

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENG. ELÉTRICA**



Nelber Ximenes Melo

**CONVERSOR *BOOST* PARA MITIGAÇÃO DE
AFUNDAMENTOS DE TENSÃO EM ACIONAMENTOS DE
VELOCIDADE VARIÁVEL**

Fortaleza, maio de 2007.

NELBER XIMENES MELO

**CONVERSOR *BOOST* PARA MITIGAÇÃO DE
AFUNDAMENTOS DE TENSÃO EM ACIONAMENTOS DE
VELOCIDADE VARIÁVEL**

Dissertação submetida à Universidade Federal do Ceará
como parte dos requisitos para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadora:

Prof^a Ph.D. Ruth Pastôra Saraiva Leão

Co-Orientador:

Prof Dr. René Pastor Torrico Bascopé

Fortaleza, maio de 2007.

“Confia no Senhor de todo o teu coração e não te estribes no teu próprio entendimento. Reconhece-o em todos os teus caminhos, e ele endireitará as tuas veredas. Não sejas sábio a teus próprios olhos: teme ao Senhor e aparta-te do mal; será isto saúde para o teu corpo, e refrigério para os teus ossos.”

(Salomão. Pv. 03. 05-08)

*A Jesus Cristo,
Meu provedor, meu amigo, meu amparo,
minha herança, meu destino. Único prazer real
que encontrei em minha vida. Por Ele e para
Ele são todas as minhas vitórias.*

*Aos meus pais,
que paciente e compreensivamente me
encorajaram em todas as decisões de minha
vida.*

AGRADECIMENTOS

A Deus, em quem encontrei motivação e consolo nos momentos de ansiedade.

Aos meus pais, Gregório Melo e Maria Ximenes Melo, que em nenhum momento me cobraram aquilo que lhes seria por direito, antes sacrificaram muito em meu favor.

A meus irmãos e toda a família que acreditou e orou por mim. Sem vocês tudo teria sido muito mais difícil, acreditem.

À professora Ruth Leão. Mais que orientadora, um grande exemplo de dedicação, competência e ética. Obrigado por ter se tornado também uma amiga, conselheira e, tenho certeza, intercessora.

Ao professor René Bascopé. Não tive um co-orientador, tive dois orientadores. Sem sua competência e dedicação, penso que não teria passado da planilha de cálculos.

Ao professor Fernando Antunes, por sua boa vontade, assessoria e discussões que ajudaram na solução de problemas.

Ao professor Demercil de Souza, pela contribuição, observações e correções que enriqueceram muito este trabalho.

À professora Maria Emília pela presteza e alegria com que atendeu ao convite de avaliar o trabalho e por sua grande contribuição.

Ao professor Cícero Cruz pelas importantes sugestões durante a implementação do protótipo.

Ao professor Ricardo Thé, pelo incentivo, amizade e apoio desde minha graduação.

À professora Laurinda por toda a torcida que sempre fez questão de apresentar.

A todos os demais professores e funcionários do DEE da UFC.

Ao meu amigo Cláudio Marzo, pelo apoio, conselhos e sugestões ao projeto.

Aos meus caros colegas e amigos do GPEC, Paulo, Lucas, Carlos Elmano, Rômulo, Hallison, Tobias, Edílson e George Harrison, obrigado pelo incentivo, pela assessoria e esclarecimentos prestados no laboratório durante a fase de elaboração e implementação do protótipo. A estes e a todos os demais colegas do GPEC, obrigado pelos bons momentos de descontração.

Aos meus amigos e colegas Hamurábi, Francismary, Lucélia, Fábio, Vitor, Adson e a todos aqueles com quem compartilhei todas as dificuldades e que me incentivaram e prestaram grande serviço com sua amizade bom humor.

Aos muitos amigos que sentiram minha ausência, mas que podem estar certos, nunca foram esquecidos. Amo a todos vocês de coração!

Aos meus amigos e irmãos de fé que me incentivaram e compreenderam a minha ausência, apresentando as minhas necessidades a Deus. Vocês são jóias preciosas, presentes de Deus que espero levar para a eternidade.

Ao CNPQ – Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, pelo apoio financeiro.

Melo, N. X. “Conversor *Boost* para Mitigação de Afundamentos de Tensão em Acionamentos de Velocidade Variável”, Universidade Federal do Ceará – UFC, 2007. 146p.

Este trabalho aborda os efeitos de afundamentos de tensão em Acionamentos de Velocidade Variável – AVVs para máquinas de corrente alternada, conversores estáticos de dois estágios (retificador-inversor) amplamente utilizados no controle de velocidade e tração. O estudo tem como objetivo analisar o comportamento dos AVVs diante de afundamentos de tensão simétricos e assimétricos e técnicas de aumento de suportabilidade para estes equipamentos, destacando-se o uso de conversores *boost*. São apresentados resultados de simulações computacionais e de ensaios laboratoriais de um conversor *boost* desenvolvido para aumentar a tolerância de AVV a afundamentos de tensão. Nos ensaios de laboratório foram levantadas as curvas de tolerância do AVV para afundamentos de tensão dos tipos A, B e E e comparadas aos limites estabelecidos pela curva SEMI F47 0706 do instituto EPRI. O AVV mostrou-se sensível aos afundamentos tipo A e E com imunidade de tensão remanescente de até 0,7pu na barra CC do AVV. Foram ainda feitos ensaios experimentais com o conversor *boost* conectado ao AVV sob condições de afundamentos de tensão severos dos tipos A e E. A análise do conjunto AVV-MIT sob os demais tipos de afundamentos de tensão (B, C, D, F e G) foi feita por simulação computacional usando um modelo previamente validado pela comparação com os resultados experimentais. Os afundamentos dos tipos A, E, F e G, que podem provocar o desligamento do AVV, foram também analisados por simulações computacionais com a conexão do conversor *boost* ao barramento CC do AVV. Para a avaliação do comportamento do AVV com e sem o conversor *boost* foram obtidas as curvas de tensão do barramento CC, tensão de saída do AVV, tensão de entrada do conversor *boost*, e de correntes de entrada do AVV, do conversor *boost* e de saída da fonte. Conforme os resultados de simulações e experimentais o conversor *boost* pode mitigar afundamentos do tipo A para até 0,5pu e todos os outros tipos de afundamentos até níveis de interrupção, isto é, 0pu. Comparados os resultados com as simulações de outras soluções abordadas no trabalho, o conversor *boost* se mostrou como a melhor alternativa do ponto de vista técnico.

Palavras-Chave: Afundamentos de Tensão, Acionamentos de Velocidade Variável, Conversor *Boost*.

Melo, N. X. “*Boost Converter to Mitigation of Voltage Sags on Adjustable Speed Drives*”, Universidade Federal do Ceará – UFC, 2007. 146p.

This work investigates the effects of voltage sags on Adjustable Speed Drives – ASDs of AC machines, static converters of two stages (rectifier-inverter) widely used on speed and torque control. The goal is to analyse the behavior of the ASDs under symmetrical and asymmetrical voltage sags and the approaches to improve the ASD low voltage ride-through capability with emphasis to the *boost* converter technique. Computational simulations and experimental results of a *boost* converter designed to operate when the ASD is under voltage sags are presented. The tolerance curves of the ASD were obtained in laboratory for voltage sags types A, B and E and compared to the SEMI F47 0706 curve of the EPRI institute. The ASD was shown sensitive for voltage sags types A and E with immunity for remaining voltages up to 0.7pu on the DC link. Experimental tests were performed to evaluate the response of the *boost* converter operation when the ASD is under severe voltage sag conditions of types A and E. The set ASD-induction motor was modelled for the simulation tests and the model validation was performed by comparison with experimental results. The analysis of the ASD and the three-phase induction motor under voltage sags B, C, D, F e G were carried out by computational simulations. The voltage sag types A, E, F and G which can turn off the ASD were also analyzed by computational simulation with the *boost* converter connected to ASD DC bus. The curves of DC link voltage, the ASD output voltage, the *boost* input voltage and the input currents of the ASD, the *boost* converter and the source were plotted for evaluation of the ASD behavior with and without the *boost* converter. The simulation and experimental results have shown that the *boost* converter can mitigate voltage sags type A up to 0.5pu and all other types of voltage sags up to 0pu. The *boost* converter has proved a suitable solution to improve the ASD voltage sag ride through capability.

Key-words: Voltage Sags, Adjustable Speed Drives, *Boost Converter*.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	xii
LISTA DE TABELAS	xvii
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	xix
LISTA DE SÍMBOLOS	xix
CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO	1
1.1 OBJETIVOS DO TRABALHO	2
1.2 ESCOPO DA DISSERTAÇÃO.....	3
CAPÍTULO 2 – ACIONAMENTOS DE VELOCIDADE VARIÁVEL SUBMETIDOS A AFUNDAMENTOS DE TENSÃO	5
2.1 INTRODUÇÃO	5
2.2 SENSIBILIDADE DOS AVV’S A AFUNDAMENTOS DE TENSÃO.....	7
2.3 MÉTODOS DE MITIGAÇÃO DE AFUNDAMENTOS DE TENSÃO EM AVVs	11
2.3.1 ESTADO DA ARTE DOS MÉTODOS DE MITIGAÇÃO DE AFUNDAMENTOS DE TENSÃO EM AVVs	11
2.3.2 MITIGAÇÃO REGENERATIVA	12
2.3.3 ADIÇÃO DE NEUTRO.....	14
2.3.4 ADIÇÃO DE CAPACITORES AO BARRAMENTO CC	16
2.3.5 MITIGAÇÃO POR CONEXÃO DE CONVERSOR <i>BOOST</i> AO BARRAMENTO CC	19
2.4 CONCLUSÃO	20
CAPÍTULO 3 – CONVERSOR <i>BOOST</i> APLICADO PARA MITIGAR AFUNDAMENTOS DE TENSÃO	22
3.1 INTRODUÇÃO	22
3.2 ANÁLISE EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA	23
3.3 ANÁLISE EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA	31
3.4 CARACTERÍSTICA DE CARGA DO CONVERSOR <i>BOOST</i>	38
3.5 FILTROS DE ENTRADA E SAÍDA.....	40
3.6 PROJETO DO CONVERSOR.....	41
3.6.1 DIMENSIONAMENTO DO RETIFICADOR DE ENTRADA	42
3.6.2 ESPECIFICAÇÕES BÁSICAS DO CONVERSOR <i>BOOST</i>	44
3.6.3 CÁLCULO DO CAPACITOR DO FILTRO DE SAÍDA	46
3.6.4 CÁLCULO DO INDUTOR	46
3.6.5 DIMENSIONAMENTO DO DIODO <i>BOOST</i>	48
3.6.6 DIMENSIONAMENTO DO TRANSISTOR.....	49
3.7 CONTROLE MODO CORRENTE MÉDIA	51
3.7.1 PROJETO DA MALHA DE CORRENTE	53
3.7.2 PROJETO DA MALHA DE TENSÃO	60
3.8 CONCLUSÃO	66

CAPÍTULO 4 – SIMULAÇÕES DE TIPOS DE AFUNDAMENTOS DE TENSÃO E TÉCNICAS DE MITIGAÇÃO	67
4.1 INTRODUÇÃO	67
4.2 MODELAGEM DO CONJUNTO AVV-MIT	68
4.3 CONJUNTO AVV-MIT SUBMETIDO A AFUNDAMENTOS DE TENSÃO	73
4.3.1 AFUNDAMENTOS DE TENSÃO TIPO A.....	73
4.3.2 AFUNDAMENTOS DE TENSÃO TIPO B.....	82
4.3.3 AFUNDAMENTOS DE TENSÃO TIPO C.....	84
4.3.4 AFUNDAMENTOS DE TENSÃO TIPO D.....	86
4.3.5 AFUNDAMENTOS DE TENSÃO TIPO E.....	88
4.3.6 AFUNDAMENTOS DE TENSÃO TIPO F.....	93
4.3.7 AFUNDAMENTOS DE TENSÃO TIPO G.....	97
4.4 MÉTODOS DE MITIGAÇÃO DE AFUNDAMENTOS DE TENSÃO	103
4.4.1 MITIGAÇÃO POR AUMENTO DA CAPACITÂNCIA DO BARRAMENTO CC.....	103
4.4.2 MITIGAÇÃO POR ADIÇÃO DE NEUTRO.....	106
4.4.3 MITIGAÇÃO POR CONEXÃO DE CONVERSOR <i>BOOST</i>	109
4.5 CONCLUSÃO	116
CAPÍTULO 5 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	117
5.1 INTRODUÇÃO	117
5.2 CURVAS DE TOLERÂNCIA DO AVV	119
5.3 AVV SOB AFUNDAMENTOS DE TENSÃO	120
5.3.1 AFUNDAMENTOS DE TENSÃO TIPO A.....	121
5.3.2 AFUNDAMENTOS DE TENSÃO TIPO B.....	126
5.3.3 AFUNDAMENTOS DE TENSÃO TIPO E.....	128
5.4 CONCLUSÃO	131
CAPÍTULO 6 – CONSIDERAÇÕES FINAIS	133
ANEXO A – CLASSIFICAÇÃO DOS AFUNDAMENTOS DE TENSÃO QUANTO AO TIPO	138
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	142

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Diagrama de blocos de um AVV.	5
Figura 2.2 – Curva SEMI-F47.	9
Figura 2.3 – Mudança de topologia com adição de neutro.	14
Figura 2.4 – Formação da tensão do barramento CC com adição de neutro.	15
Figura 2.5 – Tensão de desligamento em função do tempo e da capacitância do barramento.	18
Figura 2.6 – Conversor <i>boost</i> conectado ao barramento CC de um AVV.	19
Figura 3.1 – Topologia do conversor <i>boost</i>	22
Figura 3.2 – Etapas de operação em modo de condução contínua.	23
Figura 3.3 – Ganho de tensão em função da razão cíclica.	25
Figura 3.4 – Formas de onda num conversor <i>boost</i> em MCC.	26
Figura 3.5 – Ondulação de corrente parametrizada.	30
Figura 3.6 – Correntes médias na saída e no indutor em condução crítica.	33
Figura 3.7 – Etapas de operação em modo de condução descontínua.	34
Figura 3.8 – Formas de onda num conversor <i>boost</i> em MCD.	36
Figura 3.9 – Característica de carga do conversor <i>boost</i>	39
Figura 3.10 – Diagrama esquemático do conversor <i>boost</i> construído.	42
Figura 3.11 – Diagrama de blocos do controle modo corrente média.	51
Figura 3.12 – Diagrama esquemático do circuito de controle construído.	52
Figura 3.13 – Modelo da chave PWM em MCC.	53
Figura 3.14 – Modelo da chave PWM num conversor <i>boost</i> em MCC.	53
Figura 3.15 – Diagrama de Bode de $FTMA_i$	57
Figura 3.16 – Topologia do compensador de corrente.	58
Figura 3.17 – Diagramas de Bode de $C_i(s)$	58
Figura 3.18 – Diagramas de Bode de $FTLA$	60
Figura 3.19 – Diagrama de Bode de $FTMA_v(s)$	62
Figura 3.20 – Topologia do compensador de tensão.	63
Figura 3.21 – Diagrama de Bode de $C_v(s)$	64
Figura 3.22 – Diagrama de Bode de $FTLA_v$	66
Figura 4.1 – Circuito simulado do conjunto AVV-MIT.	69
Figura 4.2 – Circuito simulado da fonte de distúrbios.	70
Figura 4.3 – Circuito simulado do AVV.	70
Figura 4.4 – Circuito simulado do conjunto AVV-MIT.	71

Figura 4.5 – Circuito equivalente do MIT em regime permanente simulado.....	71
Figura 4.6 – Correntes de linha na entrada do AVV.....	72
Figura 4.7 – Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão permanente tipo A para 0,7pu.....	75
Figura 4.8 – Afundamento de tensão tipo A para 0,7pu.....	76
Figura 4.9 – Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo A para 0,69pu.....	77
Figura 4.10 – Afundamento de tensão tipo A para 0,69pu.....	77
Figura 4.11 – Afundamento de tensão tipo A para 0,69pu.....	78
Figura 4.12 – Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo A para 0pu.....	79
Figura 4.13 – Afundamento de tensão tipo A para 0pu.....	80
Figura 4.14 – Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV com 50% de carga sob afundamento de tensão tipo A para 0pu.....	81
Figura 4.15 – Afundamento de tensão tipo A para 0pu com o AVV operando a 50% de carga.....	81
Figura 4.16 – Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo B para 0pu.....	83
Figura 4.17 – Afundamento de tensão tipo B para 0pu.....	83
Figura 4.18 – Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo C com $h=0$	85
Figura 4.19 – Afundamento de tensão tipo C para $h=0$	85
Figura 4.20 – Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo D com $h=0$	87
Figura 4.21 – Afundamento de tensão tipo D para $h=0$	87
Figura 4.22 – Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo E para 0,3pu.....	89
Figura 4.23 – Afundamento de tensão tipo E para 0,3pu.....	89
Figura 4.24 – Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo E para 0,35pu.....	91
Figura 4.25 – Afundamento de tensão tipo E para 0,35pu.....	91
Figura 4.26 – Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo E para 0pu.....	92
Figura 4.27 – Afundamento de tensão tipo E para 0pu.....	93

Figura 4.28 – Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de Tensão tipo F para 0pu.....	95
Figura 4.29 – Afundamento de tensão tipo F para 0pu.....	95
Figura 4.30 – Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo F para 0,1pu.....	96
Figura 4.31 – Afundamento de tensão tipo F para 0,1pu.....	97
Figura 4.32 – Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo G para $h=0,3$	98
Figura 4.33 – Afundamento de tensão tipo G para $h=0,3$	99
Figura 4.34 – Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo G para $h=0,35$	100
Figura 4.35 – Afundamento de tensão tipo G para $h=0,35$	101
Figura 4.36 – Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo G para $h=0$	102
Figura 4.37 – Afundamento de tensão tipo G para $h=0$	102
Figura 4.38 – Afundamento de tensão tipo A para 0,5pu com adição de $1200\mu\text{F}$	105
Figura 4.39 – Afundamento de tensão tipo A para 0,5pu com adição de $1200\mu\text{F}$	105
Figura 4.40 – Afundamento de tensão tipo A para 0,5pu. Comparativo com e sem adição de uma capacitância de $1200\mu\text{F}$	106
Figura 4.41 – Afundamento de tensão tipo A para 0,6pu.....	107
Figura 4.42 – Afundamento de tensão tipo A para 0,6pu com adição de neutro.....	108
Figura 4.43 – Análise de Fourier da corrente de neutro.....	108
Figura 4.44 – Tensão no barramento CC com o conversor <i>boost</i> conectado ao AVV sob um afundamento de tensão tipo A para 0,5pu.....	110
Figura 4.45 – Afundamento de tensão tipo A para 0,5pu com conversor <i>boost</i> conectado ao AVV.....	111
Figura 4.46 – Afundamento de tensão tipo A para 0,5pu com o conversor <i>boost</i> conectado ao AVV.....	111
Figura 4.47 – Afundamento de tensão tipo A para 0,5pu com o conversor <i>boost</i> conectado ao AVV.....	112
Figura 4.48 – Operação em condição normal.....	112
Figura 4.49 – Operação em condição afundamento de tensão.....	113

Figura 4.50 – Afundamento de tensão do tipo E para 0pu – tensões de linha de entrada, tensão retificada de entrada do conversor <i>boost</i> e tensão do barramento CC do AVV.....	114
Figura 4.51 – Afundamento de tensão do tipo F para 0pu – tensões de linha de entrada, tensão retificada de entrada do conversor <i>boost</i> e tensão do barramento CC do AVV.....	114
Figura 4.52 – Afundamento de tensão do tipo G com $h=0$ – tensões de linha de entrada, tensão retificada de entrada do conversor <i>boost</i> e tensão do barramento CC do AVV.....	115
Figura 5.1 – Bancada experimental.....	116
Figura 5.2 – Detalhe do conversor <i>boost</i> e do AVV.....	116
Figura 5.3 – Curvas de tolerância do AVV e SEMI F47 0706.....	119
Figura 5.4 – Afundamento de tensão tipo A para 0,5pu sem conversor <i>boost</i> conectado ao AVV. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC.....	122
Figura 5.5 – Afundamento de tensão tipo A para 0,5pu sem conversor <i>boost</i> conectado ao AVV. Tensão de linha de saída e tensão do barramento CC.....	122
Figura 5.6 – Afundamento de tensão tipo A para 0,5pu com conversor <i>boost</i> conectado ao AVV. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC.....	123
Figura 5.7 – Afundamento de tensão tipo A para 0,5pu com conversor <i>boost</i> conectado ao AVV. Tensão de linha de saída e tensão do barramento CC.....	124
Figura 5.8 – Corrente de saída da fonte e correntes de entrada do AVV e do <i>boost</i>	125
Figura 5.9 – Corrente de saída da fonte e correntes de entrada do AVV e do <i>boost</i>	125
Figura 5.10 – Afundamento de tensão tipo B para 0pu sem conversor <i>boost</i> conectado ao AVV. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC.....	126
Figura 5.11 – Afundamento de tensão tipo B para 0pu sem conversor <i>boost</i> conectado ao AVV. Tensão de linha de saída do AVV e tensão do barramento CC.....	127
Figura 5.12 – Afundamento de tensão tipo B para 0pu sem conversor <i>boost</i> conectado ao AVV. Correntes de entrada do AVV e tensão do barramento CC.....	127
Figura 5.13 – Afundamento de tensão tipo E para 0pu sem conversor <i>boost</i> conectado ao AVV. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC.....	128
Figura 5.14 – Afundamento de tensão tipo E para 0pu sem conversor <i>boost</i> conectado ao AVV. Tensão de linha de saída do AVV e tensão do barramento CC.....	129
Figura 5.15 – Afundamento de tensão tipo E para 0pu com conversor <i>boost</i> conectado ao AVV. Tensões de linha de entrada, tensão de entrada retificada do <i>boost</i> e	

tensão do barramento CC.	129
Figura 5.16 – Afundamento de tensão tipo E para 0pu com conversor <i>boost</i> conectado ao AVV. Tensão de linha de saída do AVV, tensão do barramento CC do AVV e tensão de entrada do <i>boost</i>	130
Figura A.1 – Tipos de afundamentos de tensão – Disposição Fasorial.....	138

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Limites estabelecidos pela SEMI F47.....	10
Tabela 4.1 – Fasores de tensão de fase – afundamento tipo A com $h=0,7$	74
Tabela 4.2 – Fasores de tensão de linha – afundamento tipo A com $h=0,7$	74
Tabela 4.3 – Fasores de tensão de fase – afundamento tipo A com $h=0,69$	76
Tabela 4.4 – Fasores de tensão de linha – afundamento tipo A com $h=0,69$	76
Tabela 4.5 – Fasores de tensão de fase – afundamento tipo A com $h=0$	78
Tabela 4.6 – Fasores de tensão de linha – afundamento tipo A com $h=0$	79
Tabela 4.7 – Fasores de tensão de fase – afundamento tipo B com $h=0$	82
Tabela 4.8 – Fasores de tensão de linha – afundamento tipo B com $h=0$	82
Tabela 4.9 – Fasores de tensão de fase – afundamento tipo C com $h=0$	84
Tabela 4.10 – Fasores de tensão de linha – afundamento tipo C com $h=0$	85
Tabela 4.11 – Fasores de tensão de fase – afundamento tipo D com $h=0$	86
Tabela 4.12 – Fasores de tensão de linha – afundamento tipo D com $h=0$	86
Tabela 4.13 – Fasores de tensão de fase – afundamento tipo E com $h=0,3$	88
Tabela 4.14 – Fasores de tensão de linha – afundamento tipo E com $h=0,3$	88
Tabela 4.15 – Fasores de tensão de fase – afundamento tipo E com $h=0,35$	90
Tabela 4.16 – Fasores de tensão de linha – afundamento tipo E com $h=0,35$	90
Tabela 4.17 – Fasores de tensão de fase – afundamento tipo E com $h=0$	92
Tabela 4.18 – Fasores de tensão de fase – afundamento tipo E com $h=0$	92
Tabela 4.19 – Fasores de tensão de fase – afundamento tipo F com $h=0$	94
Tabela 4.20 – Fasores de tensão de fase – afundamento tipo F com $h=0$	94
Tabela 4.21 – Fasores de tensão de fase – afundamento tipo F com $h=0,1$	96
Tabela 4.22 – Fasores de tensão de fase – afundamento tipo F com $h=0,1$	96
Tabela 4.23 – Fasores de tensão de fase – afundamento tipo G com $h=0,3$	97
Tabela 4.24 – Fasores de tensão de fase – afundamento tipo G com $h=0,3$	98
Tabela 4.25 – Fasores de tensão de fase – afundamento tipo G com $h=0,35$	99
Tabela 4.26 – Fasores de tensão de fase – afundamento tipo G com $h=0,35$	100
Tabela 4.27 – Fasores de tensão de fase – afundamento tipo G com $h=0$	101
Tabela 4.28 – Fasores de tensão de fase – afundamento tipo G com $h=0$	101
Tabela 4.29 – Métodos de mitigação de afundamentos de tensão em AVVs.....	116
Tabela 5.1 – Desempenho do AVV diante de afundamentos de tensão.....	132

Tabela A.1 – Afundamentos de tensão – modelagem matemática.....	139
Tabela A.2 – Afundamentos de tensão – influência da conexão da carga.....	140
Tabela A.3 – Afundamentos de Tensão vistos no secundário dos transformadores.....	140

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AVV	Acionamento de Velocidade Variável
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
EPRI	<i>Electrical Power Research Inverter</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IHM	Interface Homem-Máquina
LCI	<i>Load Commutated Inverter</i>
LVRT	<i>Low Voltage Ride-Through capability curve</i>
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
MIT	Motor de Indução Trifásico
NEMA	<i>National Electrical Manufacturers Association</i>
PC	<i>Personal Computer</i>
pu	Por unidade
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SEMI	<i>Semiconductor Equipment Materials International</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
VVI	<i>Variable Voltage Inverter</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

a	Ganho estático do conversor <i>boost</i>
$A(s)$	Função de transferência de malha fechada de corrente
A_e	Área da secção transversal do braço central do núcleo do indutor
A_p	Produto das áreas do braço central e da janela do núcleo do indutor
A_w	Área da janela do núcleo
B_{max}	Máxima densidade de fluxo magnético no núcleo do indutor
C	Capacitância
$C_i(s)$	Função de transferência do compensador de corrente
C_{in}	Capacitor do filtro de entrada do <i>boost</i>
$C_v(s)$	Função de transferência do compensador de tensão
D	Razão cíclica
d	Perturbação da razão cíclica
E_i	Energia entregue ao conversor <i>boost</i> pela fonte
E_o	Energia de saída do conversor <i>boost</i>
f_{ci}	Frequência de cruzamento da malha de corrente
f_{cv}	Frequência de cruzamento da malha de tensão
F_m	Ganho do modulador
f_o	Frequência natural do sistema
f_p	Frequência do pólo do compensador
f_s	Frequência de chaveamento do conversor <i>boost</i>
$FTLA_i(s)$	Função de transferência em laço aberto de corrente
$FTLA_v(s)$	Função de transferência em laço aberto de tensão
$FTMA_i(s)$	Função de transferência em malha aberta de corrente
$FTMA_v(s)$	Função de transferência de malha aberta de tensão
f_z	Frequência do zero do compensador
$G_i(s)$	Função de transferência da planta de corrente
$H_e(s)$	Ganho de amostragem que representa não idealidades
H_{fci}	Ganho do compensador de corrente
H_i	Ganho de amostragem de corrente
H_v	Ganho de amostragem de tensão
$H_v(s)$	Ganho de amostragem de tensão

i_c	Corrente através do capacitor
I_{cc}	Corrente de saída do barramento CC
I_d	Corrente através do diodo <i>boost</i>
I_{def}	Corrente eficaz através do diodo
I_{dmed}	Corrente média através do diodo
I_{dretef}	Corrente eficaz nos diodos do retificador de entrada
$I_{dretmed}$	Corrente média nos diodos do retificador de entrada
I_{inmax}	Corrente máxima de entrada do conversor <i>boost</i>
I_{inmax}	Corrente de entrada máxima no <i>boost</i>
I_{inmin}	Corrente mínima de entrada do conversor <i>boost</i>
I_L	Corrente no indutor <i>boost</i>
i_L	Perturbação da corrente no indutor
I_{Lmed}	Corrente média através do indutor
I_m	Corrente mínima no indutor
I_M	Corrente máxima no indutor
I_s	Corrente através da chave <i>boost</i>
I_{sef}	Corrente eficaz através da chave
I_{smed}	Corrente média através da chave
J	Momento de inércia
J_{max}	Máxima densidade de corrente elétrica no condutor do enrolamento do indutor
K_w	Fator de ocupação da janela do núcleo do indutor
L	Indutância
L_{crit}	Indutância crítica
l_g	Comprimento do entreferro
L_m	Indutância de magnetização
L_r	Indutância dos enrolamentos do rotor
L_s	Indutância dos enrolamentos do estator
M	Ganho do amplificador diferencial
N	Número de espiras
p_1 e p_2	Pólos da função de transferência da planta de corrente
P_{cv}	Potência em cv
P_{in}	Potência de entrada do conversor <i>boost</i>
P_o	Potência de saída do conversor <i>boost</i>

R	Resistência de carga
R_{1div} e R_{2div}	Resistências de amostragem de tensão
r_c	Resistência série interna do conversor <i>boost</i>
r_L	Resistência do indutor
R_r	Resistência interna dos enrolamentos do rotor
R_s	Resistência elétrica dos enrolamentos do estator
R_s	Resistência de amostragem de corrente
t	Tempo
T	Período de chaveamento
T_L	Torque de carga
V_{cc}	Tensão do barramento CC
$V_{cc.sag}$	Tensão do barramento CC durante um afundamento de tensão
V_{cco}	Tensão do barramento CC antes de um afundamento de tensão
V_d	Tensão do diodo <i>boost</i>
V_{dret}	Tensão dos diodos do retificador
v_g	Perturbação da tensão de entrada
V_i	Tensão de entrada no conversor <i>boost</i>
V_{inmax}	Tensão máxima de entrada do conversor <i>boost</i>
V_{inmin}	Tensão mínima de entrada do conversor <i>boost</i>
V_{linha}	Tensão de linha da rede
V_o	Tensão de saída do conversor <i>boost</i>
v_o	Perturbação da tensão de saída do <i>boost</i>
V_{pfase}	Tensão de pico de fase
V_{ref}	Tensão de referência
V_{rs}	Tensão sobre a resistência de amostragem
V_s	Tensão da chave <i>boost</i>
V_{trip}	Limite de tensão de desligamento do AVV
$V_{tripneutro}$	Limite de tensão de desligamento do AVV com adição de neutro
$Z(s)$	Função de transferência que realciona perturbação da tensão de saída e da corrente do indutor no conversor <i>boost</i>
z_1	Zero da função de transferência da planta de corrente
β	Ondulação de corrente paramentrizada
γ	Corrente de carga do conversor <i>boost</i> paramentrizada

ΔI	Ondulação de corrente no indutor
ΔI_R	Ondulação relativa de corrente
ΔV_c	Ondulação de tensão sobre o capacitor
η_{avv}	Rendimento do AVV
η_{mot}	Rendimento do motor
μ_o	Permeabilidade magnética do vácuo
μ_r	Permeabilidade magnética relativa do núcleo
ω_o	Velocidade de rotação antes de um afundamento de tensão
ω_r	Velocidade de rotação
ω_{sag}	Velocidade de rotação durante um afundamento de tensão

CAPÍTULO 1 | INTRODUÇÃO

Dentre os muitos benefícios decorrentes do advento da eletrônica de potência está a capacidade de controlar eficientemente os processos industriais por meio de acionamentos eletrônicos de máquinas elétricas, em especial as máquinas de indução, consideradas robustas e de custo relativamente baixo, porém de difícil controle.

