade:

- estudo aprofundado da caracterização de afundamentos de tensão e propostas de definição e índices mais apropriados; avaliação dos índices propostos neste trabalho;
- desenvolvimento de estratégias para mapeamento detalhado das características de afundamento de tensão em consumidores de concessionárias de energia;
- estudo de custos e viabilidade econômica de soluções passíveis de serem adotadas por concessionárias, de modo a elevar seus índices de desempenho; dentre estas, destaque especial para a viabilidade do uso de transformadores reguladores com comutação rápida;
- comparação aprofundada dos diversos condicionadores de energia existentes, de modo a compará-los de forma não só qualitativa, mas quantitativa em termos de custo de aquisição e manutenção, peso, volume, disponibilidade, eficiência e outros fatores;
- mapeamento dos prejuízos econômicos das indústrias nacionais e busca de solução mais adequada; análise mercadológica para condicionadores de energia;
- desenvolvimento de compensadores série em média tensão de custo reduzido – levantamento de topologias, modo de operação e técnicas de projeto;
- mitigação das incertezas apresentadas nas técnicas de projeto de inversores de frequência, especialmente no que tange à determinação das características térmicas de módulos e dissipadores de calor, além de obtenção de resultados experimentais mais detalhados;
- detalhamento do comportamento térmico e elétrico de componentes passivos quando sujeitos a sobrecargas severas por curta duração, incluindo modelos e resultados experimentais;
- levantamento dos custos reais de produção de compensadores série projetados segundo a concepção D²iPS, para fabricantes e consumidor final.

Bibliografia

- [1] H. J. Math, D. Bollen, D. Sabin and R. S. Thallam, “Voltage-sag indices – recent developments in IEEE P1564 – Task Force” in *symposium CIGRE/IEEE-PES on Quality and Security of Electric Power Delivery Systems*, Montreal, 7-10 October 2003.
- [2] S. M. Silva, “Estudo e projeto de um restaurador dinâmico de tensão”, Dissertação de Mestrado, PPGEE/EEUFMG, Belo Horizonte - MG, Agosto 1999.
- [3] II Y. Chung, S. Y. Park, S. II Moon, S. II Hur, “The control and analysis of zero sequence components in DVR system”, in *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, vol. 3, pp.1021, 026, 28 Jan.-1 February 2001.
- [4] D. Divan, “Utility reliability metrics for new E-conomy processes”, <http://www.softswitching.com>, 2005. Internet site.
- [5] D. O. Koval and M. B. Hughes, “Canadian national power quality survey: frequency of industrial and commercial voltage sags”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, pp. 622-627, May/June 1997.
- [6] P. K. Lim, D. S. Dorr, “ Understanding and resolving voltage sag related problems for sensitive industrial customers”, in *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, vol. 4, pp 2886-2890, 23-27 January 2000.
- [7] J. Lamoree, D. Mueller, P. Vinett, et al., “Voltage sag analysis case studies”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, pp. 1083-1089, July/August 1994.
- [8] S. M. Silva, “Análise e implementação de um restaurador dinâmico de tensão”, Tese de Doutorado, PPGEE/EEUFMG, Belo Horizonte - MG, Dezembro 2003.
- [9] N. H. Woodley, L. Morgan and A. Sundaram, “Experience with an inverter-based dynamic voltage restorer”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, pp. 1181-1185, July 1999.
- [10] C. Becker, W. Braun Jr., K. Carrick, et al., “Proposed chapter 9 for predicting voltage sags (dips) in revision to IEEE Std 493, the Gold Book”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, pp. 805-821, May/ June 1994.
- [11] C. J. Melhorn, T. D. Davis and G. E. Beam, “Voltage sags: their impact on the utility and industrial customers”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, pp. 549-558, May/June 1998.
- [12] W. E. Brumsickle, R. S. Schneider, G. A. Luckjiff, et al., “Dynamic sag correctors: cost-effective industrial power line conditioning”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, pp. 212-217, January/February 2001.
- [13] M. H. J. Bollen, “Voltage sags: effects, mitigation and prediction”, *Power Engineering Journal*, pp. 129-135, June 1996.