Os Acionamentos de Velocidade Variável – AVVs são um dos principais acionamentos eletrônicos utilizados nas últimas décadas no controle de máquinas de indução, pois permitem o controle fino de velocidade das máquinas através da variação da frequência de saída do AVV. Isto faz dos AVVs um dos equipamentos mais presentes atualmente na indústria. Entretanto, os AVVs são equipamentos sensíveis a afundamentos de tensão. Quando o AVV é submetido a um afundamento de tensão, a carga acionada passa então a ser alimentada pela energia armazenada no capacitor presente no elo CC do AVV levando ao decaimento da tensão na barra CC com a descarga do capacitor. Quando a tensão na barra CC alcança um limite inferior mínimo para alimentação do controle do AVV a proteção de subtensão atua desligando o AVV de operação.

Afundamentos de tensão produzem com frequência a parada de processos produtivos, incorrendo em custos financeiros associados. Por isso, a sensibilidade destes equipamentos levanta uma importante questão: Como aumentar a tolerância de AVVs a afundamentos de tensão para aumentar a confiabilidade dos processos em que estão inseridos?

Neste trabalho são avaliados os efeitos dos diversos tipos de afundamentos de tensão sobre os AVVs e feita análise das principais técnicas de mitigação mencionadas na literatura: mitigação por aumento da capacitância do barramento CC, mitigação regenerativa, mitigação por adição do condutor neutro ao AVV, e conexão de conversores *boost*.

O aumento da capacitância do barramento CC do AVV aumenta o tempo de descarga da capacitância presente e, conseqüentemente, o tempo de duração de um afundamento de tensão necessário para que o afundamento possa provocar o desligamento do AVV. Esta solução é uma solução cara que requer um espaço considerável para acomodação dos

capacitores e, portanto, considerada menos eficiente quando comparada às demais alternativas aqui tratadas, embora seja de simples implementação.

A mitigação regenerativa é uma solução ainda mais simples, a qual consiste em fazer uso da energia cinética da máquina para fornecer energia ao capacitor do barramento CC do AVV, impedindo assim por algum tempo que haja a redução da tensão do barramento CC, bastando para isso ser o AVV reprogramado. Esta é uma solução sem ônus financeiro, porém apenas satisfatória para aplicação em AVVs que alimentam motores de grande inércia e submetidos à variação de tensão por poucos ciclos.

A adição de condutor neutro ao AVV depende da possibilidade de se ter acesso a um ponto central do barramento CC e apenas pode mitigar afundamentos para cerca de 0,6pu, além de injetar correntes harmônicas de terceira ordem na rede.

O uso do conversor *boost* operando com ciclo de trabalho variável permite a manutenção da tensão do barramento CC em um nível estável acima do valor de tensão limite de tolerância, mesmo para baixos valores de tensão de entrada, podendo assim o conversor *boost* mitigar afundamentos de tensão severos em magnitude e duração. Diferentemente da alternativa de adição de neutro em que o condutor neutro da fonte de alimentação do AVV é conectado ao ponto intermediário do barramento CC do AVV, o conversor *boost* é conectado aos terminais do barramento CC, portanto de acesso mais fácil. Técnica e economicamente a conexão de conversores *boost* ao barramento CC do AVV é uma solução eficiente, viável e atrativa, principalmente se comparada ao aumento da capacitância do barramento CC por adição de capacitores externos.

1.1 Objetivos do Trabalho

Este trabalho tem como objetivos:

- Avaliar as opções tecnicamente viáveis de aumento da suportabilidade de acionamentos de velocidade variáveis de motores de indução.
- Projetar e construir um conversor *boost* trifásico de 200W, 300V de saída, 150-300V de entrada, com frequência de chaveamento de 40kHz, para ligar-se ao barramento CC de um AVV Siemens da série Micromaster 420, alimentado em

220-240V, trifásico, 250W, que aciona um motor de indução trifásico de 220V, 0,25hp.

- Levantar a curva de tolerância (LVRT – *Low Voltage Ride-Through capability curve*) do AVV.
- Avaliar por simulação as alternativas mitigadoras de afundamento de tensão de AVVs como adição de capacitores externos, adição de neutro, e adição de conversor *boost*.
- Testar em laboratório a resposta do AVV com e sem o conversor *boost* projetado sob diferentes condições de severidade de afundamentos de tensão simétrico e assimétrico.

1.2 Escopo da Dissertação

No capítulo 1 se faz a apresentação do trabalho explicando-se a base de sua motivação, os objetivos da pesquisa, e a estrutura da dissertação.

O capítulo 2 apresenta uma descrição da estrutura interna de um AVV e as diferenças entre os principais tipos de AVVs utilizados na indústria. Neste capítulo o problema da sensibilidade dos AVVs a afundamentos de tensão é tratado com maior riqueza de detalhes, apresentando-se os principais métodos de mitigação encontrados na literatura: o aumento da capacitância do barramento CC, o método de adição de neutro, a mitigação regenerativa e o uso de conversores *boost*, bem como o estado da arte das técnicas de mitigação de afundamentos de tensão em AVVs.

O projeto do conversor *boost* utilizado neste trabalho é apresentado no capítulo 3, onde é também dado todo o embasamento teórico necessário ao projeto. Neste capítulo é estudado o comportamento do conversor quando opera em modo de condução contínua e em modo de condução descontínua, e a influência da carga em sua operação. No projeto destacam-se ainda as características do controle adotado bem como os critérios utilizados neste trabalho para sua implementação.

O modelamento do sistema utilizado é feito com base em simulações computacionais no capítulo 4. O circuito simulado e seus detalhes são apresentados no início do capítulo.

Validado o modelo por meio de comparações entre as correntes de entrada do AVV e pela corrente de alimentação do MIT na simulação e aquelas adquiridas por meio de ensaios experimentais, são feitas diversas outras simulações dos sete tipos de afundamentos de tensão com o AVV a plena carga. No caso do afundamento de tensão simétrico, do tipo A, é também feita simulação com 50% de carga para ser avaliada a influência da condição de carga no tempo necessário ao desligamento do AVV quando atua a sua proteção de subtensão. As magnitudes dos afundamentos simulados foram tais que levassem o AVV a operar no seu limite de subtensão sem desligamento do AVV, imediatamente abaixo deste limite provocando a atuação da proteção e em condição de máxima severidade em magnitude possível de afundamento de tensão. O afundamento do tipo A foi também simulado utilizando três das técnicas de mitigação mencionadas no capítulo 2: a adição de neutro, o aumento da capacitância do barramento CC e o emprego de conversor *boost*. No caso especificamente do uso do conversor *boost* foram ainda simulados os outros afundamentos de tensão que podem provocar o desligamento do AVV, isto é, os afundamentos dos tipos E, F e G, conforme constatado nas simulações. Em cada uma das situações citadas é feita a análise da eficácia dos métodos de mitigação.

O capítulo 5 apresenta os resultados experimentais de ensaios realizados com três tipos de afundamentos de tensão: os afundamentos tipo A, B e E. Estes são os únicos possíveis de serem gerados pela fonte utilizada neste trabalho. Neste capítulo são apresentadas as curvas de tolerância de um AVV Siemens quando submetido a cada um dos tipos de afundamento citados comparando-se as curvas de tolerância do AVV à curva SEMI-F47 0706 do instituto EPRI – *Electrical Power Institute*, que define limites de suportabilidade a afundamentos de tensão para equipamentos semicondutores. São ainda apresentadas análises mais detalhadas para ensaios com afundamentos do tipo A para 0,5pu e E para 0pu e 0,15pu sem a presença do conversor *boost* no sistema e com a presença do *boost*, e ainda para afundamentos do tipo B somente sem a presença do conversor *boost*, pois esse tipo de afundamento não tem a capacidade de desligar o AVV.

Finalmente, no capítulo 6 é feita a conclusão deste trabalho, resumindo as principais idéias apresentadas e sendo feitas sugestões para novas pesquisas sobre o assunto.

2.1. Introdução

Os Acionamentos de Velocidade Variável – AVVs são equipamentos eletrônicos utilizados na indústria em aplicações onde é necessário o controle de torque e velocidade de motores de indução, devido à capacidade de controlar a frequência de sua tensão de saída.

Basicamente, os AVVs são compostos por um retificador de entrada, um filtro capacitivo formando um barramento CC, um conversor CC-CA e o sistema de controle. No barramento CC pode haver um indutor de filtro a montante para limitar a corrente de carga do capacitor e filtrar harmônicas de corrente. A figura 1 mostra o diagrama de blocos básico de um AVV.

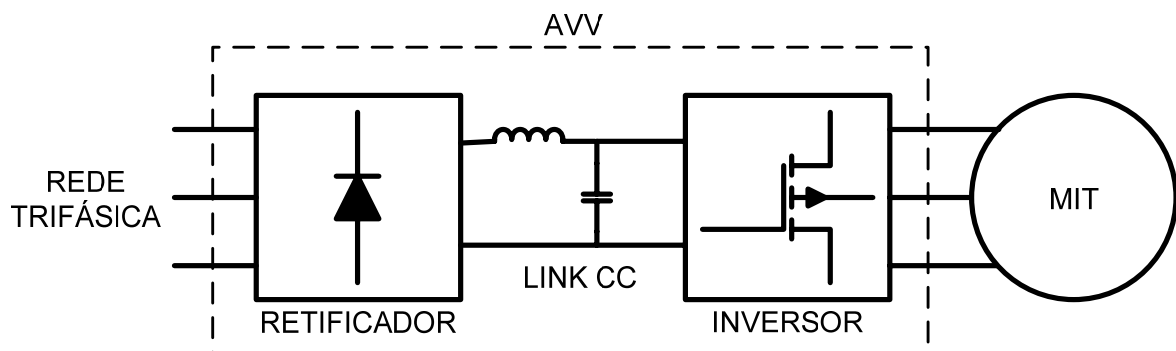


Figura 2.1. Diagrama de blocos de um AVV.

Quanto ao estágio de retificação, em apenas 20% dos AVVs utilizam-se retificadores controlados para definir o nível de tensão de saída, os demais todos apenas o fazem com base no chaveamento dos interruptores do inversor de saída [1].

Os principais tipos de acionamentos de velocidade variável são: VSI-VVI – *Voltage Source Inverter - Variable Voltage Input*; VSI-PWM – *Voltage Source Inverter - Pulse Width Modulated*; CSI – *Current Source Inverter* e LCI – *Load Commutated Inverter*.

Conforme [2], acionamentos de velocidade variável do tipo VSI-VVI eram mais comumente encontrados nos anos 70 e começo dos anos 80. Sua principal aplicação são altas frequências de alimentação, entre 400 e 3000Hz. Este tipo de acionamento é composto por um retificador controlado em série com um conversor CC-CA.

AVVs do tipo CSI são usualmente utilizados para acionar máquinas de 50hp ou maiores e são uma boa solução para a economia de energia em lugar do controle de fluxo por estrangulamento de bombas e ventiladores de potência. Possuem, ainda, capacidade regenerativa, devolvendo parte da energia para a rede quando sofrem alguma perda de carga.

Os LCI's são utilizados para o controle de motores síncronos de centenas ou milhares de hp e em tensões acima de 6000V. São pouco utilizados por causa de seu alto custo e do pouco uso de motores síncronos na atualidade.

De todos os tipos de AVVs, os do tipo VSI-PWM são os mais utilizados atualmente devido ao seu baixo custo, simplicidade e variedade de ferramentas que fornece. Podem gerar uma tensão de saída com uma larga faixa de variação da ordem de 200:1. Isto só é possível devido a possuírem um barramento CC de tensão fixa, permitindo o controle da amplitude ou da frequência de saída conforme o desejado. Dois tipos de topologia de controle são possíveis: o controle escalar e o controle vetorial. No primeiro, apenas é possível variar tensão e frequência de modo a que se mantenha a razão V/f constante e apresenta dificuldade de manter o torque constante em baixas velocidades, enquanto que no segundo caso, as duas grandezas, tensão e frequência, podem ser desacopladas e o controle do torque é feito por meio das correntes do motor. Os AVVs com controle vetorial pertencem a uma tecnologia mais nova e mais cara pois possuem microprocessadores mais avançados e DSPs que melhoram significativamente sua operação por meio do controle do módulo e do ângulo de fase das correntes de entrada de modo a desacoplar as componentes que produzem o torque e o fluxo. Para isto, faz-se necessária a medição ou estimação da velocidade de rotação da máquina [27].

Dos acionamentos de velocidade variável mencionados, os do tipo PWM possuem um fator de potência de entrada mais elevado, além de fornecerem um conjugado mais regular,

possuírem maior robustez e menor tamanho e peso. Porém não são recomendáveis para o uso em velocidades muito baixas, devido à sua baixa eficiência nestas condições [3].

Os AVVs têm sido largamente utilizados nos processos industriais por viabilizar o controle de velocidade dos motores de indução, máquinas estas que, embora de baixo custo, grande robustez e alta eficiência, apresentavam dificuldade no seu controle de velocidade, apenas o permitindo por um curto intervalo de variação e com consideráveis perdas adicionadas ao sistema (uso de resistências em motores de rotor bobinado). Com o advento dos AVVs, não há mais o problema do controle de velocidade dos motores de indução, antes fator preponderante para a opção por motores de corrente contínua em processos em que se exigiam controle da velocidade de rotação.

Os AVVs podem, ainda, aumentar a flexibilidade do processo industrial, possuindo ampla gama de funções tais como: controles de torque e velocidade, tensão de alimentação, tempo de aceleração e desaceleração e diversas possibilidades de IHM, como softwares supervisórios para PC's e acionamento local e remoto via painel de controle. Além disso, através da utilização de AVVs VSI-PWM, eleva-se o fator de potência da carga, devido ao retificador não controlado da entrada. Pode-se ainda promover o aumento do rendimento do sistema, possibilitando a operação no ponto ótimo da característica velocidade versus carga, principalmente em sistemas de bombeamento e ventilação [29].

Tudo isto faz dos AVVs acessórios de crescente uso na indústria e, devido a sua sensibilidade a afundamentos de tensão, tem aumentado a preocupação com a confiabilidade do sistema de controle dos processos. Isto será melhor estudado na próxima seção.

2.2. Sensibilidade dos AVVs a Afundamentos de Tensão

Dentre os muitos equipamentos envolvidos na automação industrial, os acionamentos de velocidade variável ocupam um papel fundamental na confiabilidade do processo produtivo devido à sua proximidade com a planta. Não obstante, são também equipamentos altamente sensíveis a afundamentos de tensão, o que os torna um componente do sistema grandemente visado quanto à qualidade de energia elétrica de seu suprimento. Afundamentos de tensão com magnitude entre 70 e 90% e duração entre 3 e 30 ciclos respondem pela grande maioria dos desligamentos de acionamentos de velocidade variável [4].

Segundo o Bell Labs, 87% dos distúrbios que ocorrem no sistema elétrico são atribuídos a afundamentos de tensão. E segundo o EPRI (*Electric Power Research Institute*), 92% dos distúrbios de qualidade de energia do sistema são devidos a afundamentos de tensão de até 50%, com duração de 500ms [5].

Em geral, os AVVs possuem uma proteção contra subtensão e sobrecorrente, fenômenos estes que podem estar associados aos afundamentos de tensão. Mediante a atuação da proteção, o AVV é desligado causando perdas no processo produtivo e custos financeiros associados. A maioria dos AVVs modernos tem a capacidade de voltar ao seu funcionamento normal automaticamente, tão logo cesse o afundamento, mas isto só é relevante se o processo envolvido tolerar certo nível de variações de torque e velocidade [6].

Além da possibilidade de atuação da proteção, o AVV pode ainda ter seu funcionamento normal alterado, podendo causar flutuações de torque e velocidade na carga, uma vez que seu controle de corrente e tensão de saída tem como referência um valor proporcional à tensão do barramento CC do inversor, além de o circuito de comando ser alimentado pelo mesmo, valor este que decai rapidamente, conforme a equação (2.1).

$$V_{cc}C \frac{dV_{cc}}{dt} = \frac{T_L \omega_r}{\eta_{mot} \eta_{avv}} \quad (2.1)$$

Assim, a taxa de decrescimento da tensão no barramento CC, dV_{cc}/dt , depende do valor da capacitância, C , instalada no barramento CC; da tensão inicial, V_{cc} , sobre o capacitor no início do distúrbio; do torque de carga, T_L ; da velocidade de rotação da máquina alimentada, ω_r ; de seu rendimento, η_{mot} e do rendimento do AVV, η_{avv} .

A proteção contra subtensão monitora a tensão no barramento CC e não a de entrada, o que significa que a tensão de entrada pode atingir um valor inferior ao limite de suportabilidade do AVV sem que com isso o mesmo venha a desligar-se, pois a capacitância do barramento CC ainda possui energia armazenada que será consumida pela carga até que o nível da tensão no barramento atinja o limite de suportabilidade do equipamento. Desta forma, a suportabilidade destes equipamentos depende da diferença entre a energia envolvida no afundamento, característica esta associada à sua intensidade, duração e tipo, da energia capaz de ser suprida pela capacitância do barramento CC, o que está vinculado ao valor da capacitância e do ajuste da proteção do AVV.

Conforme [7] a proteção contra subtensão dos AVVs, em geral, atua para uma tensão de 65% a 51% da tensão nominal. Em [8], que faz referência à norma da *National Electrical Manufacturers Association – NEMA ICS 7*, é mencionado que os acionamentos de velocidade variável devem suportar afundamentos de tensão por no mínimo 3 ciclos. O IEEE afirma que os AVVs devem ter a capacidade de funcionar normalmente por até um minuto, mesmo quando submetidos a afundamentos de tensão para 80% da tensão nominal [9].

A vulnerabilidade dos AVVs a afundamentos de tensão pode ainda ser avaliada através do levantamento de curvas de tolerância, as quais definem o limiar de magnitude de tensão e de tempo que o AVV é capaz de suportar sem desligar. Essas curvas de tolerância, na finalidade de analisar a suportabilidade a afundamentos de tensão do equipamento podem ser comparadas à curva SEMI F47, referência mundialmente aceita, fornecida pelo EPRI (*Electric Power Research Institute*) [25] que é mostrada na figura 2.2. A SEMI F47 (*Specification for Semiconductor Processing Equipment Voltage Sag Immunity*) foi criada para servir como padrão para equipamentos eletrônicos e microprocessados utilizados na indústria, definindo limites mínimos de suportabilidade a afundamentos de tensão. Os limites são expressos em termos de magnitude de tensão remanescente¹ (em pu por unidade) e em termos de duração (em ciclos) [28].

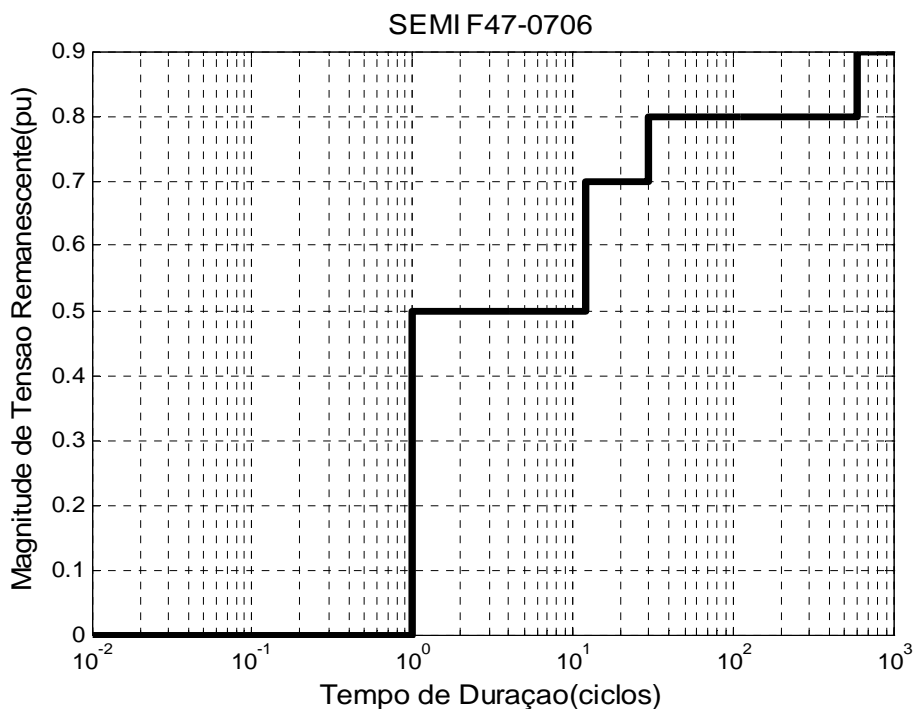


Figura 2.2. Curva SEMI-F47-0706.

¹ Menor valor de tensão eficaz obtido durante um afundamento de tensão

Os limites da curva da figura 2.2 estão também apresentados na tabela 2.1:

Tabela 2.1. Limites Estabelecidos pela SEMI F47

Tensão Remanescente (pu)	Duração (ciclos)
0	1
0,5	12
0,7	30
0,8	60
0,9	>600

Se a curva de tolerância levantada para certo equipamento se apresentar acima da curva SEMI F47 em alguma região do gráfico, isto significará que este equipamento exige um valor de tensão maior do que o mínimo estabelecido pelo EPRI para funcionar por aquele intervalo de tempo especificado pela curva. Neste caso, o equipamento se mostra reprovável quanto à sua suportabilidade a afundamentos de tensão, segundo as normas do EPRI.

Embora a comparação das curvas de tolerância dos AVVs à curva SEMI F47 seja uma boa referência de análise, apenas leva em consideração magnitude e duração dos afundamentos de tensão, sem se levar em consideração o tipo de afundamento. Para uma análise mais apurada, podem ser traçadas curvas de tolerância do equipamento para cada tipo de afundamento (ver Apêndice A).

Em [10] é feita a análise da suportabilidade de acionamentos de velocidade variável a diversos tipos de afundamentos de tensão. Apenas os afundamentos de tensão fase-neutro dos tipos A, E e G² podem sensibilizar a proteção contra subtensão do AVV. Afundamentos do tipo A são os mais severos por envolver uma quantidade maior de energia e aqueles que mais sensibilizam a proteção contra subtensão. Os afundamentos fase-neutro dos tipos B, C, D e F sempre possuem pelo menos uma tensão de linha capaz de manter a tensão no barramento CC acima do seu valor limite. Enquanto todos os afundamentos, exceto o tipo A, podem sensibilizar a proteção do AVV contra sobrecarga,, os afundamentos do tipo B e D são os que causam maiores sobrecorrentes e mais sensibilizam a proteção contra sobrecorrente do AVV. Conforme [11], os afundamentos mais comuns são os do tipo A, C e D.

Desta forma, se é desejado promover o aumento da suportabilidade de um AVV, testes com afundamentos dos tipos A e B são suficientes para provar a eficácia da solução proposta.

² Ver Anexo A que trata sobre Classificação de Afundamentos de Tensão.

Para testes de suportabilidade a afundamentos de tensão, a norma IEC 61000-4-11 sugere testes para os níveis de 0%, 40% e 70% de valores remanescentes de tensão, com duração de 0,5, 1, 5, 10, 25 e 50 ciclos.

2.3. Métodos de Mitigação de Afundamentos de Tensão em AVVs

Diversas soluções para a mitigação de afundamentos de tensão em acionamentos de velocidade variável são propostas na literatura, desde alterações de software e o uso de dispositivos de armazenamento de energia conectados ao barramento CC, até alterações de *hardware*, ou mesmo a inibição da proteção contra subtensão do AVV ou a redução de sua carga ou velocidade durante o afundamento. As mais encontradas na literatura são a mitigação regenerativa, a adição de neutro ao estágio de retificação, o aumento da capacitância do barramento CC e a utilização de conversores *boost* durante o afundamento [10].

A escolha adequada da solução a ser implementada para um AVV dependerá, principalmente, da sensibilidade do processo em que está inserido a variações de velocidade e torque do motor, pois mesmo antes que haja o desligamento do AVV, perturbações no processo já podem ser percebidas devido à demasiada redução no barramento CC. Em processos menos sensíveis, o fator preponderante a ser observado será o nível mínimo de tensão no barramento CC necessário para o AVV permanecer funcionando.

No capítulo 5 é feito um comparativo mais apurado entre alguns destes métodos de mitigação mais utilizados com vistas no AVV e na carga, com destaque para o uso do conversor *boost*. Aqui apenas serão discutidos os princípios de funcionamento de cada solução.

2.3.1 Estado da Arte dos Métodos de Mitigação de Afundamentos de Tensão em AVVs

Devido ao uso crescente dos acionamentos de velocidade variável, em especial nos anos 90, começaram a ser produzidas publicações tratando do problema de sua pouca tolerância a afundamentos de tensão como em [1], [13], [16], [24], [30], [31]. Ao mesmo tempo em que se começa a enfatizar a existência desse problema, a maioria destes trabalhos procura sugerir possíveis soluções. Em [13], [30] e [31], as técnicas da mitigação

regenerativa, do aumento da capacitância do barramento CC e o uso de conversores *boost* já são mencionadas, embora superficialmente.

Uma das primeiras técnicas a ser abordada individualmente e com maior riqueza de detalhes é a técnica da mitigação regenerativa [32]. Ainda na década de 90, também a mitigação pela conexão de conversores *boost* ao barramento CC dos AVVs começa a receber um tratamento especial como em [16] e [24].

No início desta década, o assunto da sensibilidade dos AVVs a afundamentos de tensão continua em discussão, com um tratamento generalizado de várias técnicas possíveis para a mitigação do problema, como em [6], [7], [10], [12], [14] e [15]. E em 2002, uma técnica até então ainda não mencionada, a mitigação por conexão do condutor neutro da fonte é apresentada em [14].

Recentemente, uma interessante técnica tem sido mencionada na literatura, o uso de uma fonte Z LC em série com o barramento CC do AVV, o que combina características de um inversor com entrada em tensão e com entrada em corrente, podendo funcionar semelhante a um conversor *buck-boost* havendo a possibilidade de mitigação de afundamentos de tensão de forma semelhante à técnica do conversor *boost* [33].

Em 2006, em [34], são sugeridas novas possíveis topologias de AVVs com melhorias em termos de distorção harmônica na corrente de alimentação e suportabilidade a afundamentos de tensão. Dentre estas, a inserção de um conversor *boost* entre o barramento CC e o inversor do AVV no próprio equipamento, é citada.

Nas seções seguintes, algumas técnicas de mitigação de afundamentos de tensão em AVVs são analisadas em relação a vantagens e desvantagens de seu uso e principais aplicações.

2.3.2 Mitigação Regenerativa

A mitigação regenerativa trata-se de uma modificação de *software* para que haja a redução da frequência de saída do AVV quando da ocorrência de um afundamento de tensão. O propósito é que, reduzindo-se a frequência de alimentação do motor, não permitindo a sua inércia que a velocidade mecânica seja também imediatamente reduzida, a velocidade síncrona venha a tornar-se, por alguns instantes, inferior à velocidade mecânica, o que proporcionaria um torque eletromagnético negativo, havendo, assim, um fluxo de energia reverso, isto é, do motor para o AVV. Assim, a energia cinética das partes rotativas da

máquina é parcialmente transformada em energia elétrica e armazenada na capacitância do barramento CC, fazendo com que o valor da tensão no mesmo demore mais a atingir o nível de sensibilidade da proteção contra subtensão do AVV.

Devido ao efeito frenante do torque eletromagnético durante a mitigação regenerativa, é aconselhável que esta seja acionada logo que houver uma pequena queda (cerca de 10%) na tensão do barramento CC para que apenas um pequeno bloco de energia seja regenerada, havendo assim pequenas reduções na velocidade. Outro motivo é pelo fato de que caso a tensão no barramento CC caia a um valor muito baixo antes da ação regenerativa, o controle do AVV não poderá manter a tensão de saída nos valores nominais, causando a redução da velocidade da máquina, assim reduzindo a energia cinética e o potencial regenerativo do processo [12].

O uso da mitigação regenerativa permite uma boa dinâmica de resposta do sistema aos distúrbios, possibilitando uma rápida recuperação de velocidade, tão logo o evento tenha terminado [13].

A mitigação regenerativa é apropriada para aplicações onde a inércia do sistema é alta e pequenas variações de velocidade podem ser toleradas, como compressores, ventiladores e bombas. Aplicações como estas são também adequadas porque a redução da velocidade implica também em redução do torque e da corrente de carga, o que implica em descarga mais lenta do capacitor.

A quantidade de energia que pode ser regenerada dependerá das características de inércia da carga, da velocidade de rotação e da tensão no barramento CC no momento que se inicia o processo regenerativo, conforme a equação 2.2.

$$\frac{C}{2 \cdot \eta_{mot} \eta_{avv}} (V_{cc.sag}^2 - V_{cco}^2) + \frac{J}{2} (\omega_{sag}^2 - \omega_o^2) = \int_0^t T_L \cdot \omega \cdot dt \quad (2.2)$$

Onde C é a capacitância do barramento CC, η_{mot} e η_{avv} são, respectivamente, os rendimentos do motor e do AVV, V_{cco} e $V_{cc.sag}$ são as tensões no barramento CC antes e no final do afundamento de tensão, J é a inércia da carga, ω_o e ω_{sag} são as velocidades antes e no fim do afundamento, T_L é o torque de carga, que pode ser função da velocidade, ω é a velocidade em função do tempo e t é a duração do afundamento.

Os principais problemas do uso da mitigação regenerativa são as variações de torque e velocidade do motor, o que pode trazer prejuízos ao processo e provocar estresse mecânico à máquina [10].

O custo desta alternativa é praticamente nulo, apenas sendo necessário o acesso à programação do AVV para fazer a modificação do *software* de modo que durante o afundamento, quando a tensão do barramento atingir um valor previamente estabelecido, a frequência da tensão de saída seja reduzida.

2.3.3 Adição de Neutro

O método de mitigação por adição de neutro consiste de uma modificação no *hardware* do AVV. Neste método, o capacitor do barramento CC é substituído por dois capacitores com o dobro do valor de sua capacitância, em série, e um condutor neutro da fonte é inserido no ponto de conexão dos dois capacitores via sistema de detecção de afundamentos [14].

No momento da ocorrência de um afundamento de tensão, o sistema de detecção de afundamentos conectará o condutor neutro ao ponto de conexão dos capacitores, modificando temporariamente a topologia do retificador de entrada. Da configuração original, um retificador de onda completa, o circuito passa a dois retificadores de meia onda em série. Um diagrama da mudança de topologia é apresentado na figura 2.3.

Desta forma, a tensão entre o terminal positivo e o terminal negativo do barramento CC torna-se a diferença entre as tensões de dois retificadores trifásicos de meia onda com saídas defasadas de 180° entre si (ver figura 2.4).

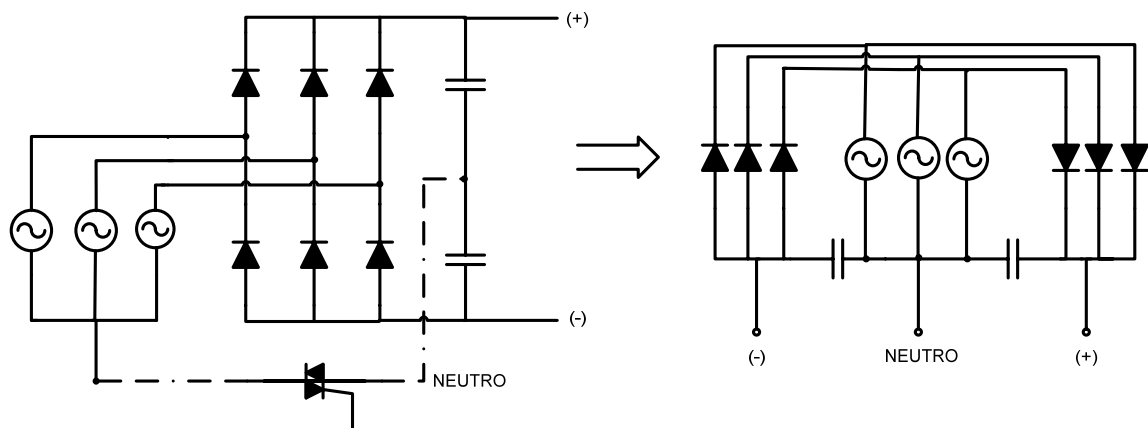


Figura 2.3. Mudança de topologia com adição de neutro.

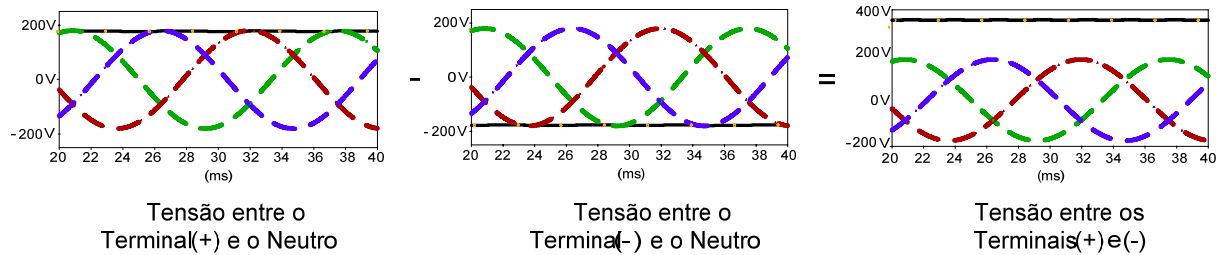


Figura 2.4. Formação da tensão do barramento CC com adição de neutro.

A tensão no barramento CC é, então, duas vezes o valor da tensão de saída de um retificador trifásico de meia onda, o que pode ser aproximado do valor de pico da tensão de fase, pois o valor da capacitância presente no barramento CC é alto. Assim:

$$V_{cc.sag} = 2 \cdot V_{p\text{fase}} \quad (2.3)$$

Como a tensão do barramento antes da ocorrência do afundamento é equivalente, aproximadamente, ao pico da tensão de linha, então:

$$V_{cc} = \sqrt{3} \cdot V_{p\text{fase}} \quad (2.4)$$

Logo, com a inserção do condutor neutro sob condições de afundamento de tensão, tem-se um acréscimo de cerca de 15% no valor da tensão do barramento CC em relação à mesma condição sem o condutor neutro.

O método de mitigação de afundamentos de tensão em AVVs pela inserção do condutor neutro ao barramento CC é uma opção de simples implementação e custo muito baixo e é sugerido para casos em que se possui acesso ao condutor neutro da fonte e dois capacitores em série no barramento do AVV, o que é comum de ser encontrado, já que capacitores eletrolíticos são fabricados, em geral, para baixas tensões [14].

Entretanto, este método apenas pode compensar pequenos afundamentos, para até cerca de 85%, sem trazer prejuízo ao funcionamento normal da máquina alimentada pelo AVV. Afundamentos da ordem de 50% ainda podem ser suportados utilizando-se esta solução sem que haja o desligamento de um AVV com ajuste de sua proteção contra subtensão de 65%. Uma outra restrição da aplicação desta solução é a injeção de correntes de terceira harmônica no sistema [14], já que a retificação distorce a forma de onda da corrente e a presença do condutor neutro concede um caminho às componentes de terceira harmônica, o que não acontece na topologia original. Entretanto, é possível que os efeitos dessas

componentes de terceira harmônica possam ser desprezados, já que os afundamentos de tensão são de curta duração [15].

2.3.4 Adição de Capacitores ao Barramento CC

O método mais simples de mitigação de afundamentos de tensão em AVVs é o aumento da capacitância do barramento CC. Sendo apenas necessário o acesso aos terminais do barramento CC para que sejam conectados capacitores em paralelo.

Conforme a equação 2.1, a taxa de decrescimento da tensão do barramento é inversamente proporcional ao valor da capacitância conectada ao mesmo. A adição de capacitores em paralelo ao original aumenta a capacitância total e diminui a taxa de decrescimento da tensão quando o AVV está submetido a afundamentos de tensão. Isto significa que a tensão no barramento CC levará um maior tempo para atingir o limite mínimo necessário para o funcionamento do AVV, aumentando sua tolerância a afundamentos de tensão de curta duração.

A escolha do valor de capacitância a ser inserido depende do quanto se deseja aumentar a tolerância do AVV e das características de fabricação e de operação do mesmo. Este valor pode ser obtido pela equação 2.5.

$$C = \frac{I_{cc} \cdot t}{V_{cc} - V_{trip}} \quad (2.5)$$

Onde I_{cc} e V_{cc} são a corrente e a tensão no barramento CC, t é a duração do afundamento e V_{trip} é a tensão que sensibiliza a proteção contra subtensão do AVV.

Por exemplo, um AVV para motores de 0,5cv (368W), alimentado em 220V, trifásico, possui uma tensão no barramento CC de, aproximadamente, 311V. Se sua proteção contra subtensão atua para uma tensão de 0.65pu, seu desligamento ocorrerá para uma tensão de cerca de 202,15V no barramento CC. Caso esteja operando a plena carga e se deseje aumentar a sua tolerância a afundamentos de intensidades superiores a 0.65pu, por 200ms, a capacitância mínima a ser utilizada, será:

$$I_{cc} = \frac{P_{cv} \cdot 736}{V_{cc}} = \frac{0.5 \cdot 736}{311} = 1,18A \quad (2.6)$$

$$C = \frac{I_{cc} \cdot t}{V_{cc} - V_{trip}} = \frac{1,18 \cdot 200 \cdot 10^{-3}}{311 - 202,15} \cong 2168 \mu F \quad (2.7)$$

O valor de capacitância acima calculado é o valor total de capacitância que deve estar presente num AVV de características como as mencionadas no parágrafo anterior. Porém, para se obter o valor de capacitância a ser acrescentado, deve-se ainda subtrair o valor da capacitância original, cerca de 660 μ F (típico para AVVs deste porte). Assim, neste caso, seriam necessários 1500 μ F adicionais, aproximadamente.

O custo desta solução dependerá da potência do AVV, da sua tensão mínima limite de operação e do nível de suportabilidade que se desejar obter. Num caso como o do exemplo, capacitores eletrolíticos da ordem de 450V, 1500 μ F, custam cerca de \$116,00 (site RS Components visitado em 28/03/2007). Capacitores eletrolíticos para este nível de tensão são raros e muito caros, além de ocupar um espaço considerável. Para níveis de tensão como este, é comum se associarem capacitores em série, com o dobro da capacitância e metade da tensão nominal que são mais facilmente encontrados no mercado. Para um caso como este, poderia optar-se por dois capacitores de 3000 μ F, 250V, em série, cada um no valor de \$30,00-40,00. Esta opção além de ter menor custo, exige menor espaço físico.

No caso de um AVV como o citado, sem o acréscimo da capacitância, o tempo limite de operação sob um afundamento de iguais características seria de:

$$t = C \cdot \frac{(V_{CC} - V_{trip})}{I_{CC}} = \frac{660 \cdot 10^{-6} \cdot (311 - 202,15)}{1,18} \cong 60,88ms \quad (2.9)$$

Isto significa que houve um aumento de aproximadamente 3,3 vezes no tempo limite de tolerância do AVV, mesma proporção de aumento sobre a capacitância original. Assim, o custo para implementar a mesma melhoria em AVVs de mesmas características, porém de maiores potências, é proporcionalmente maior, pois a capacitância original é proporcional à potência de saída do AVV. O que equivale dizer que o custo da solução varia linearmente com a potência do equipamento.

A figura 2.5 mostra a relação entre a tensão de *trip* (desligamento) e o tempo máximo de suportabilidade para diversos valores de capacitância para um AVV de 0,5cv (368W), 220V.

Pode-se notar que na região superior do gráfico, quando a tensão de *trip* é maior, as curvas se aproximam, o que significa que quanto maior a sensibilidade de um AVV, essa

solução é menos conveniente, pois embora o ganho percentual de tempo de descarga permaneça aproximadamente o mesmo entre as curvas, o ganho absoluto diminui muito nessa região do gráfico.

O aumento da capacitância do barramento CC embora bastante simples de ser implementada, é uma solução interessante apenas para casos em que se deseje mitigar afundamentos de poucos ciclos em AVVs com cargas de baixa potência (alguns CV), devido ao seu custo diretamente proporcional à potência do AVV e ao tempo de duração dos afundamentos que se deseja cobrir. Além disso, esta solução não é aconselhável quando a carga não pode sofrer variações de torque e velocidade, pois embora o AVV não tenha a sua proteção contra subtensão atuando quando submetido a um afundamento de tensão que pode ser compensado pela adição dos capacitores, a tensão no barramento CC está continuamente decrescendo, embora lentamente, o que pode causar pequenas alterações na tensão de saída.

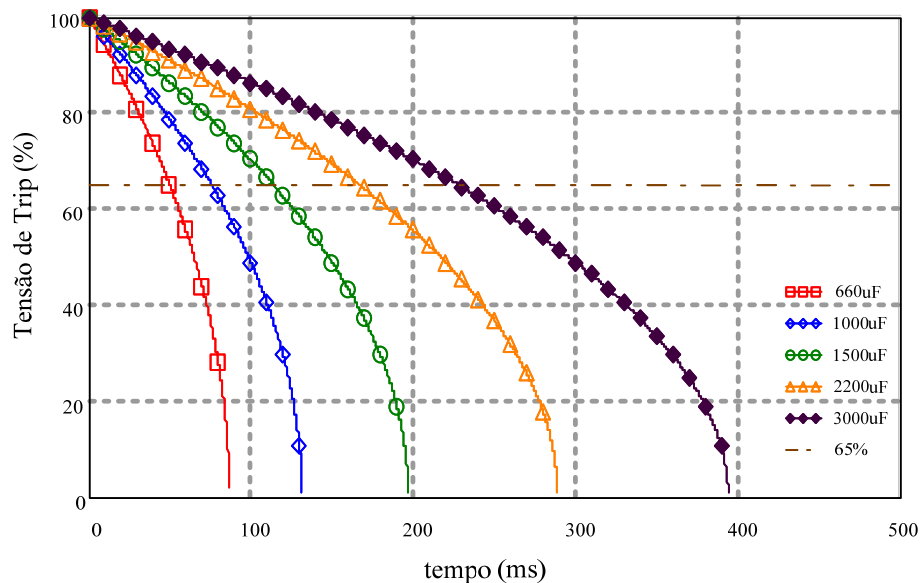


Figura 2.5. Tensão de desligamento em função o tempo e da capacitância do barramento.

A inserção de capacitores no barramento CC pode, ainda, requerer um circuito adicional para limitar a corrente de *inrush* da nova capacitância equivalente [15], já que os semicondutores do circuito são dimensionados prevendo-se uma corrente de carga de um capacitor consideravelmente menor.

2.3.5 Mitigação por Conexão de Conversor *Boost* ao Barramento CC

A técnica de empregar conversores *boost* na mitigação de afundamentos de tensão em AVVs consiste de conectar o conversor ao barramento CC, podendo a alimentação do mesmo ser independente (uso de baterias) ou mesmo compartilhar da alimentação da mesma rede que alimenta o AVV. Um diagrama da ligação é mostrado na figura 2.6.

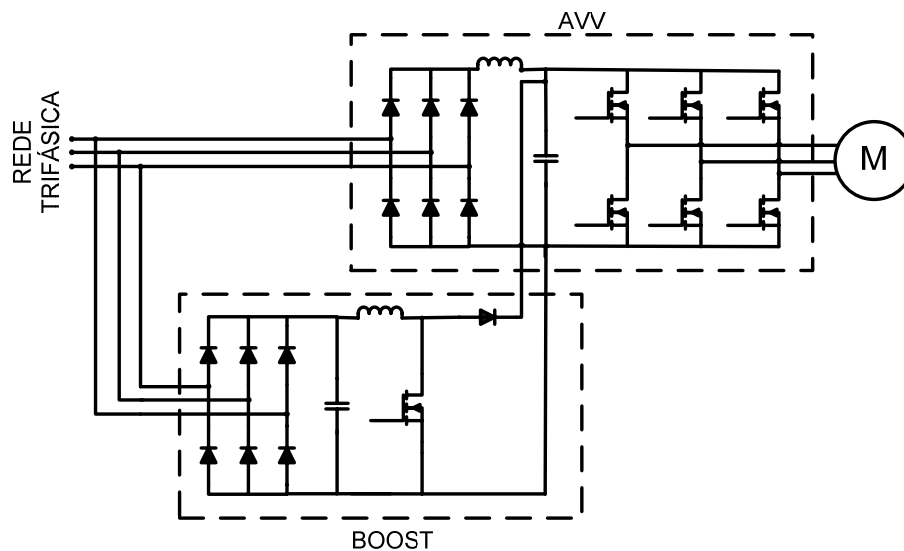


Figura 2.6. Conversor *boost* conectado ao barramento CC de um AVV.

O conversor *boost* deve ser projetado para uma tensão de saída ligeiramente inferior à tensão nominal do barramento CC do AVV, permitindo que o diodo *boost* esteja reversamente polarizado sob condições normais de funcionamento, fazendo assim com que apenas haja um fluxo de potência através do conversor sob condições de afundamentos de tensão, quando a tensão no barramento CC atinge um nível tal que o diodo *boost* seja diretamente polarizado. A entrada e saída de operação do conversor é também ditada pelo sensor de tensão presente no barramento CC, previamente ajustado para comandar o início do PWM que controla a chave *boost* a partir de um nível de tensão pré-estabelecido (cerca de 0,9pu).

O conversor *boost* pode operar com razão cíclica de até 0,8, podendo assim ser utilizado para mitigar afundamentos de tensão para até 0,2pu de valor remanescente, sem contudo permitir a variação da tensão no barramento CC do AVV, pois pode operar com tensão de saída constante e razão cíclica variável.

Um conversor *boost* com esta finalidade deve possuir uma resposta rápida o suficiente para impedir que a tensão no barramento CC varie muito, sem, no entanto, permitir um sobresinal na saída, sob risco de causar uma sobretensão nos diodos retificadores de entrada e chaves eletrônicas do inversor de saída do AVV.

A mitigação por conversores *boost* é uma solução eficiente e de baixo custo, \$100-\$200/kW [16], se comparada ao aumento da capacitância do barramento CC. Para o mesmo sistema motor-AVV citado no subitem anterior, o custo desta solução seria de cerca de \$60,00, aproximadamente a metade do custo do uso de capacitores. Essa diferença entre o custo das duas soluções é crescente com o aumento da potência do sistema. Além disso, o uso desta solução garante uma tensão uniforme no barramento CC, apenas havendo uma pequena variação nos instantes iniciais do afundamento, durante a acomodação da saída do conversor *boost*. O tempo de acomodação deve durar apenas poucos ciclos, dependendo da dinâmica do controle do conversor.

A desvantagem do uso de conversores *boost* é sua complexidade maior do que das demais técnicas anteriormente citadas, pois embora conversores *boost* sejam facilmente encontrados no mercado, é necessário o projeto de um sistema de controle específico para a aplicação.

A mitigação de afundamentos de tensão em AVVs pelo uso de conversores *boost* é tratada com maiores detalhes nos capítulos que se seguem, bem como uma comparação mais acurada entre esta e as demais soluções mencionadas neste trabalho.

2.4. Conclusão

Neste capítulo, foram abordados os efeitos dos afundamentos de tensão em acionamentos de velocidade variável. Foi visto que um AVV está sujeito a alterações no seu funcionamento normal quando submetido a estes distúrbios, pois sua tensão de barramento CC decai rapidamente podendo fazer atuar sua proteção contra subtensão e, em alguns casos, de sobrecorrente. Outras vezes, embora não atue nenhuma proteção, o nível de tensão no barramento CC não é suficiente para manter a tensão de saída em condições normais, podendo causar flutuações, desbalanceamento e deformação na forma de onda das tensões de saída.

Foi visto ainda as principais formas de mitigação a afundamentos de tensão em AVVs mencionadas na literatura, a mitigação regenerativa, a adição de neutro ao estágio de retificação, o aumento da capacitância do barramento CC e a conexão de conversores *boost* ao AVV.

A mitigação regenerativa tem a vantagem de possuir um custo praticamente nulo e simples implementação, sendo apenas necessária uma modificação no *software* do equipamento, mas só é recomendável sua aplicação em motores de grande porte com cargas de grande inércia e que tolerem variações de velocidade e torque.

A adição de um condutor neutro ao estágio de retificação do AVV é também uma técnica de implementação simples e permite um ganho de 15% na tensão do barramento CC, porém possui a desvantagem de inserir correntes harmônicas de ordem tripla, principalmente a terceira harmônica no sistema, embora por um curto intervalo de tempo, e de serem necessários dois capacitores em série no barramento e o acesso ao neutro da fonte.

O aumento da capacitância do barramento CC talvez seja o método mais simples de se mitigar afundamentos de tensão em AVVs, porém, seu custo torna-se muito alto para mitigar afundamentos de duração maior e pode exigir um sistema para diminuir a corrente de *inrush* dos capacitores, na sua energização.

A conexão de conversores *boost* ao barramento CC do AVV é uma solução bastante interessante do ponto de vista técnico e financeiro. É uma das soluções que possui menor custo e melhor resposta aos afundamentos de tensão podendo mitigar afundamentos severos de até cerca de 0,3pu enquanto durarem os mesmos.

3.1. Introdução

O conversor *boost* é um conversor CC-CC cuja tensão de saída é maior ou igual à tensão de entrada. Possui entrada com característica de fonte de corrente devido a presença do indutor em série com a fonte de tensão de alimentação, e saída com característica de fonte de tensão, o que é assegurado pelo capacitor conectado à saída do conversor. A topologia de um conversor *boost* básico não isolado esta mostrada na figura 3.1

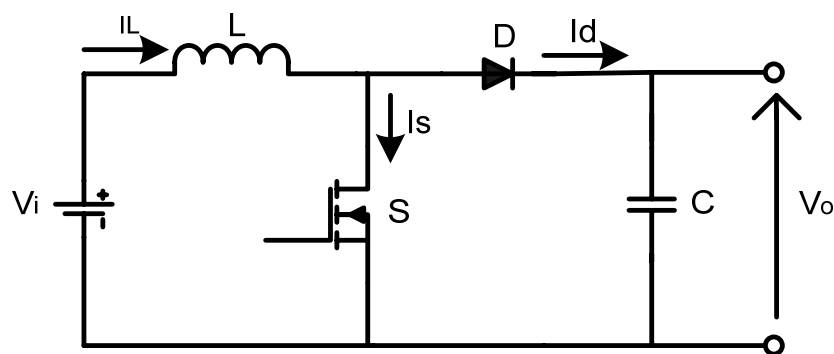


Figura 3.1. Topologia do conversor *boost*.

Dependendo do valor da indutância do indutor filtro de entrada e do valor da corrente de carga, o conversor *boost* PWM (*Pulse Width Modulation*) apresenta dois modos de operação: o Modo de Condução Contínua (MCC) e o Modo de Condução Descontínua (MCD). Durante a transição de ambos os modos aparece o modo de condução crítica. O conversor *boost* pode ser projetado para operar somente no modo de condução descontínua. Por outro lado, não existe conversor *boost* operando somente no modo de condução contínua, pois isso implicaria projetar um indutor com valor de indutância infinita. Então, para evitar esse problema, projeta-se o indutor de modo que o conversor garanta a operação no modo de condução contínua numa determinada faixa da potência de saída escolhida pelo projetista. Na faixa de potência complementar vai operar em modo de condução descontínua. Em resumo, o modo de operação do conversor influencia na sua dinâmica e concepção de controle.

3.2. Análise em Modo de Condução Contínua

O conversor *boost* em MCC (modo de condução contínua) possui duas etapas de operação: a primeira etapa ocorre enquanto a chave S estiver ligada e a segunda quando a chave esta desligada. Ambas as etapas são descritas a seguir:

1ª Etapa (t_0-t_1): A chave S é ligada polarizando reversamente o diodo D, assim o circuito de entrada é isolado do circuito de saída, como mostra a figura 3.2a. A fonte de entrada V_i fornece energia unicamente para o indutor L. Durante esta etapa, o capacitor C conectado à saída do conversor fornece energia para a carga.

2ª Etapa (t_1-t_2): A chave S é desligada, como já havia um fluxo de corrente estabelecido através do indutor, o mesmo imediatamente assume polaridade inversa à da primeira etapa (segundo a Lei de Lenz). A tensão no indutor adicionada à tensão da fonte garantem a polarização direta do diodo, permitindo, assim, que a carga passe a receber energia da fonte de alimentação e do indutor (que já armazenara energia na etapa anterior). O circuito fica conforme mostrado na figura 3.2b. Nesta etapa, também o capacitor recebe energia da fonte e do indutor, armazenando-a até uma nova etapa semelhante à primeira.