- [14] P. T. Cheng, C. C. Huang, C. C. Pan, et al., “Design and implementation of a series voltage sag compensator under practical utility conditions”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, pp. 844-853, May/June 2003.
- [15] PDI Switcher Solutions, “CBEMA curve reissued”, <http://www.pdicorp.com>, 1998. Internet Site.
- [16] ITI - Information Technology Industry Council, “ITI (CBEMA) curve application note”, <http://www.itic.org>, 2005. Internet Site.
- [17] EPRI PEAC Corporation, “Regarding results of tests performed on Schneider electric contactors and relays per SEMI F47 standard”, <http://www.squared.com>, 1999.
- [18] F. Kinces, “Voltage sag indices and statistics”, *Master’s thesis*, Department of electric power engineering - Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden, December 2004.
- [19] C. J. Melhorn, A. Braz, P. Hofmann, et al., “An evaluation of energy storage techniques for improving ride-through capability for sensitive customers on underground networks”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, pp. 1083-1095, July/August 1997.
- [20] A. Sannino, M. G. Miller and M. H. J. Bollen, “Overview of voltage sag mitigation”, in *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, vol. 4, pp. 2872-2878, 23-27 January 2000.
- [21] ABB, “Contactors motor protection accessories - main catalogue”, Publication: 1SBC100122C0202, December 2004.
- [22] M. Mc Granaghan, M. Stephens and B. Roettger, “The economics of voltage sag ride-through capabilities”, <http://www.ecmweb.com>, 2006. Internet Site.
- [23] A. Boscolo, S. Quaia and F. Tosato, “No energy stored power conditioners for voltage sag compensation”, in *Electrotechnical Conference MELECON 98., 9th Mediterranean*, vol 2, pp:1194-1198, 18-20 May 1998.
- [24] O. Viktorin, J. Ghijselen, J. Driesen, et al., “Design of shunt-connected dynamic voltage restorers”, in *International Conference on Harmonics and Quality of Power*, pp. 343-347, *IEEE*, 2004.
- [25] X. Jiang, X. Zhu, Z. Cheng, et al., “A 150 kVA/0.3 MJ SMES voltage sag compensation system”, *IEEE Transaction on Applied Superconductivity*, vol. 15, pp. 1903-1906, June 2005.
- [26] B. D. Bonatto, E. A. Mertens Jr., L. F. S. Dias, et al., “Aplicação tecnológica de equipamento de condicionamento de energia elétrica”, in *V Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica*, Aracaju – SE, Agosto 2003.
- [27] X. Lei, D. Retzmann and M. Weinhold, “Improvement of power quality with advanced power electronic equipment”, in *Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, 2000*. Proceedings DRPT 2000, pp 4-7 437–442, April 2000.