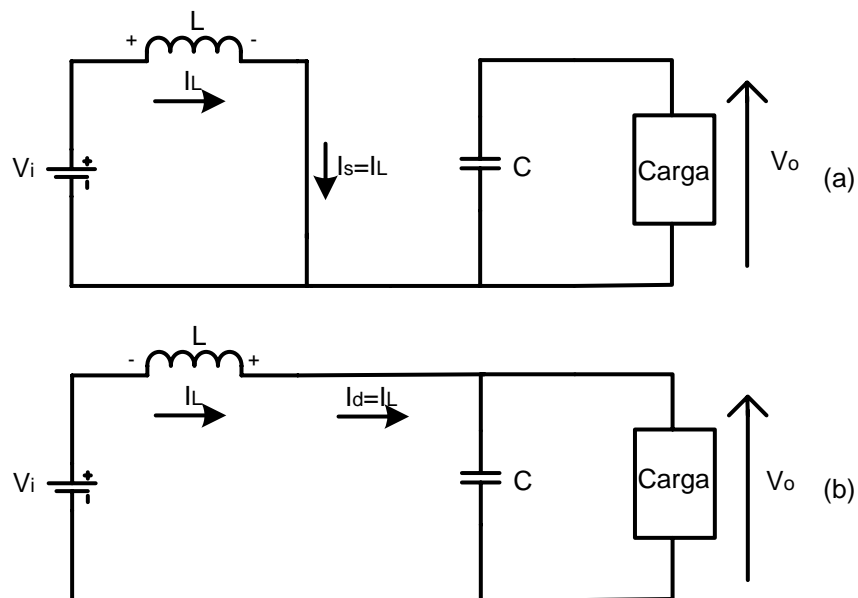


Figura 3.2. Etapas de operação em modo de condução contínua
(a) Primeira etapa; (b) Segunda etapa.

A característica de transferência estática do conversor *boost*, isto é, seu ganho de tensão, pode ser obtido por meio da análise matemática da energia fornecida pela fonte e da

energia recebida pela carga [17]. A energia fornecida pela fonte de entrada no modo de condução contínua é dada pela expressão (3.1).

$$E_i = V_i \cdot I_L \cdot T \quad (3.1)$$

Na equação (3.1) E_i é a energia fornecida pela fonte, V_i é a tensão de entrada do conversor, I_L é a corrente no indutor e T é o período de chaveamento, já que a corrente no indutor não é interrompida em nenhuma das etapas de operação.

Desconsiderando perdas, a energia recebida pela carga é dada por:

$$E_o = V_o \cdot I_L \cdot (t_2 - t_1) \quad (3.2)$$

em que E_o é a energia recebida pela carga, V_o é a tensão de saída do conversor, I_L é a corrente no indutor, e $(t_2 - t_1)$ é o intervalo de tempo quando a chave esta desligada.

Considerando o circuito ideal, resulta que a energia fornecida pela fonte é toda ela entregue a carga como é expressa pela equação (3.3),

$$E_i = E_o \quad (3.3)$$

Assim,

$$V_i \cdot I_L \cdot T = V_o \cdot I_L \cdot (t_2 - t_1) \quad (3.4)$$

Porém,

$$T = t_2 \quad (3.5)$$

sendo t_1 o tempo de condução da chave, isto é, o tempo de duração da primeira etapa de operação.

O ciclo de trabalho, ou razão cíclica D , por definição, é:

$$D = \frac{t_1}{T} \quad (3.6)$$

Desta forma, substituindo a equação 3.6 na equação 3.5 e depois em 3.4, tem-se:

$$V_i \cdot I_L \cdot T = V_o \cdot I_L \cdot (T - D \cdot T) \quad (3.7)$$

Simplificando a equação 3.7, obtem-se o ganho de tensão G_v :

$$G_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (3.8)$$

A figura 3.3 apresenta o ganho de tensão G_v de um conversor *boost* em função de sua razão cíclica.

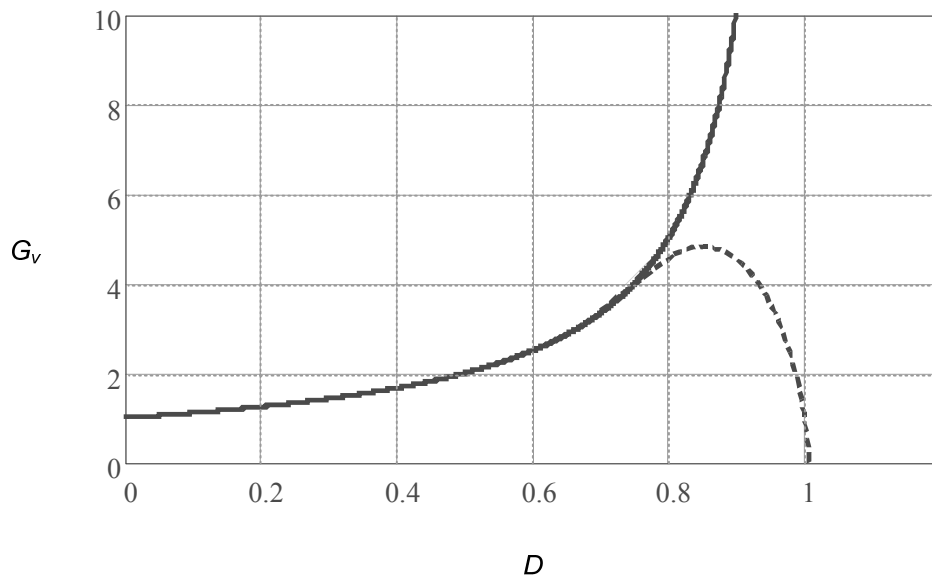


Figura 3.3. Ganho de tensão em função da razão cíclica.

Na figura 3.3, a linha cheia representa o ganho de tensão considerando os semicondutores e o indutor ideais, a linha tracejada considera as não idealidades do circuito. Considerando todos os componentes do conversor ideais, o ganho de tensão tende a valores muito altos para razões cíclicas maiores que 0,8 (linha cheia). Com componentes reais, como pode ser observado na curva tracejada, para razão cíclica igual a zero o ganho de tensão é unitário, e para razão cíclica próxima a 0,8, alcança seu máximo valor. Uma razão cíclica próxima à unidade leva a curva do ganho de tensão a um comportamento diferente do intervalo compreendido entre 0 e cerca de 0,8, quando há uma queda brusca no ganho com o aumento da razão cíclica. Com a razão cíclica próxima a 1, o ganho de tensão tende a zero. Este comportamento no intervalo da razão cíclica compreendido entre 0,8 e 1 deve-se às não idealidades dos semicondutores e do indutor. Por este motivo na prática, aconselha-se trabalhar com valores de razão cíclica menores que 0,8.

As principais formas de onda em um conversor *boost* operando em MCC são apresentadas na figura 3.4.

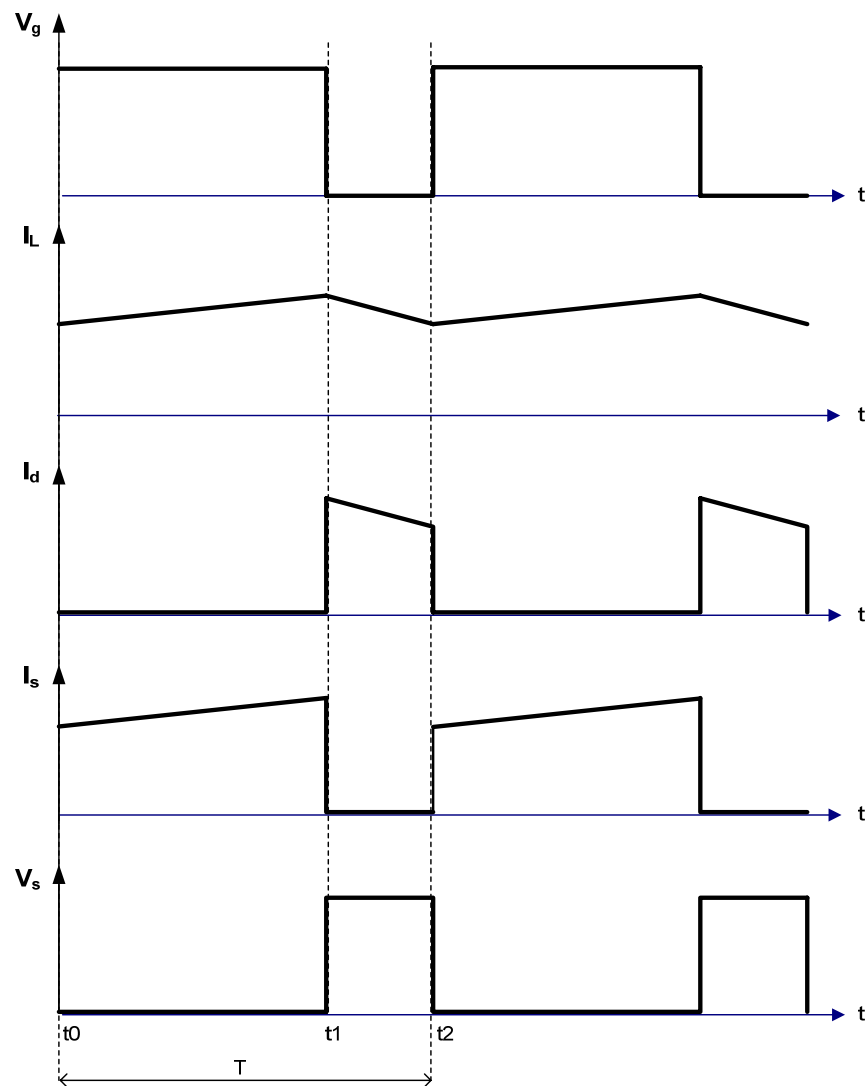


Figura 3.4. Formas de onda num conversor *boost* em MCC.
 V_g – pulso no gatilho da chave; I_L – Corrente no indutor; I_d – Corrente no diodo;
 I_s – Corrente na chave e V_s – tensão na chave.

O equacionamento que descreve o comportamento das principais grandezas elétricas no conversor *boost* operando em MCC são apresentadas a seguir.

A corrente no indutor I_L conforme a figura 3.4, cresce de forma aproximadamente linear durante o tempo de condução da chave t_1 , assim, sua função, durante este intervalo, apresenta uma variação linear, como expressa a equação (3.9).

$$I_L = I_m + \frac{\Delta I}{\Delta t} \cdot t \quad (3.9)$$

em que I_L é a corrente elétrica através do indutor, I_m é o valor mínimo de corrente alcançada no indutor, isto é, no instante de transição entre a abertura e o fechamento da chave, ΔI e Δt são as variações respectivas de corrente e tempo desde o fechamento até uma nova abertura da chave, e t é uma variável temporal.

Pela teoria fundamental de circuitos elétricos, a tensão sobre o indutor num determinado intervalo de tempo é expressado por (3.10).

$$V_L = V_i = L \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t} \Rightarrow \frac{\Delta I}{\Delta t} = \frac{V_i}{L} \quad (3.10)$$

como V_L representa a tensão sobre o indutor durante o período de fechamento da chave e V_i é a tensão de entrada.

Assim, substituindo-se (3.10) em (3.9), tem-se:

$$I_L = I_m + \frac{V_i}{L} \cdot t \quad (3.11)$$

Uma importante relação pode ser tirada da equação 3.11, a relação entre o máximo e o mínimo valor assumido pela corrente no indutor.

A corrente máxima no indutor é atingida em $t=t_1$, no momento da abertura da chave. Dessa forma, tem-se $I_L=I_M$, sendo I_M a corrente máxima no indutor.

$$I_M = I_m + \frac{V_i}{L} \cdot t_1 \quad (3.12)$$

Um outro modo de relacionar matematicamente a menor e a maior corrente no indutor é fazendo um arranjo matemático semelhante para o período de decrescimento da corrente no indutor, isto é, durante o tempo em que a chave permanece aberta. Então,

$$I_m = I_M - \frac{V_o - V_i}{L} \cdot (T - t_1) \quad (3.13)$$

O diodo apenas conduz enquanto a chave está aberta, sendo assim, a corrente elétrica que flui através dele é a mesma corrente do indutor enquanto a chave está aberta:

$$I_d = I_L = I_M - \frac{V_o - V_i}{L} \cdot t \quad (3.14)$$

Durante todo o ciclo de trabalho, o diodo fica reversamente polarizado e sua corrente é nula.

Semelhantemente, a corrente elétrica através da chave é a mesma que passa através do indutor enquanto a chave está fechada, o que a faz:

$$I_s = I_L = I_m + \frac{V_i}{L} \cdot t \quad (3.15)$$

Durante todo o resto do ciclo de trabalho a chave permanece aberta e sua corrente é nula.

A corrente de saída é a mesma corrente que passa pelo diodo *boost*, assim seu valor médio, é:

$$I_o = \frac{1}{T} \int_0^T I_d(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{(1-D) \cdot T} \left(I_M - \frac{(V_o - V_i)}{L} \cdot t \right) dt \quad (3.16)$$

Resolvendo a equação 3.16, obtém-se:

$$I_o = \frac{(I_M + I_m) \cdot (1 - D)}{2} \quad (3.17)$$

Como o valor médio da corrente no indutor tanto no período em que a chave está aberta como no período em que a mesma se mantém fechada é a média de seus valores extremos, assim,

$$I_{Lmed} = \frac{(I_M + I_m)}{2} \quad (3.18)$$

Das equações (3.17) e (3.18), pode-se tirar que

$$I_o = I_{Lmed} \cdot (1 - D) \quad (3.19)$$

Uma especificação importante para o projeto de um conversor *boost* é a ondulação de corrente no indutor. A ondulação de corrente no indutor será a diferença entre a máxima e a mínima corrente, o que pode ser encontrado fazendo a diferença entre as equações (3.12) e (3.13), como é escrita a seguir:

$$\Delta I = I_M - I_m = I_m + \frac{V_i}{L} \cdot t_1 - \left[I_M - \frac{V_o - V_i}{L} \cdot (T - t_1) \right] \quad (3.20)$$

Simplificando a equação (3.18) e fazendo $t_1 = DT$, da equação (3.6) e $V_o = V_i / (1 - D)$, da equação (3.8), tem-se:

$$\Delta I = \frac{V_i}{L} \cdot D \cdot T \quad (3.21)$$

A ondulação relativa de corrente é um parâmetro importante no projeto do conversor *boost*. Trata-se da relação entre a ondulação de corrente no indutor e seu valor médio quando o conversor opera com carga nominal. A ondulação relativa está expressa matematicamente a seguir:

$$\Delta I_R = \frac{\Delta I}{I_L} \quad (3.22)$$

em que I_L é a corrente do indutor quando o *boost* opera com carga nominal. A corrente no indutor pode ser colocada em função da resistência de carga e da tensão de entrada, pois,

$$P_i = V_i \cdot I_{Lmed} \quad (3.23)$$

Porém, se forem desprezadas as perdas,

$$P_i = P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (3.24)$$

sendo R a resistência de carga. Assim,

$$\frac{V_o^2}{R} = V_i \cdot I_{Lmed} \quad (3.25)$$

Como V_o pode ser escrito em termos de V_i , da equação (3.8), então:

$$V_i \cdot I_{Lmed} = \frac{V_i^2}{R \cdot (1-D)^2} \Rightarrow I_{Lmed} = \frac{V_i}{R \cdot (1-D)^2} \quad (3.26)$$

Desta forma, a ondulação de corrente relativa pode ser escrita, substituindo-se (3.26) e (3.21) em (3.22), como:

$$\Delta I_R = \frac{\frac{V_i}{L} \cdot D \cdot T}{\frac{V_i}{R \cdot (1-D)^2}} = \frac{R}{L} \cdot T \cdot D \cdot (1-D)^2 \quad (3.27)$$

A partir da equação (3.27), define-se a ondulação de corrente parametrizada, β tal como é escrita a seguir:

$$\beta = \frac{L}{T \cdot R} \cdot \Delta I_R = D \cdot (1-D)^2 \quad (3.28)$$

A figura 3.5 mostra um gráfico da ondulação de corrente parametrizada em função da razão cíclica de operação do conversor.

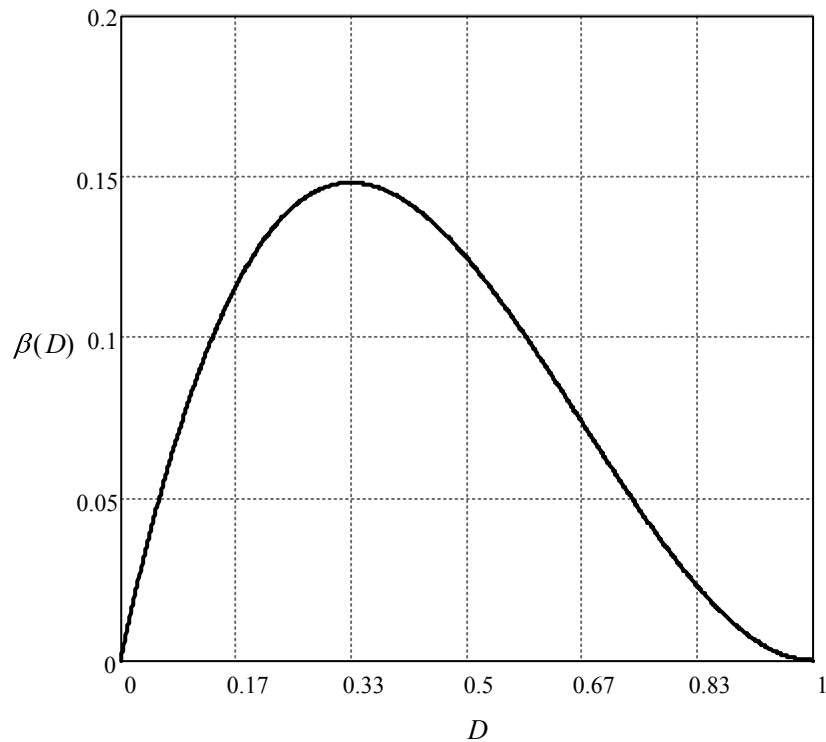


Figura 3.5. Ondulação de corrente parametrizada.

Conforme o gráfico da figura 3.5, a razão cíclica na qual a ondulação relativa de corrente é máxima é 0,33. Assim, deve ser assumido este valor para o cálculo da indutância, de modo que não haja nenhum valor de tensão de entrada para o qual a ondulação de corrente no indutor ultrapasse o valor especificado no projeto.

A corrente de entrada do conversor *boost* apresenta uma pequena ondulação que depende, principalmente, do valor da indutância como é escrita na equação (3.9); também, a tensão de saída possui uma pequena ondulação que dependerá do valor da capacitância conectada à saída do conversor. Como a corrente no capacitor durante o tempo de condução t_1 é igual a corrente de saída, que é expressa por:

$$i_c = I_o = C \cdot \frac{\Delta V_c}{t_1} \quad (3.29)$$

Onde ΔV_c é a ondulação de tensão no capacitor e i_c é a corrente através do capacitor.

Como a tensão no capacitor é igual à tensão de saída, fazendo-se $t_1=DT$, pode-se escrever:

$$\Delta V_o = \frac{I_o}{C} \cdot D \cdot T \quad (3.30)$$

3.3. *Análise em Modo de Condução Descontínua*

Conforme mencionado no ítem 3.1, o conversor *boost* também pode operar no Modo de Condução Descontínua (MCD), isto é, a corrente do indutor chega a um valor nulo antes de completar o período de chaveamento [17]. Isso acontece porque o valor da indutância é finito. Esta relação entre a corrente média de saída e os valores máximos e mínimos da corrente no indutor pode ser vista na equação (3.17).

Como, no caso da condução crítica, a corrente mínima no indutor é nula, então, de acordo com a equação (3.15), enquanto $t \leq t_1$,

$$I_L = \frac{V_i}{L} \cdot t \quad (3.31)$$

Quando $t=t_1$, $I_L=I_M$, tornando a equação (3.31) em:

$$I_M = \frac{V_i}{L} \cdot t_1 \Rightarrow I_M = \frac{V_i}{L} \cdot D \cdot T \quad (3.32)$$

Da equação (3.18), tem-se:

$$I_{Lmed} = \frac{I_M}{2} \quad (3.33)$$

Nestas condições, pode-se encontrar o valor da menor corrente de saída necessária para que o conversor *boost* não opere em MCD conforme a equação (3.34):

$$I_o = \frac{I_M}{2} \cdot (1-D) \quad (3.34)$$

Substituindo (3.32) em (3.34) resulta em,

$$I_o = \frac{V_i \cdot T}{2 \cdot L} \cdot D \cdot (1-D) \quad (3.35)$$

O valor médio da corrente de saída para a condução crítica pode ainda ser encontrada em função da tensão de saída de acordo com (3.8) e (3.35):

$$I_o = \frac{V_o \cdot T}{2 \cdot L} \cdot D \cdot (1 - D)^2 \quad (3.36)$$

Uma outra forma de expressar a corrente média do indutor em modo de condução crítica, é colocando-a diretamente em função da razão cíclica. Isso pode ser encontrado substituindo-se a equação (3.36) na equação (3.19), o que resulta na equação (3.37):

$$I_{Lmed} = \frac{V_o \cdot T}{2 \cdot L} \cdot D \cdot (1 - D) \quad (3.37)$$

Na maioria das aplicações do conversor *boost*, a tensão de entrada varia, enquanto que a tensão de saída permanece fixa [17], variando assim a razão cíclica. Por este motivo é importante se expressar matematicamente as grandezas em função da razão cíclica.

Para se conhecer em que modo de operação o conversor esta operando para uma dada razão cíclica, pode-se consultar uma curva semelhante as da figura 3.6, onde são mostradas as correntes médias no indutor e na saída do conversor em função da razão cíclica, mantendo-se a tensão de saída constante. Um ponto na região acima de cada curva indica o funcionamento do conversor no modo de condução contínua, enquanto que um ponto abaixo de cada curva indica o seu funcionamento no modo de condução descontínua [18].

Os valores máximos das correntes nas curvas da figura 3.6 podem ser encontrados aplicando-se o teorema dos máximos e mínimos às equações (3.36) e (3.37). Verifica-se que o máximo valor de corrente média na saída do conversor, considerando-se sua tensão de saída constante, ocorre para $D=0,33$, enquanto que nas mesmas condições, a máxima corrente média no indutor ocorre para $D=0,5$. Assim,

$$I_{o \max} = 0.0074 \cdot \frac{V_o \cdot T}{L} \quad (3.38)$$

$$I_{Lmed \max} = \frac{V_o \cdot T}{8 \cdot L} \quad (3.39)$$

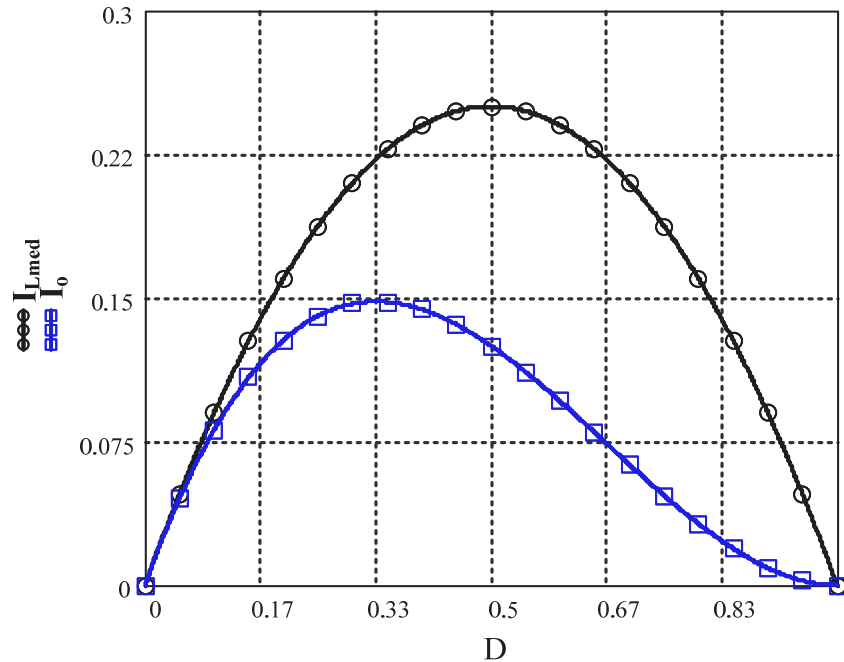


Figura 3.6. Correntes médias na saída e no indutor em condução crítica.

Em termos de projeto, é importante conhecer o valor limite de indutância entre os modos de operação contínua e descontínua. Esse valor é chamado de indutância crítica [18] e pode ser obtido através da equação (3.17), fazendo-se $I_m=0$ e substituindo-se o valor de I_M pelo da expressão (3.32). Desta forma encontra-se:

$$L_{crit} = \frac{V_i \cdot D \cdot (1-D) \cdot T}{2 \cdot I_o} \quad (3.40)$$

Diferentemente do modo de operação em condução contínua, quando opera no modo de condução descontínua, o conversor *boost* apresenta três etapas de funcionamento [17]. As mesmas são descritas a seguir:

1ª Etapa (t0-t1): Nesta etapa a chave está fechada e o diodo polarizado reversamente. A fonte de alimentação transfere energia ao indutor e sua corrente cresce linearmente desde zero até atingir o valor máximo. Durante esta etapa o capacitor de saída fornece energia à carga.

2ª Etapa (t1-t2): A chave é aberta e o diodo é polarizado diretamente. O indutor e a fonte fornecem energia à carga e ao capacitor. A etapa finaliza quando a corrente através do indutor é igual zero e o diodo novamente polariza reversamente.

3ª Etapa (t₂-t₃): Ainda com a chave aberta, a corrente da fonte e do indutor permanecem nulas, isto é, a fonte não fornece energia nesta etapa de operação. Apenas o capacitor descarrega fornecendo energia à carga.

Na figura 3.7 são mostradas as três etapas de operação do conversor *boost* em modo de condução descontínua.

As principais formas de onda para a operação do conversor *boost* em MCD estão mostradas na figura 3.8.

A corrente máxima que circula pelo indutor é calculada de forma semelhante à equação (3.12), no modo de condução contínua, porém fazendo-se $I_m=0$:

$$I_M = \frac{V_i}{L} \cdot t_1 \quad (3.41)$$

A equação (3.42) é determinada desde o intervalo (t₂-t₁),

$$I_M = \frac{V_o - V_i}{L} \cdot (t_2 - t_1) \quad (3.42)$$

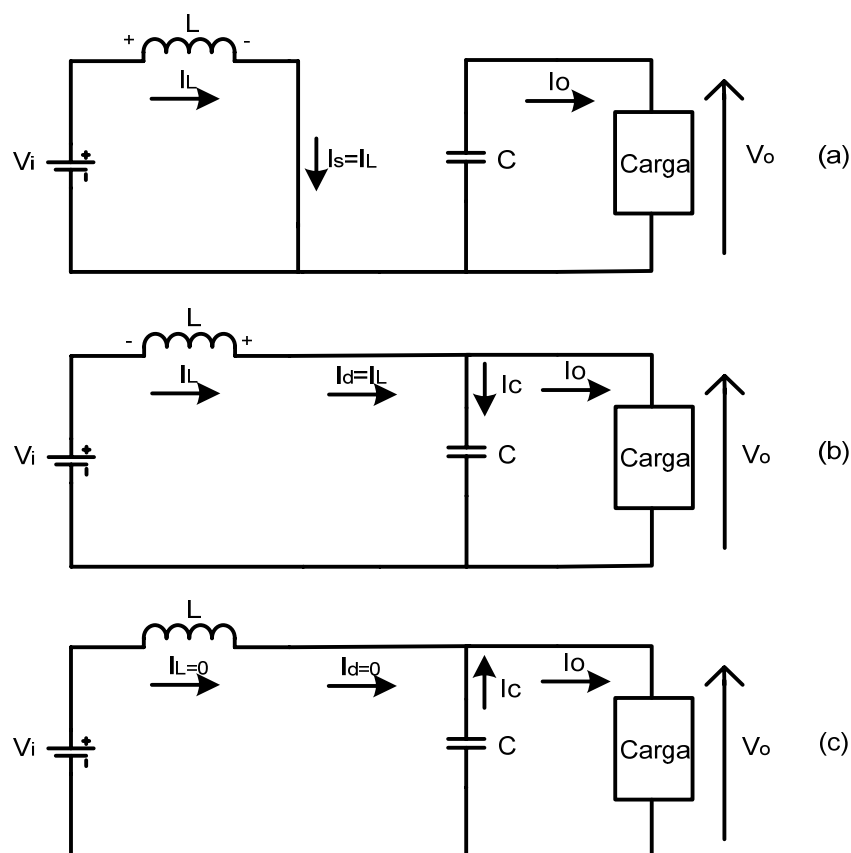


Figura 3.7. Etapas de operação em modo de condução descontínua
(a) Primeira etapa; (b) Segunda etapa; (c) Terceira etapa.

Igualando-se as equações (3.21) e (3.42), é encontrada a equação (3.43).

$$\frac{t_1}{t_2 - t_1} = \frac{V_o - V_i}{V_i} \quad (3.43)$$

A partir da expressão (3.43) é possível chegar ao ganho estático do conversor em modo de condição descontínua como mostrado na equação (3.44)

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{t_1}{t_2 - t_1} \quad (3.44)$$

No que diz respeito ao projeto de um conversor, é interessante expressar o ganho em função de parâmetros normalmente especificados [17]. Para tal caso é usado a equação (3.45),

$$I_{Lmed} - I_{dmed} = I_{smed} \quad (3.45)$$

Da figura 3.8, pode-se desenvolver a expressão (3.45) para:

$$I_{Lmed} - I_{dmed} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{I_M}{t_1} \cdot t dt \quad (3.46)$$

Fazendo-se $t_1 = DT$ e simplificando a expressão (3.46), tem-se:

$$I_{Lmed} - I_{dmed} = \frac{I_M}{2} \cdot D \quad (3.47)$$

Considerando-se o rendimento unitário, pode-se escrever que:

$$V_i \cdot I_{Lmed} = V_o \cdot I_{dmed} \quad (3.48)$$

Como $I_{dmed} = I_o$, é válida a relação:

$$\frac{I_{Lmed}}{I_o} = \frac{V_o}{V_i} \quad (3.49)$$

Com base nas equações (3.49) e (3.47), chega-se à expressão (3.50),

$$\frac{2}{D} \cdot I_o \cdot \left(\frac{V_o}{V_i} - 1 \right) = I_M \quad (3.50)$$

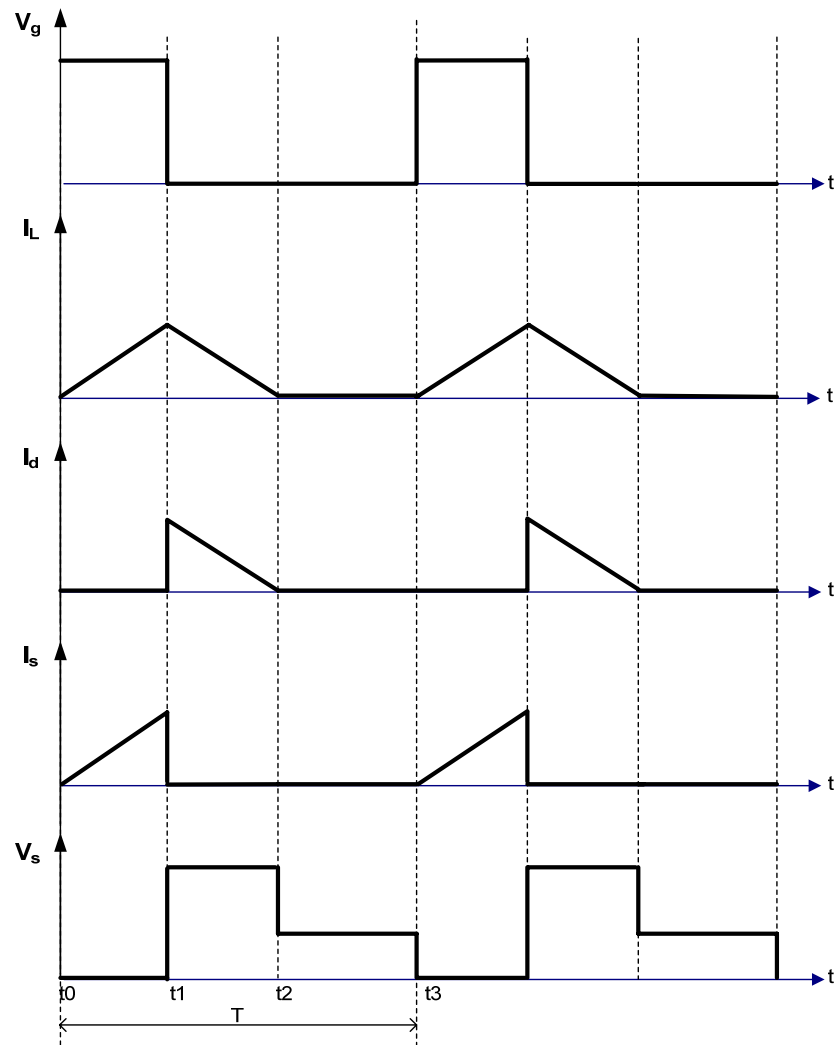


Figura 3.8. Formas de onda num conversor *boost* em MCD.
 V_g – pulso no gatilho da chave; I_L – Corrente no indutor; I_d – Corrente no diodo;
 I_s – Corrente na chave e V_s – tensão na chave.

Para o conversor *boost* operando em MCD, a equação (3.32) também é válida, assim, substituindo-se o valor de I_M , tem-se:

$$\frac{2}{D} \cdot I_o \cdot \left(\frac{V_o}{V_i} - 1 \right) = \frac{V_i}{L} \cdot D \cdot T \quad (3.51)$$

Simplificando a expressão (3.51), chega-se a expressão (3.52).

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{V_i \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L \cdot I_o} \quad (3.52)$$

Dividindo-se todos os termos da equação (3.52) por V_i e multiplicando-se por V_o obtém-se a equação:

$$\frac{V_o^2}{V_i^2} = \frac{V_o}{V_i} + \frac{V_o \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L \cdot I_o} \quad (3.53)$$

Fazendo-se V_o/I_o igual a R , que é a resistência de carga e organizando-se a equação, encontra-se a equação:

$$\frac{V_o^2}{V_i^2} - \frac{V_o}{V_i} - \frac{R \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L} = 0 \quad (3.54)$$

Resolvendo-se a equação em V_o/V_i , encontra-se o ganho estático do conversor *boost* em MCD, como é apresentado em (3.55).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + \sqrt{1 + 2 \cdot \frac{R \cdot D^2 \cdot T}{L}}}{2} \quad (3.55)$$

Pela equação (3.55) pode-se confirmar que o ganho estático em MCD é função da carga do conversor, pois é função da resistência de carga R .

3.4. Característica de Carga do Conversor Boost

As grandezas que definem em que modo de operação o conversor *boost* deve trabalhar são o valor da indutância, a razão cíclica e a corrente de carga. A forma como cada uma destas grandezas contribuirá para as características de operação do conversor *boost* são analisadas nesta seção.

Conforme é mostrado na figura 3.8, a corrente média na carga, que equivale à do diodo pode ser escrita como:

$$I_o = I_{dmed} = \frac{I_M \cdot (t_2 - t_1)}{2 \cdot T} \quad (3.56)$$

Substituindo (3.32) em (3.56), tem-se:

$$I_o = \frac{V_i \cdot (t_2 - t_1)}{2 \cdot L} \cdot D \quad (3.57)$$

O tempo t_0 pode ser colocado em função de parâmetros especificados em projeto através da expressão baseada na figura 3.8:

$$0 = I_M - \frac{V_o - V_i}{L} \cdot (t_2 - t_1) \quad (3.58)$$

Substituindo-se a equação (3.32) em (3.58) e rearranjando-se a expressão, tem-se:

$$(t_2 - t_1) = \frac{V_i}{V_o - V_i} \cdot D \cdot T \quad (3.59)$$

Então, substituindo-se (3.56) em (3.57), obtém-se:

$$I_o = \frac{V_i^2 \cdot T}{2 \cdot L \cdot (V_o - V_i)} \cdot D^2 \quad (3.60)$$

Admitindo-se a tensão de entrada do conversor constante, pode-se fazer uma parametrização da corrente de carga, definindo-se:

$$\gamma = \frac{2 \cdot L \cdot I_o}{V_i \cdot T} \quad (3.61)$$

Assumindo-se o ganho estático a como:

$$a = \frac{V_o}{V_i} \quad (3.62)$$

relacionando-se a e γ substituindo (3.61) e (3.62) em (3.60) e rearrumando obtém-se a expressão:

$$\gamma = \frac{1}{(a-1)} \cdot D^2 \quad (3.63)$$

E, ainda:

$$a = 1 + \frac{D^2}{\gamma} \quad (3.64)$$

Como $a=1/(1-D)$, a equação (3.63) é reescrita como:

$$\gamma = \frac{(a-1)}{a^2} \quad (3.65)$$

Fazendo-se a maximização da expressão (3.65), tem-se que o seu máximo ocorre em $a=2$, o que implica que o maior valor a ser assumido para γ é 0,25 [17].

A figura 3.9 mostra as curvas características de carga do conversor *boost* para diversos valores de razão cíclica. A curva tracejada representa a fronteira entre a região de operação entre o modo de condução contínua e descontínua. A região entre a curva tracejada e o eixo das ordenadas é a região em que o conversor *boost* trabalha no modo de condução descontínua, em todo o resto do gráfico o conversor opera em condução contínua.

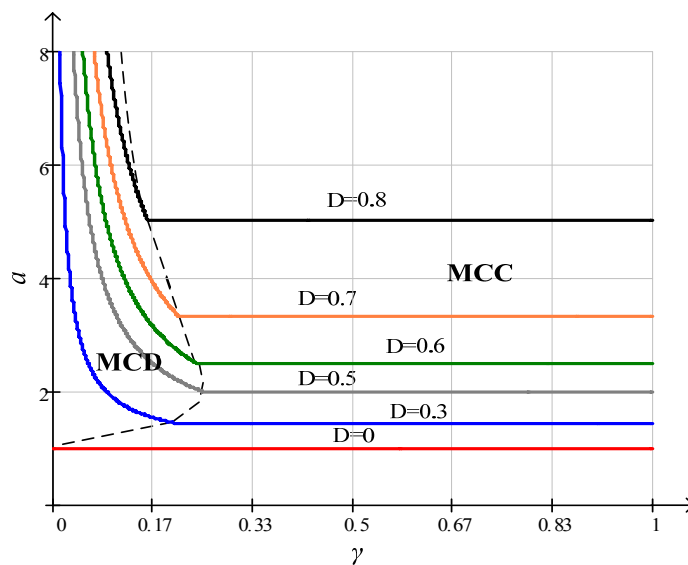


Figura 3.9. Característica de carga do conversor *boost*

A partir do gráfico da figura 3.9, pode-se concluir que para um determinado ciclo de trabalho, à medida que se diminui a corrente de carga, a operação do conversor se aproxima da condução descontínua. Assim, cargas leves podem levar o conversor *boost* a operar em modo de condução descontínua. Semelhantemente, dada uma carga e ciclo de trabalho fixos, quanto menor o valor de indutância utilizado para o conversor, mais a operação do mesmo se aproxima da região de condução descontínua. Para uma determinada razão na região de MCD o ganho de tensão cresce rapidamente.

3.5. *Filtros de Entrada e Saída*

Da equação (3.21) pode-se encontrar o valor de indutância necessária para manter a ondulação de corrente dentro do limite pré definido no projeto, assim:

$$L = \frac{V_i}{\Delta I} \cdot D \cdot T \quad (3.66)$$

Da mesma forma, o filtro capacitivo de saída deve ser dimensionado para manter a ondulação da tensão de saída dentro do limite estabelecido nas especificações de projeto, sendo encontrado o seu valor através da relação expressa em (3.30), logo:

$$C = \frac{I_o}{\Delta V_o} \cdot D \cdot T \quad (3.67)$$

Como a máxima ondulação de corrente ocorre para uma razão cíclica de 0,33, então deve ser este o valor de D a ser utilizado no cálculo da indutância do conversor. No caso do filtro capacitivo, a máxima ondulação de tensão ocorrerá para o maior valor de D . Assim, num projeto em que o conversor deve possuir uma tensão de saída constante e tensão de entrada variável, deve-se assumir o menor valor de tensão de entrada para definir a máxima razão cíclica, e assim, o valor da capacitância de filtro.

3.6. Projeto do Conversor

O projeto do conversor *boost* para aplicação de mitigação de efeitos de afundamentos de tensão, deve levar em consideração as particularidades desta aplicação tanto no que diz respeito aos aspectos dinâmicos como à operação em regime permanente.

O projeto do conversor deve considerar a máxima intensidade de afundamento de tensão que se deseja mitigar, principalmente se o conversor compartilhar da mesma fonte de alimentação que o AVV, pois, neste caso, para se manter uma tensão de saída constante, quanto menor o valor de tensão de entrada, maior deverá ser o valor do ciclo de trabalho. Porém, só se recomenda operar o conversor *boost* com uma razão cíclica de até 0,8 como ilustrado na figura 3.3, assim, não é recomendável a aplicação do conversor para mitigar afundamentos de intensidades para valores menores que 0,2pu. Em casos como o considerado, em que o conversor *boost* compartilhará a mesma fonte de alimentação que o AVV, embora haja a restrição da máxima intensidade de afundamento de tensão mitigável, não há restrições quanto à duração do evento, já que o conversor pode operar enquanto durar o afundamento. Entretanto, em casos em que o conversor *boost* é alimentado por uma fonte independente, como baterias, por exemplo, o conversor poderá mitigar qualquer afundamento, independentemente de sua intensidade, já que sua tensão de entrada é fixa, porém, pode surgir uma outra restrição qual seja, quanto menor a autonomia da fonte de alimentação do conversor *boost*, por menor tempo este poderá suprir a necessidade de fornecimento de energia do AVV. Assim, a alimentação independente do conversor força a preocupação com a duração máxima de afundamento que se deseja mitigar, enquanto que compartilhando da mesma alimentação da carga, deve-se preocupar com a máxima intensidade de afundamento para a mitigação.

A tensão de saída do conversor *boost* em regime permanente deve ser projetada para ser pouco inferior à tensão nominal do barramento CC do AVV para assegurar a polarização reversa do diodo *boost* na ausência de afundamentos de tensão para que não haja qualquer fluxo de energia através do conversor *boost* nestas condições.

Quanto ao projeto do controle, deve-se levar em consideração a necessidade de uma resposta o mais rápida possível para que se possa atender a necessidade imposta pela própria natureza dos afundamentos de tensão, que, geralmente, possuem uma rápida transição para o mínimo valor assumido no transitório, evitando assim uma maior redução da velocidade do

motor. No entanto, embora a resposta do controle necessite ser rápida, o sobresinal não pode exceder a especificação de sobretensão do AVV, desta forma, é importante que seja implementada uma função de *shutdown* no controle.

O diagrama esquemático do circuito de potência do conversor boost construído está apresentado na figura 3.10.

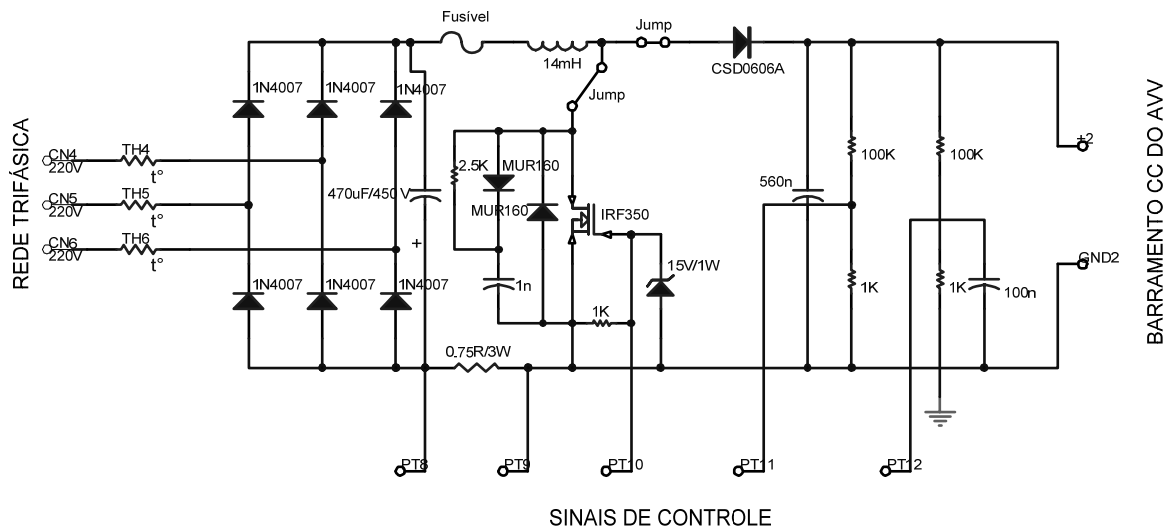


Figura 3.10. Diagrama esquemático do conversor boost construído.

3.6.1 Dimensionamento do Retificador de Entrada

No projeto, o retificador de entrada consta de uma ponte trifásica de diodos (ponte de Graetz) e um capacitor filtro. Portanto, o capacitor proporciona as características de fonte de tensão ao conversor *boost*.

O dimensionamento dos diodos do retificador trifásico é feito com base no tempo de condução de cada diodo, que é de 120° . Assim, a corrente média em cada diodo, será:

$$I_{dretmed} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_{in\ max} dt \quad (3.68)$$

Desenvolvendo-se a equação (3.68), encontra-se:

$$I_{dretmed} = \frac{I_{in\ max}}{3} \quad (3.69)$$

I_{inmax} é a corrente de entrada máxima que ocorre quando a tensão de entrada é mínima, isto é, 150V. Nestas condições, $I_{inmax}=1,33A$. Logo a corrente média nos diodos de retificação é:

$$I_{dretmed} = \frac{1,33}{3} = 0,44$$

A corrente eficaz através de cada diodo pode ser encontrada de forma semelhante, pela equação:

$$I_{dretref} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_{inmax}^2 dt} \quad (3.70)$$

Então, simplificando a equação (3.70), tem-se:

$$I_{dretref} = \sqrt{\frac{I_{inmax}^2}{3}} \quad (3.71)$$

o que resulta em,

$$I_{dretref} = \sqrt{\frac{1,33^2}{3}} = 0,77 \text{ A}$$

A tensão máxima reversa em cada diodo é a tensão aplicada aos terminais do diodo quando os mesmos não estiverem conduzindo. Para a devida especificação, adota-se o maior valor de tensão de entrada que ocorrerá, o que será a mesma tensão de saída. A pior condição de tensão reversa para cada diodo ocorrerá quando o outro diodo do mesmo braço da ponte retificadora estiver conduzindo. Neste caso, a tensão em cada diodo deverá ser pouco superior à tensão máxima retificada de entrada. Desta forma adota-se:

$$V_{dret} = 1,2 \cdot V_{inmax} \quad (3.72)$$

Logo,

$$V_{dret} = 1,2 \cdot 300 = 360 \text{ V}$$

Os diodos utilizados na retificação foram o 1N4007, cuja especificação de corrente máxima é de 1A e sua tensão máxima reversa é de 1000V.

O capacitor do filtro de entrada, C_{in} é determinado conforme a equação (3.73):

$$C_{in} = \frac{P}{3 \cdot f \cdot (V_{c_{in\max}}^2 - V_{c_{in\min}}^2)} \quad (3.73)$$

em que f é a frequência da rede, 60Hz; P é a potência do conversor *boost*; V_{cinmax} é a máxima tensão sobre o capacitor e V_{cinmin} é a mínima tensão no capacitor.

O capacitor utilizado no retificador foi um capacitor de 470 μ F/450V, Elna, adotado pela disponibilidade em laboratório. A ondulação de tensão que pode ser encontrada manipulando a equação (3.73) fica em torno de 4V.

Para diminuição dos custos de implementação do conversor, a ondulação pode ser admitida em cerca de 5%, o que implicaria em uma tensão mínima de 292V. Assim, a capacitância necessária seria de:

$$C_{in} = \frac{200}{3 \cdot 60 \cdot (311^2 - 292^2)} \cong 100 \mu F$$

3.6.2 Especificações Básicas do Conversor *Boost*

O conversor *boost* foi projetado para mitigar afundamentos de tensão de até 50% em um AVV trifásico cuja tensão de linha é 220V. Logo, a tensão nominal do barramento CC é:

$$V_{cc} = \sqrt{2} \cdot V_{linha} \quad (3.74)$$

Assim,

$$V_{cc} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311 V$$

V_{linha} é a tensão eficaz de linha na alimentação e V_{cc} é a tensão no barramento CC do AVV.

Como mencionado anteriormente, a tensão de saída do conversor em regime permanente é especificada para um valor pouco inferior à tensão nominal do barramento CC. Neste caso,

$$V_o = 300 V$$

Quanto à tensão de entrada, devem ser assumidos dois parâmetros, um valor máximo e um valor mínimo. Como no caso deste projeto o conversor *boost* será ligado à mesma fonte de

alimentação do AVV, para o valor máximo de tensão pode-se assumir o mesmo valor da tensão de saída, enquanto que para o valor mínimo deve-se considerar a máxima intensidade do afundamento de tensão que se deseja mitigar, assim:

$$V_{in\ max} = 300\ V$$

$$V_{in\ min} = 150\ V$$

A especificação de potência de saída do conversor deve ser pouco superior à do AVV. Neste caso, o AVV utilizado alimenta um motor de 1/4 hp, isto é, aproximadamente 186W. Logo a especificação deve ser pouco superior considerando as perdas do sistema:

$$P_o = 200\ W$$

Como o conversor deverá atuar apenas por poucos instantes, sem assim interferir permanentemente na eficiência do sistema, pode-se considerar seu rendimento 100%. Desta forma, tem-se a igualdade entre as potências de entrada e saída:

$$P_{in} = P_o = 200\ W$$

Com base nas especificações acima, pode-se calcular o valor da corrente média de saída como a seguir:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{200}{300} = 0,67\ A$$

No que diz respeito à corrente de entrada, esta deve ser especificada pelo maior valor médio que deverá assumir. Isso ocorrerá quando a tensão de entrada atingir o menor valor especificado, assim:

$$I_{in\ max} = \frac{P_{in}}{V_{in\ min}} = \frac{200}{150} = 1,33\ A$$

A frequência de chaveamento, por tratar-se de comutação dissipativa, onde as perdas são proporcionais à frequência de chaveamento, é especificada como é sugerido em [19]:

$$f_s = 40\ kHz$$

Uma frequência mais baixa não foi adotada para que não houvesse a necessidade de uma indutância muito grande e conseqüentemente, um indutor de grande volume.

Assim, o período de chaveamento é:

$$T = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{40 \text{ kHz}} = 25 \mu s$$

A ondulação de corrente no indutor assumida foi de 10% do seu valor máximo, assim:

$$\Delta I = 0,1 \cdot I_{in \max} = 0,1 \cdot 1,33 = 0,13 \text{ A}$$

3.6.3 Cálculo do Capacitor do Filtro de Saída

O capacitor de saída é encontrado com base na expressão (3.67), porém, no caso particular deste projeto, como o conversor *boost* será conectado ao barramento CC de um AVV, sua capacitância de saída será aquela existente no próprio barramento CC. No AVV utilizado verificou-se, por inspeção, que o valor de sua capacitância equivalente é de 330 μ F/400V. A resistência série, r_c do capacitor utilizado no AVV, é de aproximadamente 0,3 Ω , conforme o catálogo do fabricante (EPCOS).

Assim,

$$C = 330 \mu F \text{ e}$$

$$r_c = 0,3 \Omega$$

3.6.4 Cálculo do Indutor

A indutância de entrada é calculada pela equação (3.67), utilizando-se a tensão de entrada mínima já que esta é a condição onde a corrente de entrada é máxima:

$$L = \frac{V_{in \min}}{\Delta I} \cdot D \cdot T = \frac{150}{0,13} \cdot 0,5 \cdot 25 \cdot 10^{-6} \cong 14 \text{ mH}$$

As especificações necessárias para o núcleo de ferrite estão abaixo e podem ser encontradas em [19].

$$K_w = 0,7 \quad \text{fator de ocupação da janela do núcleo}$$

$$B_{\max} = 0,3 \quad \text{máxima densidade de fluxo magnético no núcleo}$$

$$J_{\max} = 300 \quad \text{máxima densidade de corrente elétrica no condutor do enrolamento}$$

Num núcleo do tipo E, o produto entre a área da perna central do núcleo e a área da janela é necessário para se especificar o núcleo e é encontrado com base na expressão (3.75):

$$A_p = \frac{L \cdot I_M \cdot I_{in\max} \cdot 10^4}{K_w \cdot B_{\max} \cdot J_{\max}} \quad (3.75)$$

I_M pode ser obtido da equação (3.18); fazendo-se $I_m = I_M - \Delta I$ e assumindo-se a corrente do indutor como o maior valor de corrente de entrada, tem-se que:

$$I_M = I_{in\max} + \frac{\Delta I}{2} \quad (3.76)$$

Da equação (3.75), tem-se o valor de I_M :

$$I_M = 1,33 + \frac{0,13}{2} = 1,4 \text{ A}$$

Logo,

$$A_p = \frac{9,3 \cdot 10^{-3} \cdot 1,4 \cdot 1,33 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 300} = 4,138 \text{ cm}^4$$

Com base nesta informação, o núcleo escolhido foi o NEE-42/21/20, cujas dimensões são apresentadas a seguir:

$A_e = 2,44 \text{ cm}^2$ área da seção transversal da perna central do núcleo magnético

$A_w = 2,46 \text{ cm}^2$ área da janela do núcleo

$A_p = A_w \cdot A_e = 6,0 \text{ cm}^4$ produto das áreas da perna central do núcleo magnético e da janela do núcleo

O número de espiras do enrolamento do indutor é encontrado pela expressão:

$$N = \frac{L \cdot I_M}{A_e \cdot B_{\max}} \cdot 10^4 \quad (3.77)$$

Substituindo-se os valores especificados, tem-se:

$$N = \frac{9,3 \cdot 10^{-3} \cdot 1,4}{2,44 \cdot 0,3} \cdot 10^4 = 267 \text{ espiras}$$

Assumiu-se, então, $N=270$ espiras.

Foram utilizados três condutores de 25 AWG, isto é, $0,16\text{mm}^2$ em paralelo para fazer o enrolamento, para ser reduzido o efeito pelicular.

O entreferro do indutor é calculado pela expressão (3.78):

$$l_g = \mu_r \cdot \mu_o \cdot A_e \cdot \frac{N^2}{2 \cdot L} \cdot 10^{-2} \quad (3.78)$$

em que μ_r e μ_o são respectivamente as permeabilidades magnéticas relativa do material do núcleo e do vácuo. Substituindo os valores encontra-se:

$$l_g = 1 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 2,44 \cdot \frac{270^2}{2 \cdot 14 \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{-2} = 0,078 \text{ cm}$$

A equação (3.78) não leva em consideração o efeito do espraçamento no entreferro. Para a correção do entreferro, considerando o efeito da dispersão do fluxo magnético nas bordas, deve-se multiplicar o resultado encontrado pela equação (3.78) por um fator de correção F que é dado pela expressão:

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot G}{l_g} \right) \quad (3.79)$$

em que G é a altura da janela do núcleo de ferrite (4,2cm para o NEE-42/21/20).

Assim, o novo valor do comprimento do entreferro deve ser:

$$l_g = 0,078 \cdot \left(1 + \frac{0,078}{\sqrt{2,44}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot 4,2}{0,078} \right) \right) = 0,109 \text{ cm}$$

3.6.5 Dimensionamento do Diodo *Boost*

O cálculo das correntes médias e eficazes utilizadas para especificar os semicondutores nesta seção são baseadas nas formas de onda da figura 3.4.

O diodo de saída do conversor *boost* é especificado com base nas correntes média e eficaz e a máxima tensão reversa a que ficará submetido.