- [28] J. Wang, S. Chen and T. T. Lie, “Estimating economic impact of voltage sags”, *International Conference on power System Technology – POWERCON*, pp. 21-24 November 2004.
- [29] S. M. Silva, A. S. Reis, B. J. C. Filho, et al., “Design and development of a 440V/300kVA voltage sag compensator with absence of series transformers”, in *IV Induscon*, Joinville, 2004.
- [30] P. K. Steimer, “Power electronics building blocks – a platform-based approach to power electronics”, in *Power Engineering Society General Meeting*, vol 3, pp.1360-1365, 13-17 July 2003
- [31] Soft Switching, “Dysc – Power Quality Protection”, 2005, <http://www.softswitch.com>. Internet Site.
- [32] A. Bhadkamkar, A. Bendre, R. Schneider, et al., “Application of zig-zag transformers in a three-wire three-phase dynamic sag corrector system”, in *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, vol. 3, pp. 1260 – 1265, 15-19 June 2003.
- [33] A. Kara, P. Dähler, D. Amhof, and H. Grüning, “Power supply quality improvement with a dynamic voltage restorer (DVR)”. In: *XIII Applied power electronics conference and exposition*, (Aneheim, California), pp. 986-993, Industry Application Society, Feb 1998.
- [34] P. Daehler and R. Affolter, “Requirements and solutions for dynamic voltage restorer, a case study”, in *Power Engineering Society Winter Meeting*, vol. 4, pp 2881 – 2885, 23-27 January 2000.
- [35] EATON – Cutler-Hammer, “Sag ride through (SRT) power conditioner – Presentation, 2003. <http://www.eatonelectrical.com>. Internet Site.
- [36] S. M. Hietpas and M. Naden, “Automatic voltage regulator using an AC voltage – Voltage Converter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, pp. 33-38, January/February 2000.
- [37] O. C. Montero-Hernández and P. N. Enjeti, “Application of a boost AC-AC converter to compensate for voltage sags in electric power distribution systems”, in *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual*, vol. 1, pp. 470-475, 18-23 June 2000.
- [38] P. C. Loh, D. M. Vilathgamuwa, S. K. Tang, et al., “Multilevel dynamic voltage restorer”, in *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 2, pp. 125-130, December 2004.
- [39] N. Mohan, T. M. Underland and W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications and design*, 2nd ed., John Wiley & Sons, Inc., USA 1995.
- [40] S. Kaitwanidvitai, W. Khan-Ngerm and M. Panarut, “The impact of dead time effect on unwanted harmonics conducted emission of PWM inverters”, *Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics, 2000. CEEM 2000*, pp. 232-237, 3-7 May 2000.

- [41] Analog Devices, “Implementing space vector modulation with the ADMC300 - AN300-17”, ”, <http://www.analog.com/>, January 2000. Internet Site.
- [42] A. M. Hava, R. J. Kerkman and T. A. Lipo, “Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, pp. 49-60, January 1999.
- [43] A. M. Hava, R. J. Kerkman and T. A. Lipo, “Carrier-based PWM-VSI overmodulation strategies: analysis, comparison and design”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, pp. 674-689, July 1998.
- [44] M. A. Boost and P. D. Ziogas, “State-of-the-art carrier PWM techniques: a critical evaluation”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 24, pp. 271-280, March/April 1988.
- [45] M. H. Bierhoff and F. W. Fuchs, “Semiconductor losses in voltage source and current source IGBT converters based on analytical derivation”, in *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2836-2842, Aachen, Germany, 2004.
- [46] J. W. Kolar and F. C. Zach, “Influence of modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, pp. 1063-1075, November/December 1991.
- [47] T. A. Lipo, and G. Holmes, *Pulse width modulation for power converters – principles and practice*, Ed. John Wiley & Sons Inc., 2003.
- [48] Analog Devices, “ADSP-21990: Reference Frame”, <http://www.analog.com>, January 2002. Internet Site.
- [49] Dynex Semiconductor, “AN4503-4.1 - An introduction to IGBT operation”, <http://www.dynexsemi.com>, July 2002. Internet Site.
- [50] Semikron International, *Application Manual*, 2004, <http://www.semikron.com>. Internet Site.
- [51] C. S. Yun, “Static and dynamic thermal behavior of IGBT power modules”, *Thesis*, University of Leeds, United Kingdom, 2000.
- [52] B. J. Baliga, *Power semiconductor devices*, North Carolina State University, PWS Publishing Company, USA 1995.
- [53] International Rectifier, “Insulated gate bipolar transistor with ultrafast soft recovery diode - IRGB15B60KD, IRGS15B60KD, IRGSL15B60KD”, 2002, <http://www.irf.com>. Internet Site.
- [54] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, S. Sigurjónsson, et al., “An extended model of power losses in hard-switched IGBT-inverters”, in *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE*, vol. 3, pp. 1454-1463, 6-10 October 1996.