O valor médio da corrente do diodo *boost* é o mesmo valor especificado para a corrente de saída, assim:

$$I_d = I_o = 0,67 \text{ A}$$

A corrente eficaz no diodo é calculada com base na expressão (3.80):

$$I_{def} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T} \left[I_M - \frac{\Delta I}{(1-D) \cdot T} \cdot t \right]^2 dt} \quad (3.80)$$

Simplificando-se a expressão e colocando-se I_M e ΔI em função de I_{inmax} , tem-se:

$$I_{def} = \sqrt{1-D} \cdot I_{inmax} \quad (3.81)$$

O valor da razão cíclica a ser adotado é aquele para o qual a corrente de entrada é máxima, isto é, a corrente para a qual a tensão de entrada é mínima, o que corresponde a 50% do valor da tensão nominal. Logo, o valor da razão cíclica a ser utilizada é 0,5. Portanto:

$$I_{def} = \sqrt{1-0,5} \cdot 1,33 = 0,94 \text{ A}$$

No que diz respeito à máxima tensão reversa especificada para o diodo *boost*, pode ser adotado um valor 20% maior que aquela a qual o diodo ficará submetido normalmente durante sua operação polarizado reversamente. Isto ocorrerá quando a chave estiver fechada, o que implica que a máxima tensão reversa sobre o diodo será a própria tensão de saída. Assim,

$$V_d = 1,2 \cdot V_o \quad (3.82)$$

Substituindo os valores em (3.75), tem-se:

$$V_d = 1,2 \cdot 300 = 360 \text{ V}$$

O diodo utilizado no protótipo de *boost* construído foi um diodo do tipo ultra-rápido com recuperação rápida, o CSD0606 da CREE, que pode suportar correntes de até 6A e uma tensão reversa de 600V.

3.6.6 Dimensionamento do Transistor

O valor da corrente média no transistor é encontrado pela expressão:

$$I_{smed} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} \left[I_m + \frac{\Delta I}{D \cdot T} \cdot t \right] dt \quad (3.83)$$

Simplificando a expressão e colocando-se I_m e ΔI em função de I_{inmax} , encontra-se:

$$I_{smed} = D \cdot I_{inmax} \quad (3.84)$$

Substituindo-se os valores de D e I_{inmax} ,

$$I_{smed} = 0,5 \cdot 1,33 = 0,66 \text{ A}$$

A corrente eficaz no transistor é encontrada pela equação (3.85):

$$I_{sef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{D \cdot T} \left[I_m + \frac{\Delta I}{D \cdot T} \cdot t \right]^2 dt} \quad (3.85)$$

Novamente colocando-se I_m e ΔI em função de I_{inmax} e resolvendo-se a equação, tem-se:

$$I_{sef} = \sqrt{D} \cdot I_{inmax} \quad (3.86)$$

Logo,

$$I_{sef} = \sqrt{0,5} \cdot 1,33 = 0,94 \text{ A}$$

A tensão de operação do transistor deve ser igual ou superior à tensão de saída, já que quando o mesmo está aberto, o diodo está diretamente polarizado e a tensão de saída está diretamente aplicada ao transistor. Desta forma, atribuindo-se um valor 20% superior, tem-se:

$$V_s = 1,2 \cdot V_o \quad (3.87)$$

Então, a tensão do transistor deve ser:

$$V_s = 1,2 \cdot 300 = 360 \text{ V}$$

O transistor adotada foi o mosfet IRFP350, que suporta 15A e 400V.

3.7. Controle Modo Corrente Média

Conforme foi mencionado no capítulo anterior, a mitigação de afundamentos de tensão em acionamentos de velocidade variável com conversores *boost* é uma solução eficiente e de baixo custo. No entanto, alguns cuidados devem ser tomados no projeto do conversor a ser utilizado, a começar pela escolha adequada de sua filosofia de controle.

O controle modo corrente média melhora a resposta dinâmica do sistema, apresenta imunidade a ruídos e diminui o erro estático introduzindo um alto ganho em baixas frequências e integrando o erro do amplificador de corrente [20].

Para a aplicação proposta, o controle modo corrente média é especialmente adequado já que permite, além de uma tensão de saída do *boost* com poucas variações assegurando uma tensão aceitável no barramento CC do AVV, ainda assegura que não haja variações significativas na corrente de entrada, evitando assim por ocasião de afundamentos de tensão grandes variações de corrente, o que sensibilizaria a proteção contra sobrecorrente do AVV.

O diagrama de blocos do controle modo corrente média [21] é mostrado na figura 3.11.

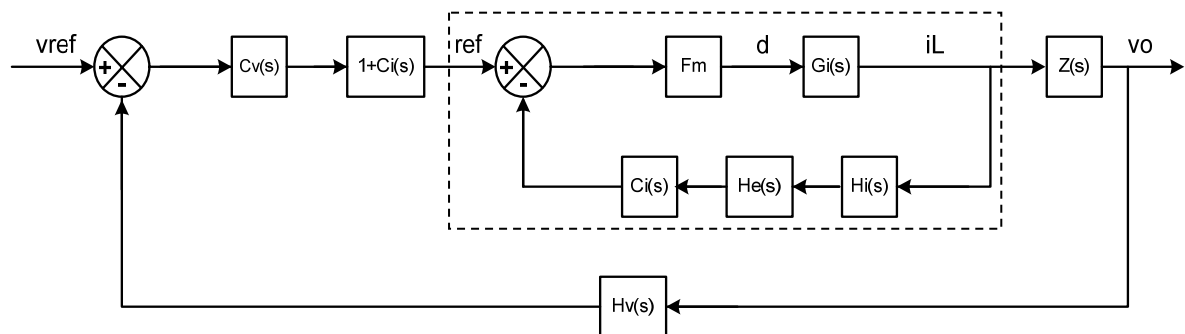


Figura 3.11. Diagrama de blocos do controle modo corrente média.

Na figura 3.11 a malha dentro da região tracejada corresponde à malha de controle de corrente enquanto que a malha externa representa a malha de controle de tensão que gera a referência da malha de corrente.

Na malha de corrente, F_m é o ganho do modulador, $G_i(s)$ é a função de transferência que relaciona corrente no indutor com a razão cíclica, i_L/d , $H_i(s)$ é o ganho de amostragem de corrente, $H_e(s)$ é um ganho de amostragem que representa as não idealidades que não são

consideradas na modelagem, principalmente, em altas frequências e $C_i(s)$ a função de transferência do compensador de corrente.

Na malha de tensão, $C_v(s)$ é o compensador de tensão, $H_v(s)$ o ganho de amostragem de tensão e $Z(s)$ é a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a corrente no indutor v_o/i_L .

Para o projeto do controle modo corrente média é necessário fazer primeiramente o projeto da malha de controle de corrente e depois o da malha de controle de tensão, já que aquela está incluída nesta.

O diagrama esquemático do circuito de controle do conversor implementado está mostrado na figura 3.12.

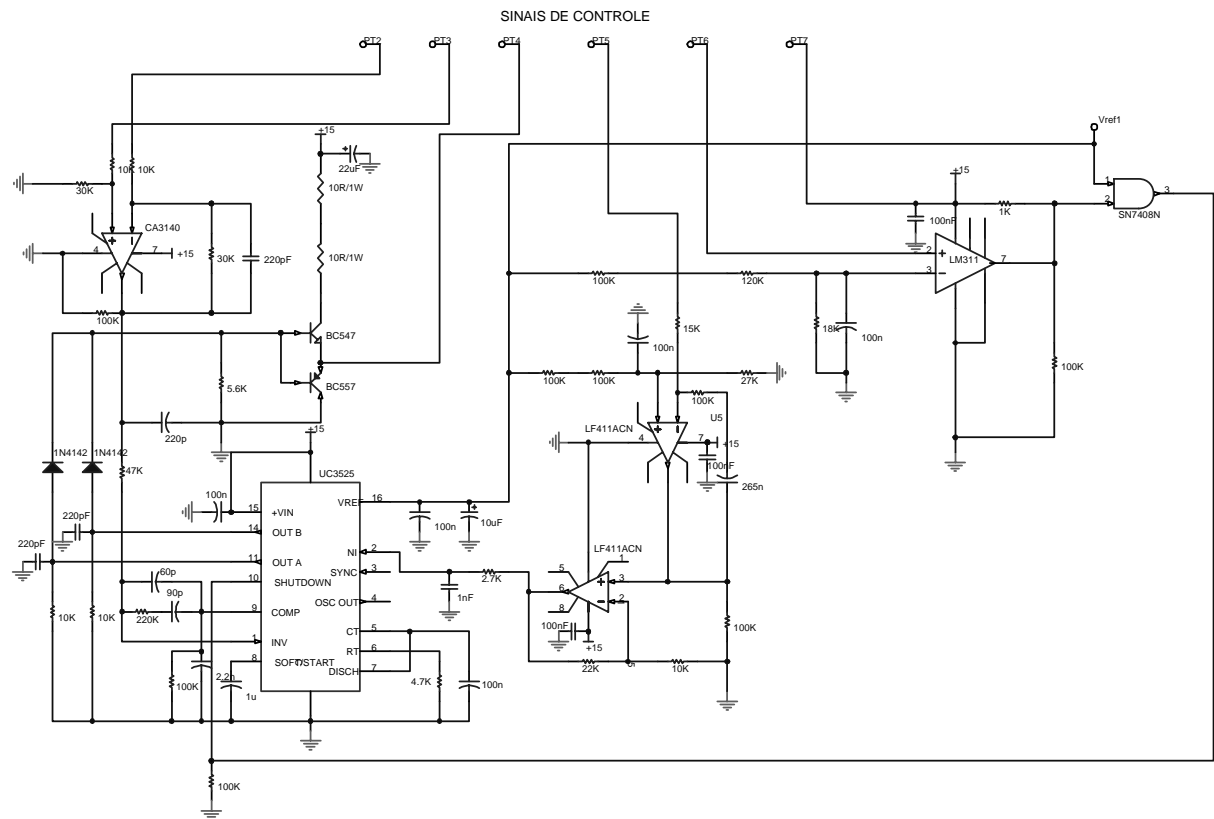


Figura 3.12. Diagrama esquemático do circuito de controle construído.

3.7.1 Projeto da Malha de Corrente

A função de transferência da planta da malha de corrente, como visto no início desta seção é i_L/d . A metodologia detalhada para se encontrar a função de transferência desejada em conversores CC-CC pode ser encontrada em [22]. A modelagem do conversor é baseada no modelo da chave PWM.

O modelo da chave PWM para pequenos sinais em MCC é mostrado na figura 3.13.

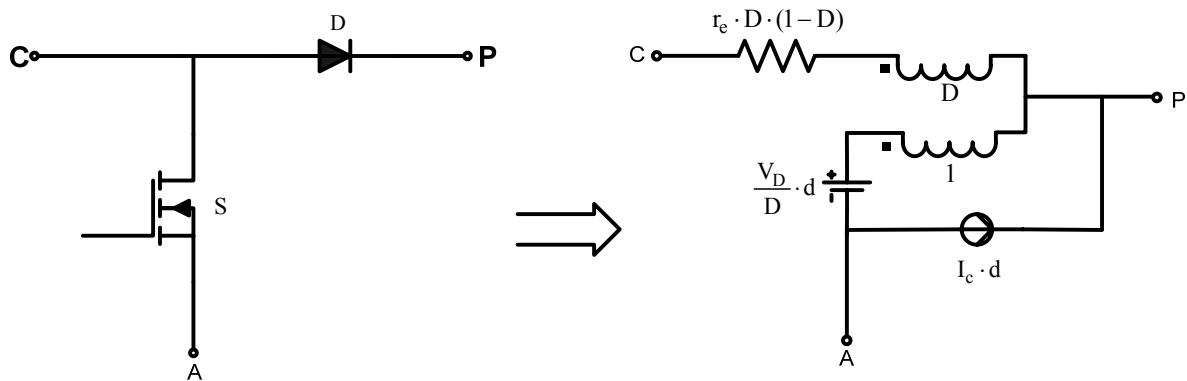


Figura 3.13. Modelo da chave PWM em MCC.

Na figura 3.14 está mostrado o modelo do conversor em operação em MCC para pequenos sinais.

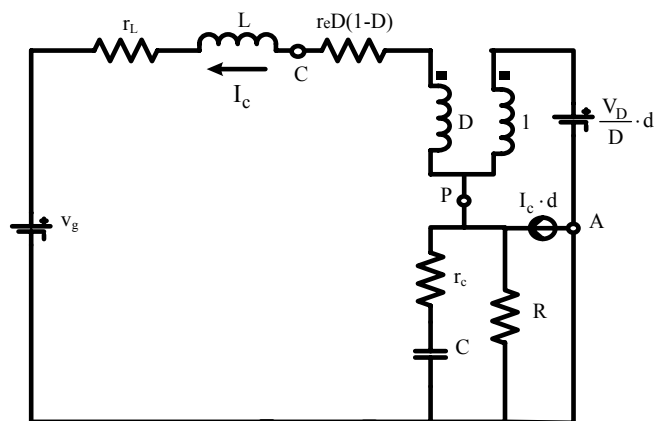


Figura 3.14. Modelo da chave PWM num conversor *boost* em MCC.

Para se extrair a função de transferência da planta, i_L/d , considera-se a perturbação da tensão de entrada, v_g , nula. Para facilitar os cálculos, as resistências do indutor, r_L , do capacitor, r_c , e a resistência r_e , podem também ser consideradas nulas sem alterar significativamente o comportamento da função de transferência do sistema. A tensão V_D é a

mesma tensão de saída V_o . A corrente I_c mostrada na figura é a corrente de entrada do modelo em CC, o que pode ser colocada em função de V_o , R e D , de acordo com as equações (3.8) e (3.26).

Fazendo-se estas considerações pode-se fazer a análise de malhas do circuito da figura 3.14 e alcançar a função de transferência da planta para o conversor *boost*, que é:

$$G_i(s) = \frac{V_o}{L} \cdot \frac{(s - z_1)}{(s - p_1) \cdot (s - p_2)} \quad (3.88)$$

em que:

$$z_1 = -\frac{2}{R \cdot C \cdot D - R \cdot C} \quad (3.89)$$

$$p_1 = \left(-\frac{1}{2} \cdot \frac{L - \sqrt{(L \cdot (L + 4 \cdot R^2 \cdot C \cdot D^2 + 8 \cdot R^2 \cdot C \cdot D + 4 \cdot R^2 \cdot C))}}{R \cdot L \cdot C} \right) \quad (3.90)$$

e

$$p_2 = \left(-\frac{1}{2} \cdot \frac{L + \sqrt{(L \cdot (L + 4 \cdot R^2 \cdot C \cdot D^2 + 8 \cdot R^2 \cdot C \cdot D + 4 \cdot R^2 \cdot C))}}{R \cdot L \cdot C} \right) \quad (3.91)$$

A função de transferência mostrada na equação (3.88) é a função de transferência da planta considerando-se a resistência série do capacitor e a resistência do indutor nulas.

A função de transferência da planta pode ser também escrita na sua forma aproximada, considerando-se a perturbação da tensão de saída também nula. Neste caso, fazendo-se a análise de malhas do circuito, tem-se:

$$G_i(s) = \frac{V_o}{L \cdot s} \quad (3.92)$$

No projeto do circuito de controle do conversor foi utilizada a função da planta mostrada na equação (3.88).

A função de transferência $H_e(s)$ que pode ser vista no diagrama da figura 3.10 é inserida para representar as não idealidades do conversor em altas frequencia (acima de $f_s/2$) que não são levadas em consideração quando é feito o levantamento da função de

transferência da planta. $H_e(s)$ que apresenta dois zeros no semiplano direito é dada pela equação (3.93).

$$H_e(s) = 1 + \frac{s}{\omega_n \cdot Q_z} + \frac{s^2}{\omega_n^2} \quad (3.93)$$

onde,

$$\omega_n = \pi \cdot f_s \quad (3.94)$$

$$Q_z = -\frac{2}{\pi} \quad (3.95)$$

Na equação (3.94) f_s é a frequência de chaveamento.

O bloco F_m representa o ganho do modulador, que é dado pelo inverso da amplitude da onda portadora dente de serra do integrado PWM. Assim:

$$F_m = \frac{1}{V_D} \quad (3.96)$$

sendo V_D a amplitude da onda portadora. Desde o catálogo do CI-SG3525, o valor de V_D é igual a 2,4V. Logo, o valor de F_m é:

$$F_m = \frac{1}{2,4} = 0,417$$

A resistência de amostragem de corrente R_s deve possuir um valor muito baixo para reduzir as perdas de condução. Para este projeto atribuiu-se um valor de queda de tensão sobre esta resistência, V_{rs} , de 1V. A partir deste dado e do maior valor de pico da corrente de entrada, I_M , é calculado o valor da resistência usando a equação (3.97).

$$R_s = \frac{V_{rs}}{I_M} \quad (3.97)$$

Então, R_s é:

$$R_s = \frac{1}{1,4} = 0,714 \Omega$$

Para a implementação, adotou-se o valor de 0,75Ω. Assim, o valor real de queda de tensão sobre ele é:

$$V_{rs} = I_M \cdot R_s \quad (3.98)$$

Isto é,

$$V_{rs} = 1,4 \cdot 0,75 = 1,05 V$$

Um amplificador diferencial foi implementado apenas com a finalidade de nivelar a tensão sobre o resistor de amostragem de corrente ao nível da tensão de referência, V_{ref} , escolhida para este projeto como 3V. O ganho do amplificador diferencial é, então, calculado usando a expressão (3.99):

$$M = \frac{V_{ref}}{V_{rs}} \quad (3.99)$$

Portanto,

$$M = \frac{3}{1,05} = 2,86$$

O ganho de amostragem de corrente, H_i , é o produto entre o valor da resistência série de amostragem de corrente, R_s , e do ganho do amplificador diferencial, M :

$$H_i = M \cdot R_s \quad (3.100)$$

Assim,

$$H_i = 2,86 \cdot 0,75 = 2,14$$

A função de transferência em malha aberta, $FTMA_i$, a partir da qual é feita a análise de estabilidade, é dada por:

$$FTMA_i(s) = G_i(s) \cdot H_e(s) \cdot F_m \cdot H_i \quad (3.101)$$

O diagrama de Bode de $FTMA_i$, utilizando-se a função de transferência exata da planta, está apresentado na figura 3.15.

Apesar da planta se mostrar estável, com margem de fase de 76° numa frequência de cruzamento de aproximadamente 3kHz e com margem de ganho de 12dB numa frequência de cruzamento de cerca de 20kHz, o ganho em baixas frequências é baixo, o que implica em erro estático. Para corrigir o problema, foi implementado um compensador PI com filtro capacitivo, que possui um zero alocado convenientemente para que a frequência de cruzamento ocorra no ponto desejado a -20dB/dec, conforme a sugestão da teoria de controle de fontes chaveadas [19], um pólo na origem, e outro que pode ser colocado numa frequência

qualquer, no caso usado para compensar um zero da $FTMA_i$ em altas frequências. O pólo na origem inserido pelo compensador minimiza o erro estático.

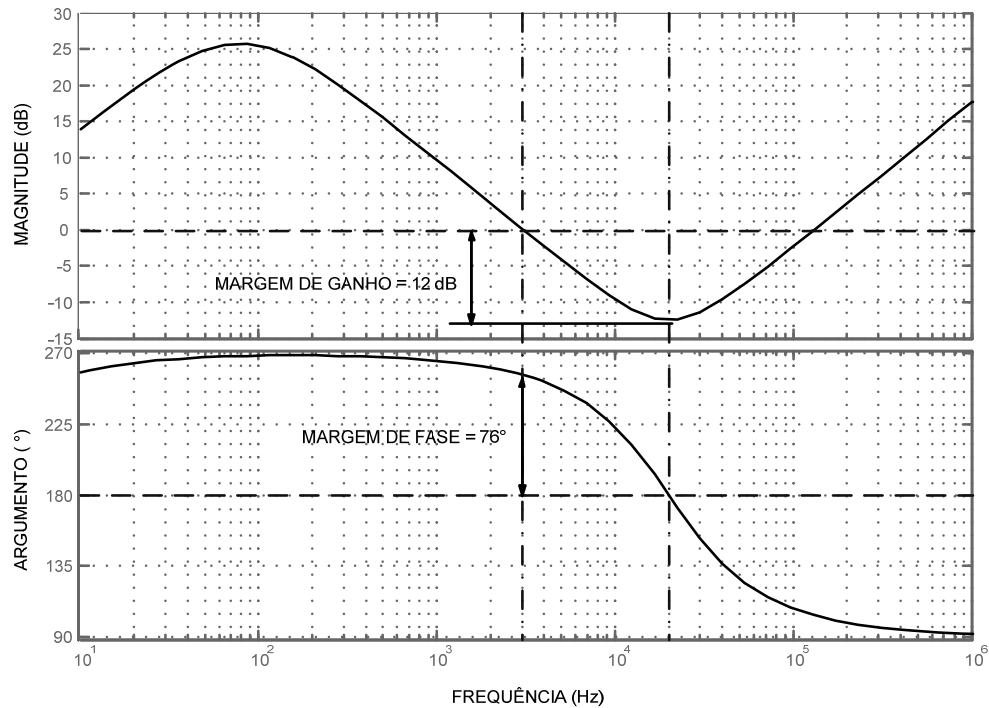


Figura 3.15. Diagrama de Bode de $FTMA_i$

A alocação de pólos e zeros do compensador são alocados de acordo aos critérios adotados em [26]. Nesse artigo sugerem-se os seguintes critérios:

$$f_{ci} \cong \frac{f_s}{10} \text{ (frequência de cruzamento da malha de corrente)}$$

$$f_z \cong f_o \text{ (frequência do zero do compensador)}$$

$$f_p \cong \frac{f_s}{2} \text{ (frequência do pólo do compensador)}$$

f_s é a frequência de chaveamento e f_o é a frequência natural do sistema.

A frequência natural do sistema é cerca de 80Hz. Assim, a alocação de pólos, após ajustes para se obter melhor margem de fase e ganho, fica:

$$f_{ci} = 3,33 \text{ kHz}$$

$$f_z = 83 \text{ Hz}$$

$$f_p = 20 \text{ kHz}$$

A figura 3.16 mostra a topologia do compensador de corrente utilizado no projeto.

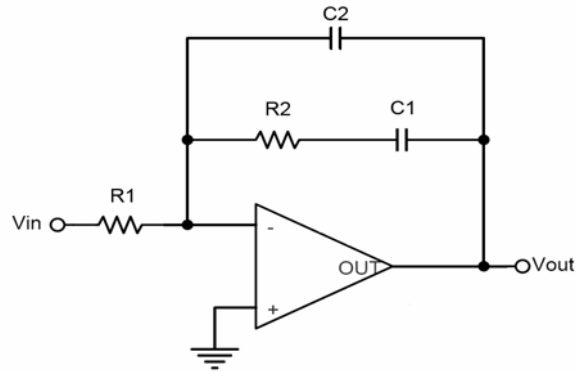


Figura 3.16. Topologia do compensador de corrente.

A função de transferência do compensador PI com filtro capacitivo é expressada em (3.102):

$$C_i(s) = \frac{1}{R_1 \cdot C_2} \cdot \frac{s + \frac{1}{C_1 \cdot R_2}}{s \cdot \left(s + \frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot R_2 \cdot C_2} \right)} \quad (3.102)$$

A figura 3.17 mostra o diagrama de Bode da função de transferência do compensador.

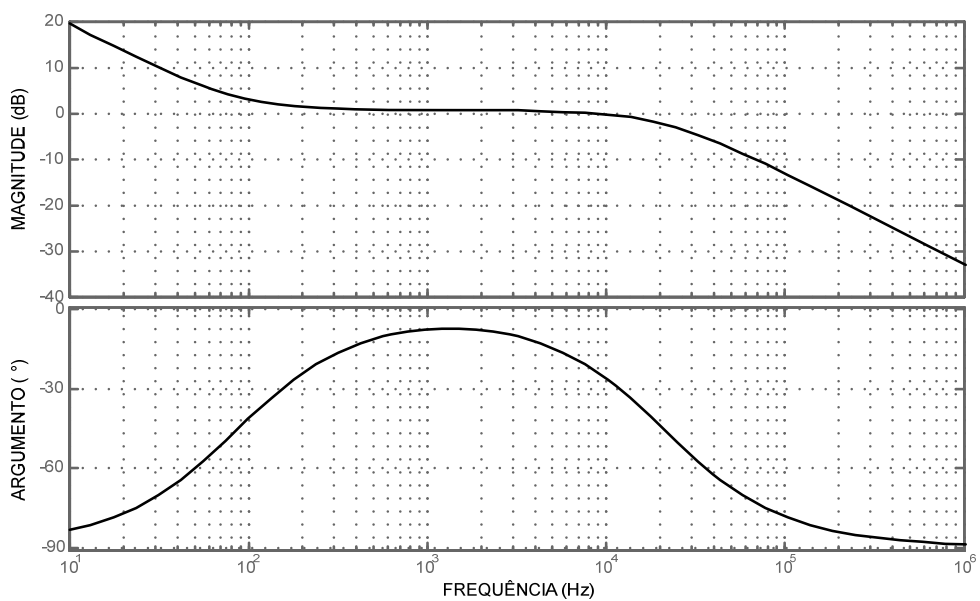


Figura 3.17. Diagrama de Bode de $C_i(s)$

A partir da função do compensador obtém-se as equações (3.103) e (3.104).

$$f_p = \frac{C_1 + C_2}{2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot R_2 \cdot C_2} \quad (3.103)$$

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_1} \quad (3.104)$$

Sem a compensação o ganho de *FTMA* na frequência é determinada com a equação (3.105):

$$H_{f_{ci}} = 20 \cdot \log(|FTMA(2 \cdot \pi \cdot f_{ci})|) \quad (3.105)$$

Logo, o ganho do compensador deverá ser igual a -0,76dB para se conseguir uma frequência de cruzamento de 3,33kHz, assim:

$$\frac{R_2}{R_1} = 10^{\frac{-H_{f_{ci}}}{20}} \quad (3.106)$$

Atribuindo-se um valor para R_1 de 47k Ω e usando as equações (3.103), (3.104) e (3.105), são determinados os parâmetros do compensador:

$$R_1 = 47 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 51 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = 36 \text{ nF}$$

$$C_2 = 150 \text{ pF}$$

A função de transferência da função em laço aberto, *FTLA*, é expressa pela equação (3.107).

$$FTLA_i = C_i(s) \cdot G_i(s) \cdot H_e(s) \cdot F_m \cdot H_i(s) \quad (3.107)$$

Adotados estes parâmetros, obteve-se uma margem de ganho de 11,7dB a 12,6 kHz, e uma margem de fase de 64,7° com uma frequência de cruzamento de 3,27kHz.

O diagrama de Bode da função de transferência compensada em laço aberto está apresentado na figura 3.18.

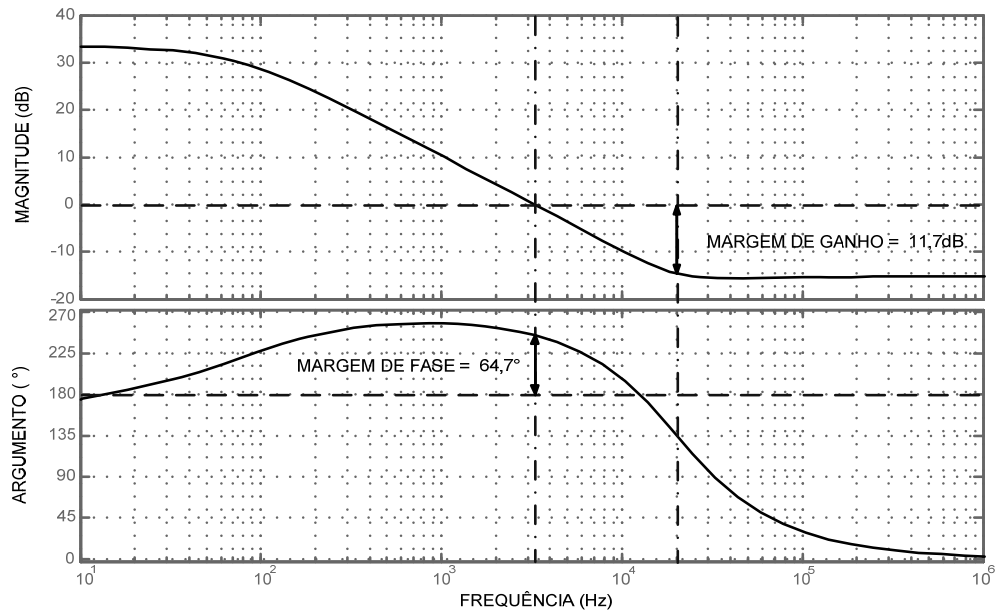


Figura 3.18. Diagramas de Bode de $FTLA_i$

3.7.2 Projeto da Malha de Tensão

A malha de corrente é uma malha interna da malha de tensão, que inclui ainda, o ganho de amostragem de tensão, H_v , a função de transferência da planta de tensão v_o/i_L , que é apresentada no diagrama de blocos da figura 3.11 como $Z(s)$, e o bloco $C(s) = I + C_i(s)$.

O ganho de amostragem de tensão é feito através de um divisor resistivo colocado na saída do conversor *boost*. O valor é ajustado de tal forma que quando a saída de tensão estiver em seu valor nominal, 300V, a tensão amostrada tenha seu valor igual à tensão de referência, V_{ref} , que foi adotado em 3V. Assim os resistores do divisor de tensão devem ter entre si a seguinte relação:

$$R_{2div} = \frac{V_{ref} \cdot R_{1div}}{V_o - V_{ref}} \quad (3.108)$$

Atribuindo o valor de 100k Ω para o resistor R_{1div} , obtém-se o resistor R_{2div} :

$$R_{2div} = \frac{3 \cdot 100k}{300 - 3} \cong 1 \text{ k}\Omega$$

O ganho de amostragem de tensão, H_v é:

$$H_v = \frac{V_{ref}}{V_o} = \frac{R_{2div}}{R_{1div} + R_{2div}} \quad (3.109)$$

Assim, o valor do ganho de tensão é igual a:

$$H_v = \frac{1k}{100k + 1k} \cong 0,01$$

A função de transferência da planta, $Z(s)$, é obtida da mesma forma como foi feito para obter-se a função de transferência da planta para a malha de corrente através da análise de malhas usando circuito de pequenos sinais do modelo da chave PWM em MCC.

Neste caso, considera-se a perturbação na tensão de entrada e na razão cíclica nulas, considerando-se somente a perturbação da corrente no indutor, i_L .

Diferentemente do levantamento da função de transferência da planta para a malha de corrente, na análise de malhas para o levantamento da função de transferência da planta para a malha de tensão, deve-se considerar o valor da resistência série do capacitor, r_c , pois esta possui considerável influência no comportamento dinâmico do sistema.

Assim, a função de transferência $Z(s)=v_o/i_L$ é expressa em (3.110):

$$Z(s) = (D-1) \cdot \frac{R \cdot r_c}{R+r_c} \cdot \frac{s + \frac{1}{r_c \cdot C}}{s + \frac{1}{(R+r_c) \cdot C}} \quad (3.110)$$

onde R é a resistência de carga e r_c é a resistência série equivalente do capacitor.

Como a malha de corrente é um malha interna da malha de tensão, deve-se definir a função de transferência de malha fechada de corrente denominada de $A(s)$, como é expressa pela equação (3.111):

$$A(s) = \frac{F_m \cdot G_i(s)}{1 + C_i(s) \cdot F_m \cdot G_i(s) \cdot H_e(s) \cdot H_i(s)} \quad (3.111)$$

A função de transferência em malha aberta da malha de tensão fica então:

$$FTMA_v(s) = (1 + C_i(s)) \cdot A(s) \cdot Z(s) \cdot H_v \quad (3.112)$$

Os primeiros dois termos da equação (3.108) é definida por,

$$A_1 = (1 + C_i(s)) \cdot A(s) \quad (3.113)$$

No conversor *boost* a ser implementado, a malha de tensão deve ser muito mais lenta que a malha de corrente para minimizar a ondulação de tensão de saída, pelo fato de ser a

carga do tipo não linear (inversor). Como a frequência de cruzamento da malha de tensão é lenta, a malha de corrente pode ser aproximada por um simples ganho. Assim,

$$\lim_{s \rightarrow 0} A_1 = \lim_{s \rightarrow 0} \left[(1 + C_i(s)) \cdot A(s) \right]$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} A_1 = \lim_{s \rightarrow 0} \left[(1 + C_i(s)) \cdot \left(\frac{F_m \cdot G_i(s)}{1 + C_i(s) \cdot F_m \cdot G_i(s) \cdot H_e(s) \cdot H_i(s)} \right) \right]$$

Simplificando a função limite, tem-se:

$$\lim_{s \rightarrow 0} A_1 = \frac{1}{H_i}$$

Desta maneira, a função de transferência em malha aberta da malha de tensão pode ser expressa por (3.114).

$$FTMA_v(s) = \frac{1}{H_i} \cdot Z(s) \cdot H_v \quad (3.114)$$

O diagrama de Bode da $FTMA_v(s)$ é mostrada na Fig. 3.19.

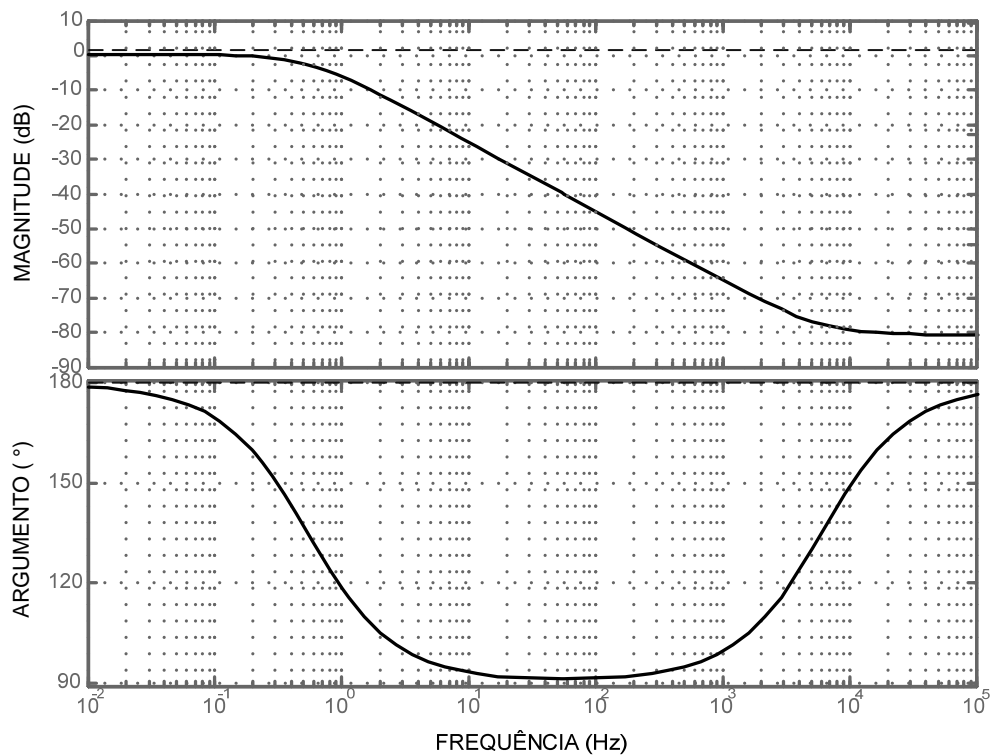


Figura 3.19. Diagrama de Bode de $FTMA_v(s)$.

Como pode ser observado na figura 3.19, a função de transferência em malha aberta da malha de tensão, $FTMA_v(s)$, possui margens de ganho e de fase infinitas. Isto implica que o sistema é estável. Porém, é necessário o aumento do ganho em baixas frequências para diminuir o erro estático da tensão de saída do conversor.

Para compensar o sistema em malha aberta e adequar seu comportamento aos padrões exigidos pela teoria de fontes chaveadas foi projetado um compensador PI, cuja topologia está apresentada na figura 3.20.

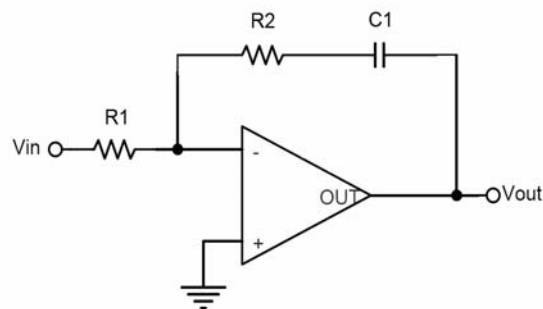


Figura 3.20. Topologia do compensador de tensão.

O compensador PI possui um pólo na origem e um zero em qualquer frequência, como pode ser visto na equação.

$$C_v(s) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{s + \frac{1}{C_1 \cdot R_2}}{s} \quad (3.115)$$

O diagrama de Bode do compensador PI está mostrado na figura 3.21.

A alocação do zero foi feita de modo conveniente para compensar um pólo de $FTMA_v$ e garantir a inclinação de -20 dB/dec na frequência de cruzamento.

A frequência de cruzamento da malha de tensão deve ser bem inferior à frequência de cruzamento da malha de corrente por ser a carga do tipo não linear, como foi indicado anteriormente.

Com base no exposto acima, são adotados os seguintes critérios:

$$f_{cv} = 12 \text{ Hz} \quad (\text{frequência de cruzamento da malha de tensão})$$

$$f_z = \frac{f_{cv}}{10} = 1,2 \text{ Hz} \quad (\text{frequência do zero do compensador})$$

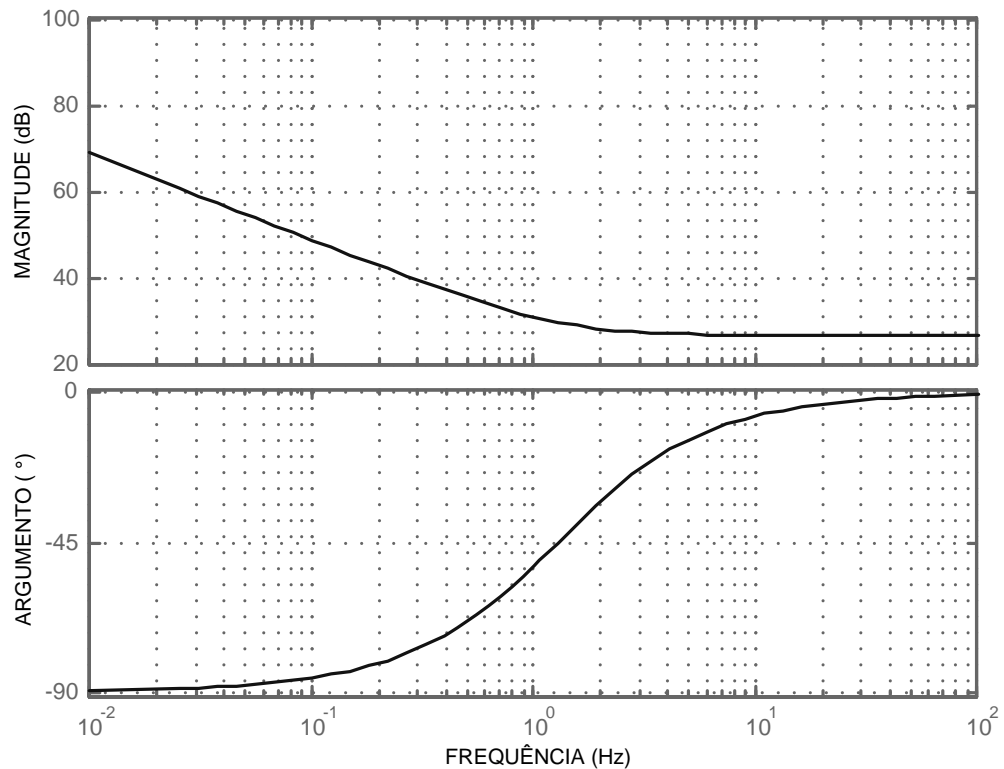


Figura 3.21. Diagrama de Bode de $C_v(s)$.

O ganho a ser adicionado é determinado usando a equação (3.116).

$$H_{f_{cv}} = 20 \cdot \log(|FTMA_v(2 \cdot \pi \cdot f_{cv})|) \quad (3.116)$$

Para ser conseguida uma frequência de cruzamento de 12Hz, o ganho do compensador é 26,5dB. Daí, pode-se encontrar a relação entre os resistores do compensador:

$$\frac{R_2}{R_1} = 10^{\frac{-H_{f_{cv}}}{20}} \quad (3.117)$$

A frequência do zero é dada pela equação (3.117):

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_1} \quad (3.118)$$

Adotando-se um valor de 15k Ω para R_1 , fazendo uso das equações (3.117) e (3.118) e utilizando-se os valores assumidos para a frequência de cruzamento e para a alocação do zero do compensador, são encontrados os seguintes parâmetros,

$$R_1 = 15 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 318,5 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = 416,4 \text{ nF}$$

Os valores assumidos para a montagem do protótipo foram:

$$R_1 = 15 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 320 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = 390 \text{ nF}$$

A função de transferência da malha de tensão em laço aberto, $FTLA_v$, é:

$$FTLA_v = C_v(s) \cdot FTMA_v(s) \quad (3.119)$$

O diagrama de Bode de $FTLA_v$ é mostrado na Fig. 3.22.

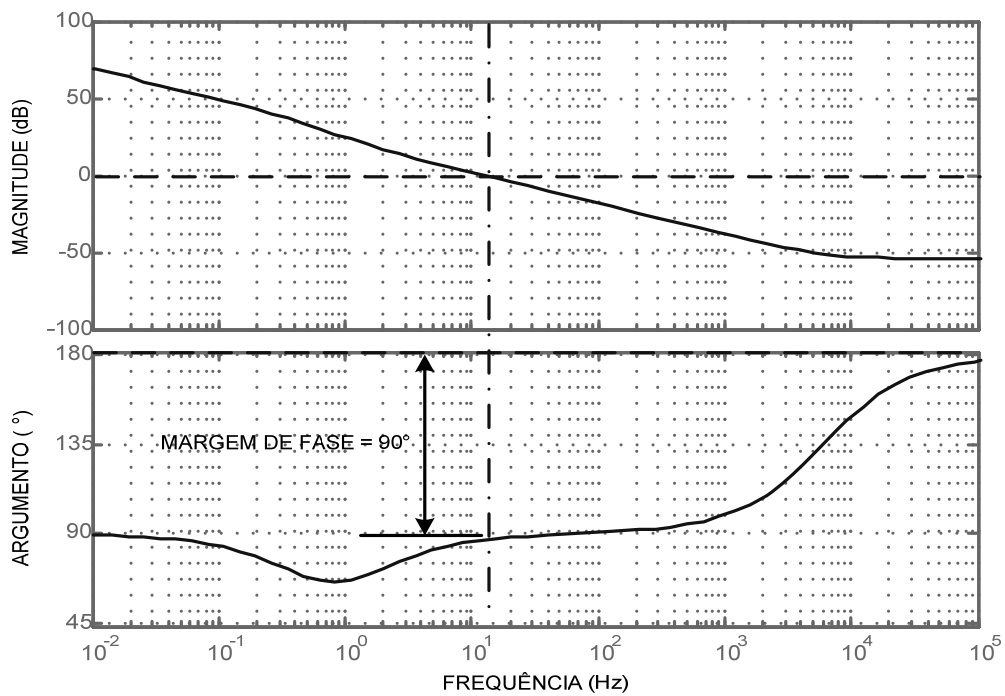


Figura 3.22. Diagrama de Bode de $FTLA_v$.

Conforme proposto anteriormente, a malha de tensão apresenta um alto ganho em baixas frequências e uma frequência de cruzamento de 13Hz a cerca de -20dB/dec.

3.8. Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a teoria do conversor *boost* utilizado neste trabalho para mitigar afundamentos de tensão. Foi feita a análise de seu comportamento em modo de condução contínua e descontínua e estudada a influência da variação de carga em seu comportamento.

O projeto do conversor apresentado neste capítulo foi feito considerando-se que o mesmo apenas operará no modo de condução contínua e com uma tensão mínima de entrada de 150V (tensão retificada de entrada). Posteriormente, foi projetado o controle modo corrente média para a operação do conversor em malha fechada. As malhas de corrente e tensão foram projetadas de modo a satisfazer os critérios de estabilidade da teoria de fontes chaveadas. A malha de tensão foi projetada com uma frequência de corte bem inferior à malha de corrente, considerando-se a não linearidade da carga. Os resultados teóricos se mostraram bastante satisfatórios no tocante a estabilidade do conversor, sua imunidade a ruídos e altos ganhos estáticos para minimizar o erro estático.

4.1. Introdução

Simulações computacionais foram feitas com o propósito de se avaliar o desempenho do conversor *boost* como alternativa à mitigação de afundamentos de tensão em AVVs, validar o projeto do conversor, e modelar o AVV, submetendo o sistema AVV - Conversor *Boost* – Carga a distúrbios programados. O software utilizado para as simulações foi o OrCAD versão 10.3.

O conversor *boost* foi simulado com os parâmetros especificados no capítulo 3, utilizando-se o CI SG1525 em lugar do SG3525 sugerido anteriormente e utilizado no protótipo de laboratório, pelo fato de aquele estar disponível na biblioteca do *software* de simulação. Os dois CI's possuem as mesmas características operacionais.

A carga do AVV, um motor de indução trifásico (MIT) de 0,25hp (186,5W), foi modelada por um circuito equivalente, enquanto que o AVV foi modelado por uma ponte retificadora não controlada e um inversor com controle PWM. Foram feitas a simulação do conjunto AVV-MIT e comparados os resultados com aqueles obtidos em ensaio de laboratório com o propósito de ser avaliada a validade da modelagem.

Para confirmar o modelo do conjunto AVV-MIT, foram realizadas simulações de diversos tipos de afundamentos de tensão para ser estudado o comportamento do AVV diante do fenômeno. Em alguns casos foram ainda realizados estudos com diferentes condições de carga.

Em seqüência foram feitas simulações com a aplicação de alguns métodos de mitigação de afundamentos de tensão em AVVs mais utilizados, percorridos no Capítulo 2, e os resultados comparados entre si com destaque para a mitigação por conversor *boost* submetidos a diferentes tipos de afundamentos e condições de carga.

4.2. Modelagem do Conjunto AVV-MIT

A topologia utilizada no modelamento do AVV foi do tipo convencional: um retificador trifásico não controlado em série com um indutor de filtro, um capacitor formando o *link* CC e um inversor trifásico VSI-PWM com modulação senoidal, como está apresentado na figura 4.3. O valor da capacitância foi adquirido por inspeção, enquanto que o valor da indutância de filtro por ajustes de simulação de modo a obter-se no AVV simulado o mesmo valor de corrente de pico de entrada no AVV ensaiado.

A frequência de chaveamento das chaves eletrônicas do AVV é igual a 16kHz, dado fornecido pelo fabricante do AVV utilizado nos testes em bancada.

O MIT, conforme anteriormente mencionado, foi modelado por um circuito equivalente clássico. A resistência R_r do rotor é igual a 8Ω apenas enquanto o motor está parado, sendo função do escorregamento no seu funcionamento dinâmico. A resistência do rotor em regime permanente foi ajustada para conformar a corrente de entrada no AVV parecidas àquela adquirida em ensaios experimentais em laboratório. O circuito equivalente do MIT está mostrado na figura 4.5.

O circuito de proteção contra subtensão do AVV foi simulado com base no valor de tensão limite mínimo para o funcionamento do AVV com 70% da tensão nominal, determinado por ensaio. O circuito de proteção simulado está mostrado na figura 4.4.

O circuito simulado completo está mostrado na figura 4.1. Suas subdivisões estão apresentados nas figuras 4.2, 4.3, 4.4 e 4.5.

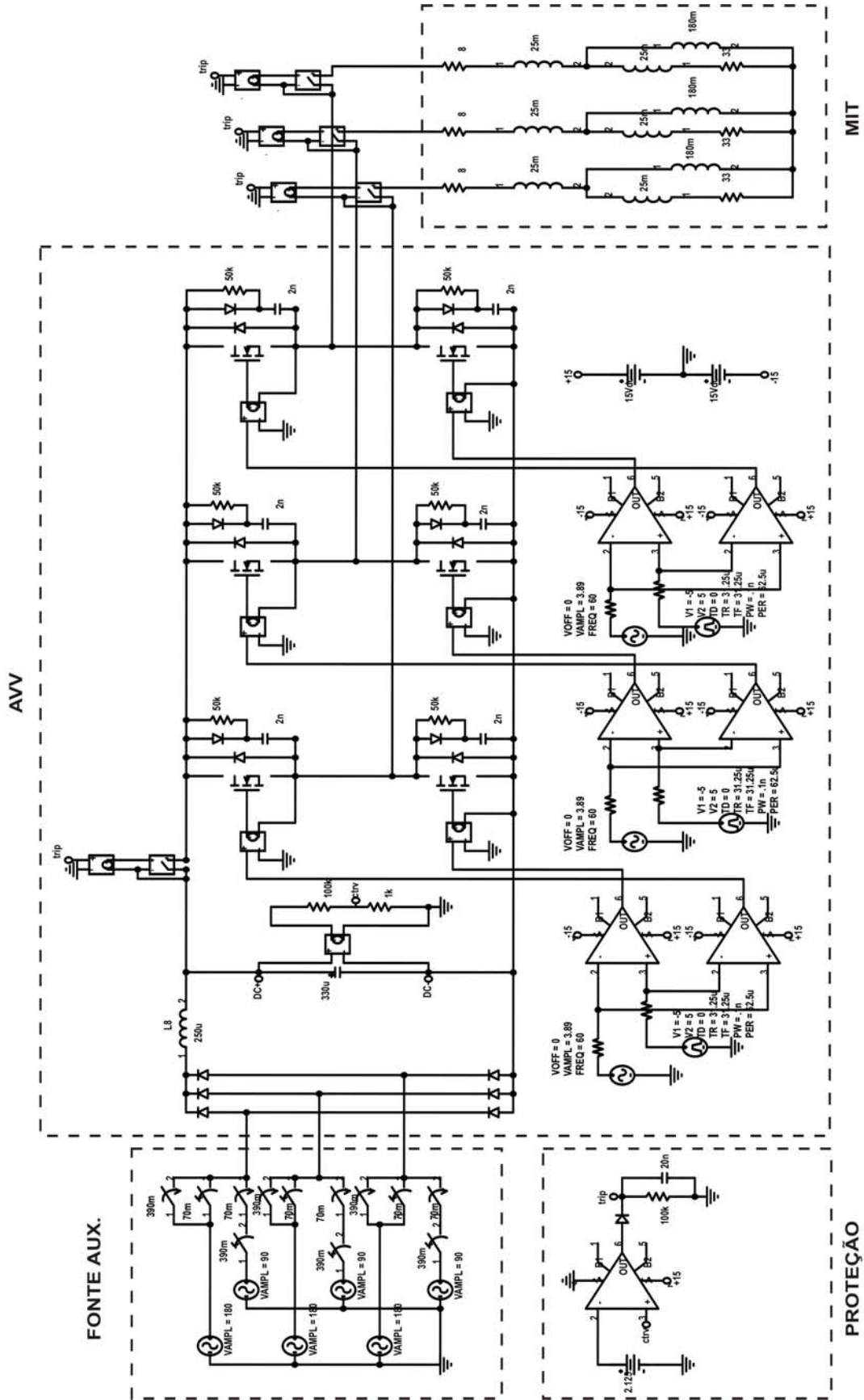


Figura 4.1. Circuito simulado do conjunto AVV-MIT.

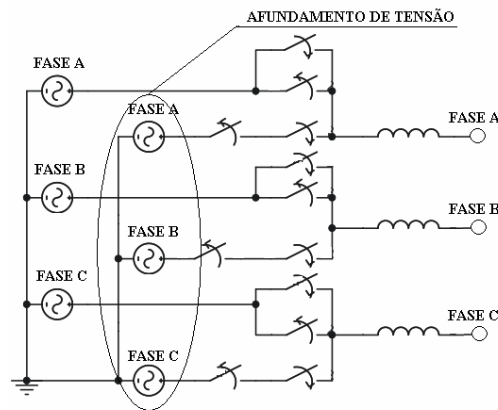


Figura 4.2. Circuito simulado da fonte de distúrbios.

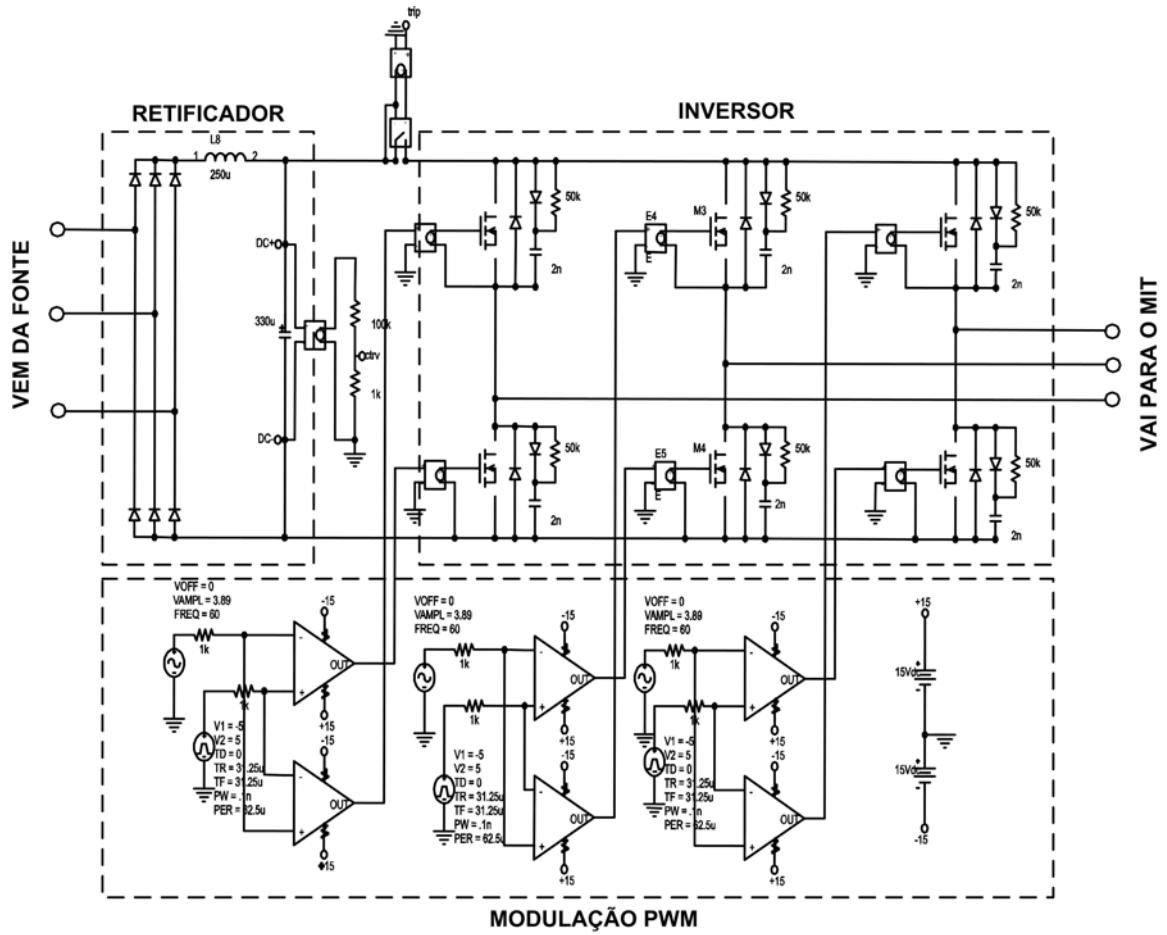


Figura 4.3. Circuito simulado do AVV.

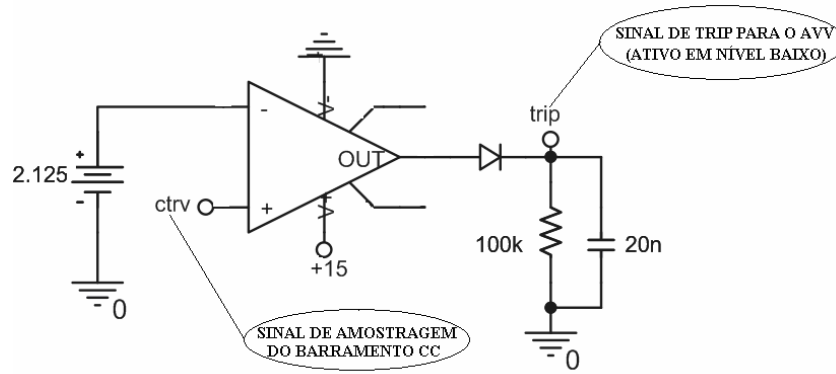


Figura 4.4. Circuito simulado da proteção do AVV.