- [55] Z. Pan, X. Jiang, H. Lu, et al., "Junction temperature analysis of IGBT devices", in *The Third International Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. PIEMC 2000*, vol. 3, pp. 1068-1073, 15-18 August 2000.
- [56] D. Xu, H. Lu, L. Huang, et al., "Power loss and junction temperature analysis of power semiconductor devices", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, pp. 1426-1431, September/October 2002.
- [57] Semikron International, "Semitrans M IGBT modules - SKM300GB123D, SKM300GAL123D, SKM300GAR123D" 2004, <http://www.semikron.com>. Internet Site.
- [57] Semikron International, "Semitrans M IGBT modules - SKM200GB124 D" 2004, <http://www.semikron.com>. Internet Site.
- [59] A. Bhalla, J. Gladish and G. Dolny, "Effect of IGBT switching dynamics on loss calculations in high speed applications", *IEEE Electron Device Letters*, vol. 20, pp. 51-53, January 1999.
- [60] C. Winterhalter, R. Kerkman, D. Schlegel, et al., "The effect of circuit parasitic impedance on the performance of IGBTs in voltage source inverters", in *Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001*, vol. 2, pp. 995-1001, 4-8 March 2001.
- [62] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen and U. Jaeger, "Evaluation of modern IGBT-modules for hard-switched AC/DC/AC converters", in *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95*, Conference Record of the 1995 IEEE, vol. 2, pp. 997-1005, 8-12 October 1995.
- [63] H. J. Beukes, J. H. R. Enslin and R. Spée, "Busbar design considerations for high power IGBT converters", in *28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record*, vol. 2, pp. 847 – 853, 22-27 June 1997.
- [64] K. P. Thomas and P. W. Webb, "Transient thermal impedance measurement in power semiconductor devices". In *IEE Colloquium on New Developments in Power Semiconductor Devices*, Digest No: 1996/046, pp 3/1 – 3/6, 21 June 1996.
- [65] C. S. Yun, P. Regli, J. Waldmeyer, et al., "Static and dynamic thermal characteristics of IGBT power modules", in *The 11th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, 1999. ISPSD '99*, pp 37-40, 26-28 May 1999.
- [66] M. März and P. Nance, "Thermal modeling of power-electronic systems", <http://www.eupec.com>, 2005. Internet Site.
- [67] Eupec, "Thermal impedance models", <http://www.eupec.com>, 2005. Internet Site.
- [68] Semikron, "Calculation of the maximum virtual junction temperature reached under short-time or intermittent duty", ", <http://www.semikron.com>, 2005. Internet Site.
- [69] Semikron, "Heatsink P16", <http://www.semikron.com>, 2005. Internet Site.

- [70] Eupec, “Technical information - IGBT module *BSM300GB120DLC*”, <http://www.eupec.com>, 2003. Internet Site.
- [71] Siemens Matsushita Components, “Thermal design of capacitors for power electronics”, <http://www.epcos.com>, 2006.
- [72] Epcos, “Capacitors with screw terminals - B43750, B43770”, <http://www.cms-epcos.com>, 2005.
- [73] ABB Sace, *Electrical installation handbook - Protection and control devices*, 2nd ed., publication 1SDC008001D0202, February 2004.
- [74] E. Herr and S. Dewar, “Reliability of LoPak with SPT”, PCIM Europe Magazine, June 2001.
- [75] A. Morozumi, K. Yamada and T. Miyasaka, “Reliability design technology for power semiconductor modules”, <http://www.fujisemiconductor.com>, 2006. Internet Site.
- [76] Math H. J. Bollen, *Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions*, Wiley-IEEE Press, USA 1999.
- [77] R. P. A. Moreira, “Abordagem de custos relativos aos efeitos de afundamentos momentâneos de tensão”, monografia de final de curso, PPGEE/EEUFMG, Belo Horizonte - MG, Agosto de 2004.