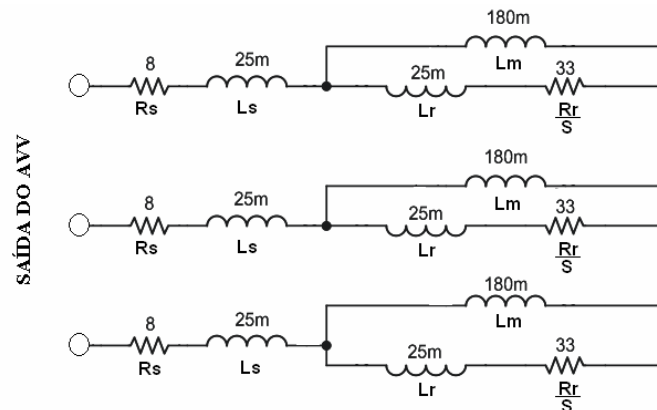


Figura 4.5. Circuito equivalente do MIT em regime permanente simulado.

Os parâmetros do MIT utilizados no modelo do circuito equivalente são:

$R_s = 8 \Omega$ (resistência elétrica dos enrolamentos do estator)

$R_r = 8 \Omega$ (resistência elétrica dos enrolamentos do rotor)

$L_s = 25 \text{ mH}$ (indutância dos enrolamentos do estator)

$L_r = 25 \text{ mH}$ (indutância dos enrolamentos do rotor)

$L_m = 180 \text{ mH}$ (indutância de magnetização).

No propósito de comprovar a validade do modelo usado para simulação foram adquiridas as formas de onda das tensões de saída e das correntes de entrada do AVV alimentando um MIT de 0,25hp (186,5W) com carga nominal, e comparadas com as formas de onda obtidas por simulação.

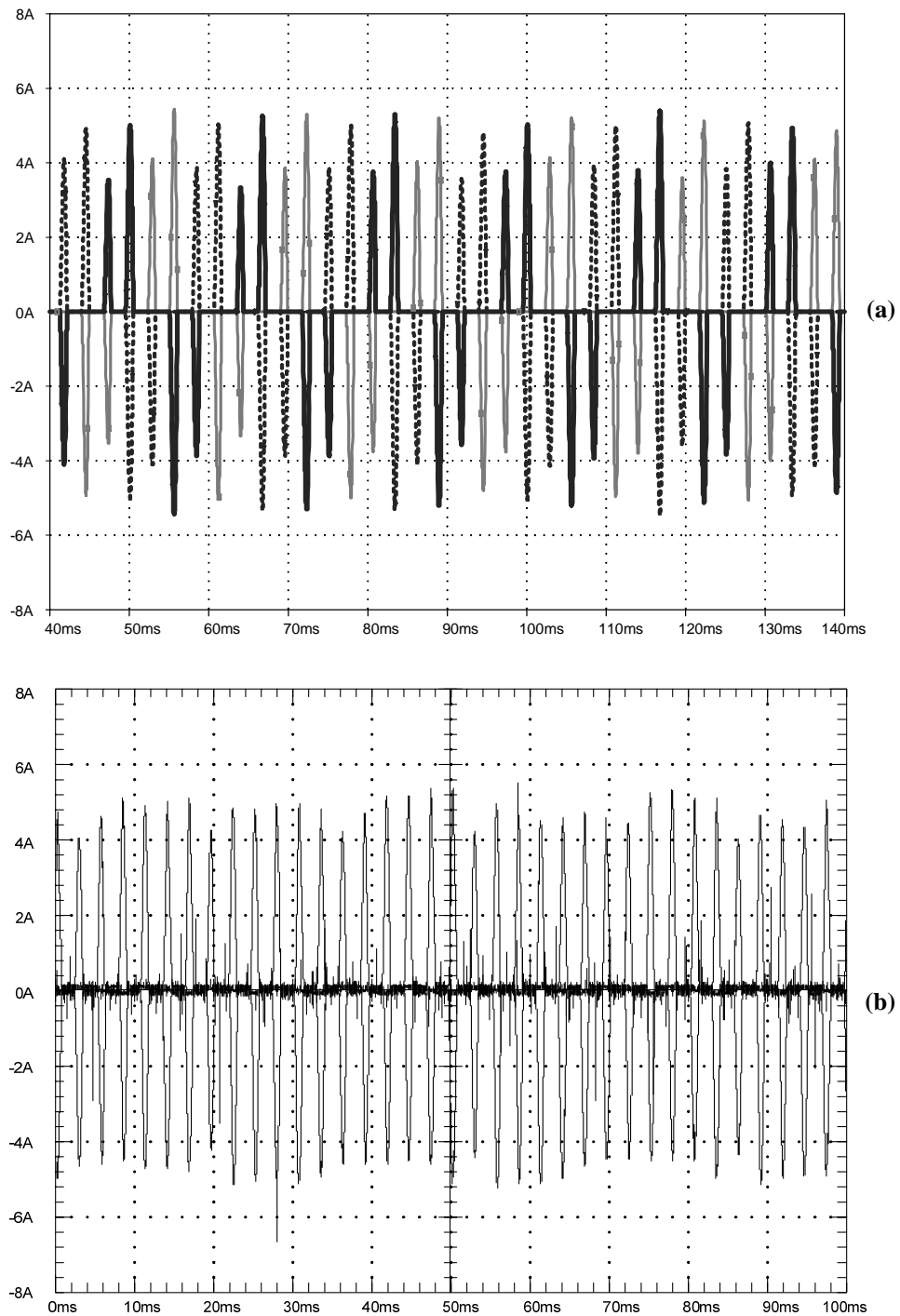


Figura 4.6. Correntes de linha na entrada do AVV.
(a) Simulação e (b) Ensaio

A figura 4.6 mostra as formas de onda de corrente de alimentação do AVV obtidas por simulação e em testes de laboratório. Observando ambas as figuras, é possível afirmar que existe semelhança, embora na simulação haja maior uniformidade entre as fases. Isto se deve ao desbalanceamento das correntes reais do motor. Foi observado, ainda, que o valor médio

das correntes eficazes nas fases do motor, à plena carga, foi de 1,4 A, enquanto que no caso das simulações o seu valor foi de 1,3 A.

4.3. Conjunto AVV-MIT Submetido a Afundamentos de Tensão

O comportamento do AVV sob afundamentos de tensão foi estudado para as condições de plena carga e meia carga sob afundamentos de tensão trifásicos de diferentes magnitudes¹ visto que se tratam daqueles mais severos. No caso dos afundamentos assimétricos foram feitas simulações com o AVV apenas a plena carga.

O limite de proteção de subtensão no barramento CC do AVV foi encontrado nos ensaios de laboratório, e constatou-se que a mesma ocorre em 0,7pu. Desta forma, também o circuito de proteção de subtensão do AVV foi simulado com este valor de referência.

As magnitudes e duração dos afundamentos de tensão simulados foram baseadas na norma IEC 61000-4-11 [23] que dispõe sobre severidade de magnitude e duração para testes de tolerância de equipamentos a afundamentos de tensão.

A seguir são apresentadas as simulações de diferentes tipos de afundamentos de tensão em duas condições: para valores tais que levam a tensão do barramento CC a seu valor limite de operação normal do AVV e para sua máxima magnitude possível.

4.3.1 Afundamentos de Tensão Tipo A

Os afundamentos de tensão do tipo A, são distúrbios que para uma dada intensidade e duração envolvem uma maior quantidade de energia por tratar-se de um fenômeno simétrico, atingindo igualmente as três fases (veja o Anexo A). Assim, são também aqueles que durante sua ocorrência exigem uma maior descarga de energia do capacitor do barramento CC para o suprimento da carga. Desta forma, são esses tipos de afundamentos que mais sensibilizam os AVVs quanto à sua proteção de subtensão.

Num afundamento de tensão do tipo A, a tensão do barramento CC é afetada de modo diretamente proporcional às tensões de linha, assim um afundamento para 0,7pu implica na

¹ A severidade em magnitude de um afundamento de tensão é normalmente caracterizada pelo menor valor de tensão remanescente entre as três fases.

redução da tensão do barramento CC para 0,7pu, logo este é o limite de intensidade deste tipo de afundamento para o qual o AVV usado pode operar sem ter a sua proteção contra subtensão sensibilizada.

A figura 4.7 mostra os resultados de uma simulação para a qual o AVV é submetido a um afundamento de tensão permanente para 0,7pu sob condições de carga nominal. A disposição dos fasores das tensões de fase e de linha durante o afundamento estão representadas respectivamente nas tabelas 4.1 e 4.2.

Tabela 4.1. Fasores de tensão de fase – afundamento tipo A com $h=0,7$.

h=0,7			
	Módulo (pu)	Argumento (°)	Tensão de pico (V)
V_a	0,7	0	126
V_b	0,7	120	126
V_c	0,7	240	126

Tabela 4.2. Fasores de tensão de linha – afundamento tipo A com $h=0,7$.

h=0,7			
	Módulo (pu)	Argumento (°)	Tensão de pico (V)
V_{ab}	0,7	-30	217,8
V_{bc}	0,7	90	217,8
V_{ca}	0,7	210	217,8

Como pode ser visto na figura 4.7 a tensão do barramento CC é aproximadamente igual ao valor da tensão de pico de linha de entrada (311,13V), assim quando a tensão de alimentação CA do AVV sofre um afundamento, a tensão CC também sofre redução em seu valor médio, porém tão lentamente quanto lhe permitir a descarga da capacitância instalada no barramento CC.

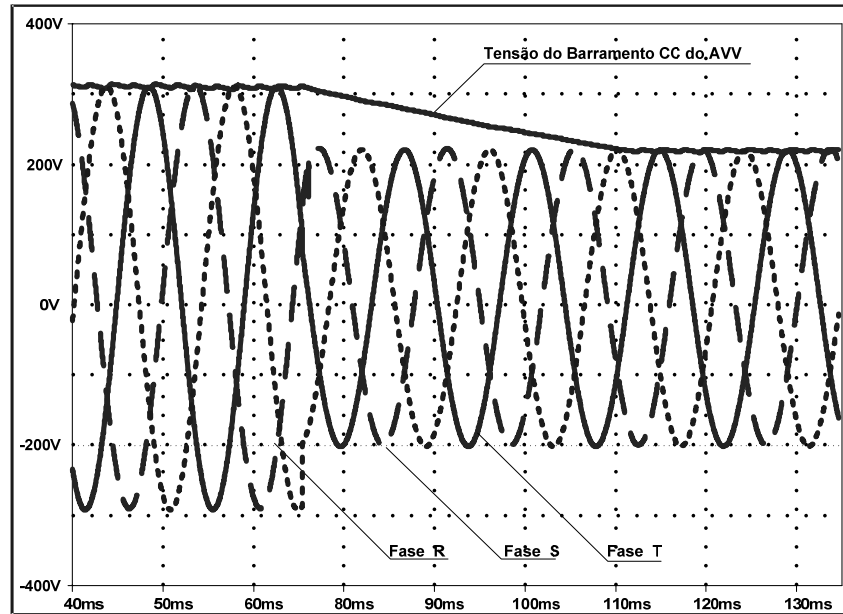


Figura 4.7. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão permanente tipo A para 0,7pu.

Na figura 4.8 podem ser observados afundamento das tensões de alimentação. Sendo (4.8a) a redução do valor médio da tensão do barramento CC, (4.8b) a conseqüente redução das amplitudes das tensões de fase de saída. Em (4.8c) são apresentadas formas de onda das correntes de linha de entrada. Pode ser observado que não ocorre elevação de nenhuma das correntes quando do surgimento do afundamento de tensão, assim, um fenômeno como o simulado não incorre na ativação da proteção contra sobrecorrente do AVV, já que em todo o tempo, mesmo no início do fenômeno, as correntes permaneceram dentro do limite suportável, cujo valor típico é de 1,5pu [24]. O valor de pico da corrente nominal, conforme a figura 4.6 é cerca de 5A, o que significa que seriam necessários picos de cerca de 7,5A para sensibilizar a proteção contra sobrecorrente do AVV.

A atuação da proteção contra subtensão do AVV deve ocorrer para um valor de tensão remanescente imediatamente inferior ao limite de 0,7pu. Para simular a ocorrência de um desligamento por subtensão do AVV foi simulado um afundamento para 0,69pu com carga nominal, o que está mostrado nas figuras 4.9, 4.10 e 4.11. A disposição dos fasores das tensões de fase e de linha durante o afundamento podem ser vistas nas tabela 4.3 e 4.4.

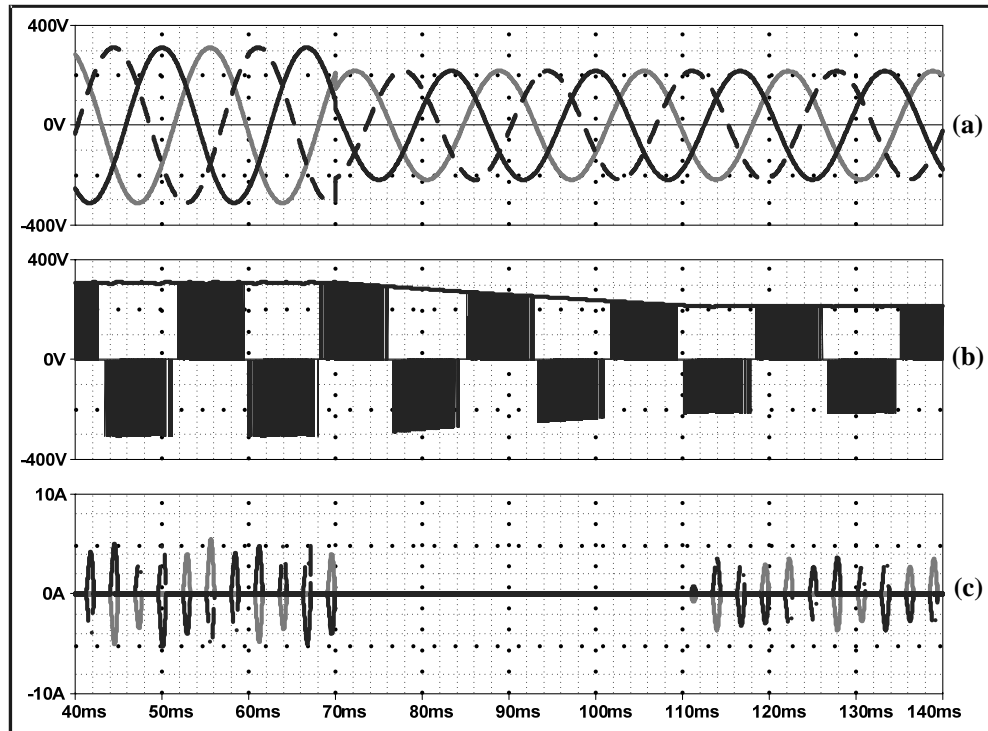


Figura 4.8. Afundamento de tensão tipo A para 0,7pu.
 (a) Tensões de linha de entrada. (b) Tensão do barramento CC e tensões de linha de saída.
 (c) Correntes de linha de entrada.

Tabela 4.3. Fasores de tensão de fase – afundamento tipo A com $h=0,69$.

$h=0,69$			
	Módulo (pu)	Argumento ($^{\circ}$)	Tensão de pico (V)
V_a	0,69	0	124,2
V_b	0,69	120	124,2
V_c	0,69	240	127,2

Tabela 4.4. Fasores de tensão de linha – afundamento tipo A com $h=0,69$.

$h=0,69$			
	Módulo (pu)	Argumento ($^{\circ}$)	Tensão de pico (V)
V_{ab}	0,69	0	214,9
V_{bc}	0,69	90	214,9
V_{ca}	0,69	210	214,9

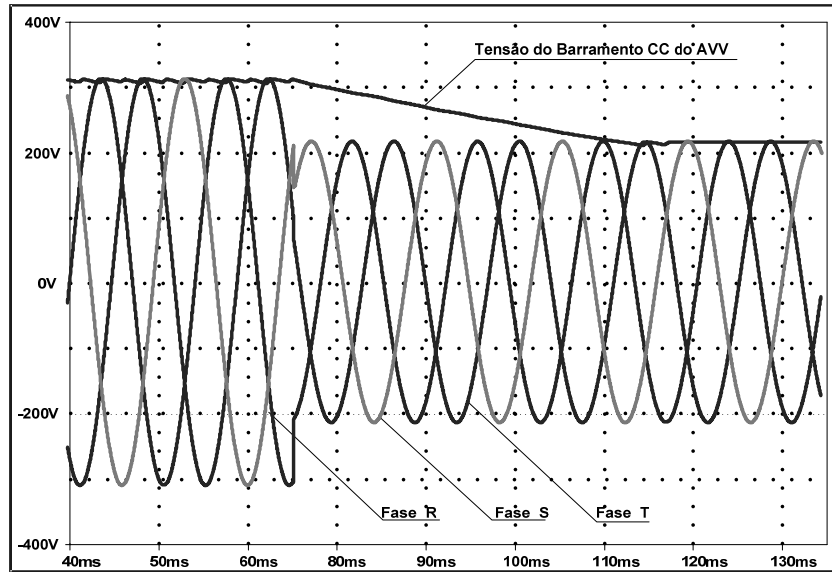


Figura 4.9. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo A para 0,69pu.

A figura 4.10 mostra a atuação da proteção contra subtensão no barramento CC. O sinal de *trip* (figura 4.10b), ativa em nível lógico baixo e é acionado no momento em que a tensão do barramento CC atinge um nível inferior a 210V, o que equivale a 70% da tensão nominal do *link* CC. Logo depois de ativado o sinal de *trip*, as tensões de saída se anulam (figura 4.10a), indicando o desligamento do AVV.

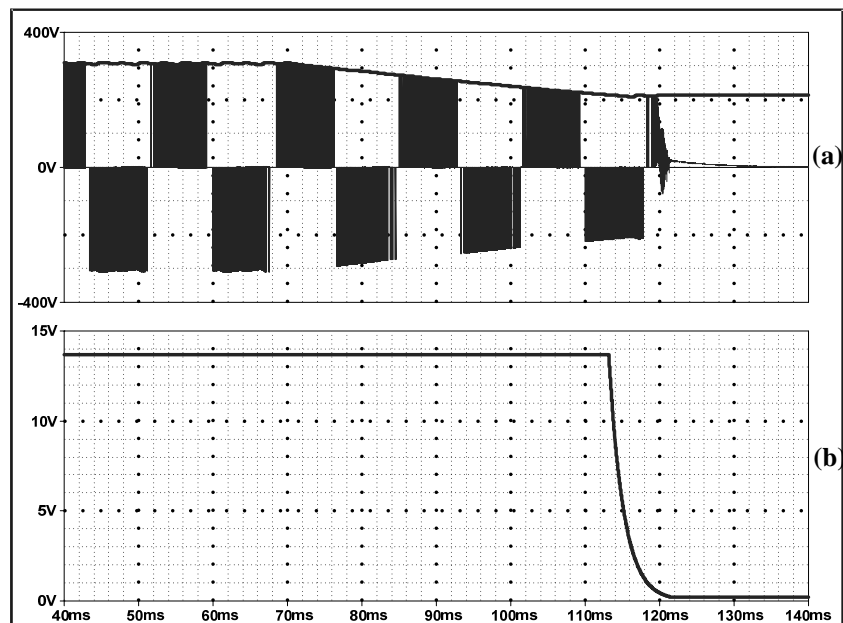


Figura 4.10. Afundamento de tensão tipo A para 0,69pu.
(a) Tensão do barramento CC e tensões de fase de saída. (b) Sinal de *trip*.

Na figura 4.11c podem ser vistas as correntes de alimentação do AVV. Novamente pode-se constatar que a proteção contra sobrecorrente não pode ser sensibilizada, pois nenhuma das correntes teve qualquer elevação no momento da ocorrência do fenômeno.

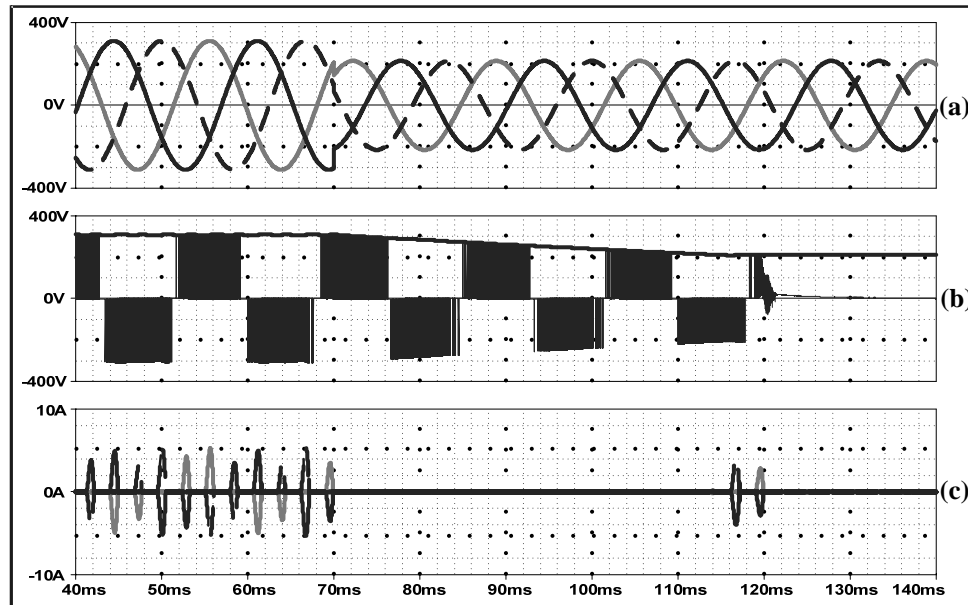


Figura 4.11. Afundamento de tensão tipo A para 0,69pu.
 (a) Tensões de linha de entrada. (b) Tensão do barramento CC e tensões de linha de saída.
 (c) Correntes de linha de entrada.

As figuras 4.12 e 4.13 se referem a uma interrupção de curta duração denominada de afundamento de tensão tipo A para 0pu, como é mostrado na tabelas 4.5 e 4.6, com o AVV alimentando carga nominal.

Tabela 4.5. Fasores de tensão de fase – afundamento tipo A com $h=0$.

$h=0$			
	Módulo (pu)	Argumento ($^{\circ}$)	Tensão de pico (V)
V_a	0	0	0
V_b	0	120	0
V_c	0	240	0

Tabela 4.6. Fasores de tensão de linha – afundamento tipo A com $h=0$.

h=0			
	Módulo (pu)	Argumento (°)	Tensão de pico (V)
V_{ab}	0	0	0
V_{bc}	0	90	0
V_{ca}	0	210	0

Como mostra a figura 4.12, embora a tensão do barramento CC procure acomodar-se num valor próximo ao valor de pico da tensão de linha de entrada, pára de decair logo que ocorre o desligamento do AVV, não havendo então caminho por onde o capacitor possa continuar se descarregando. Pode-se notar ainda como esperado, que o tempo de descarga do capacitor e assim, o tempo necessário ao desligamento do AVV não depende da intensidade do fenômeno, pois tanto no caso de um afundamento para 0,69pu como no caso de uma interrupção, o tempo necessário para a tensão do barramento CC atingir o valor que sensibiliza a proteção contra subtensão foi de aproximadamente 50ms. Isto significa que nenhum afundamento de tensão seja qual for o tipo e intensidade poderá desligar o AVV testado por subtensão se possuir uma duração inferior a 50ms, uma vez que o afundamento de tensão do tipo A é o mais severo.

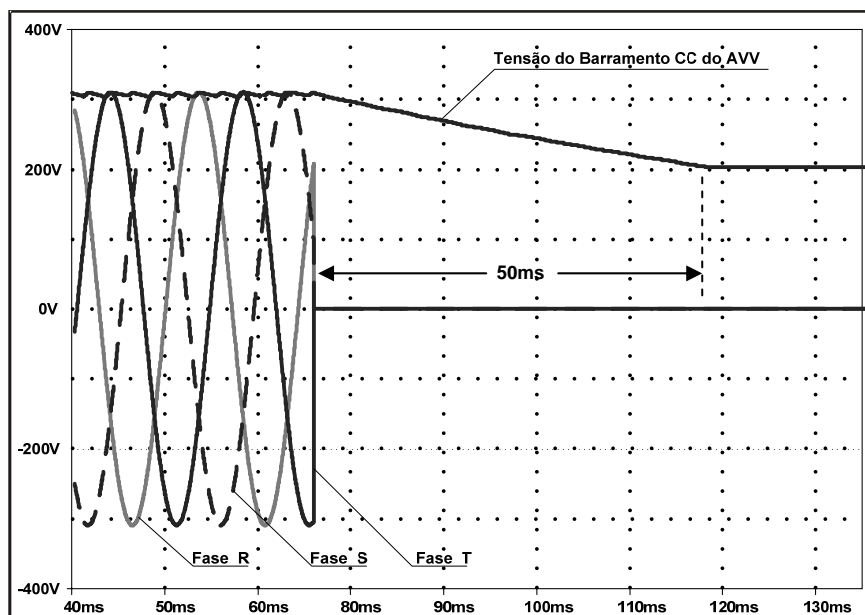


Figura 4.12. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo A para 0pu.

Semelhantemente aos casos anteriores, a figura 4.13c mostra que não houve qualquer elevação no valor das correntes de linha de alimentação do AVV, não incorrendo assim em atuação da proteção contra sobrecorrente.

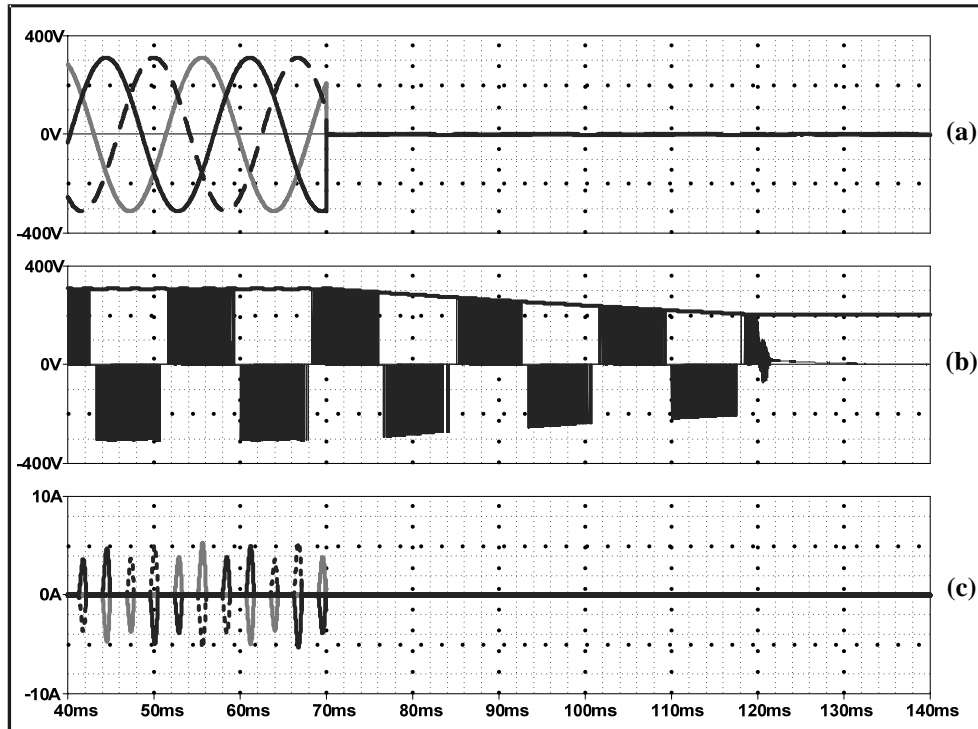


Figura 4.13. Afundamento de tensão tipo A para 0pu.

- (a) Tensões de linha de entrada. (b) Tensão do barramento CC e tensões de linha de saída.
(c) Correntes de linha de entrada .

As figuras 4.14 e 4.15 mostram os resultados de simulação ainda para afundamento de tensão tipo A, porém agora com o AVV alimentando uma carga com 50% do valor nominal.

Neste caso observa-se que o tempo necessário para a atuação da proteção de subtensão atua após quase 90ms depois do início do evento. Como a carga foi reduzida à sua metade, o tempo de descarga do capacitor teve seu valor aproximadamente dobrado, como esperado.

Também na condição de 50% da carga nominal, as correntes de alimentação do AVV não se mostram com valores fora do patamar aceitável ao circuito de proteção de sobrecorrente do equipamento conforme pode ser visto na figura 4.15c.

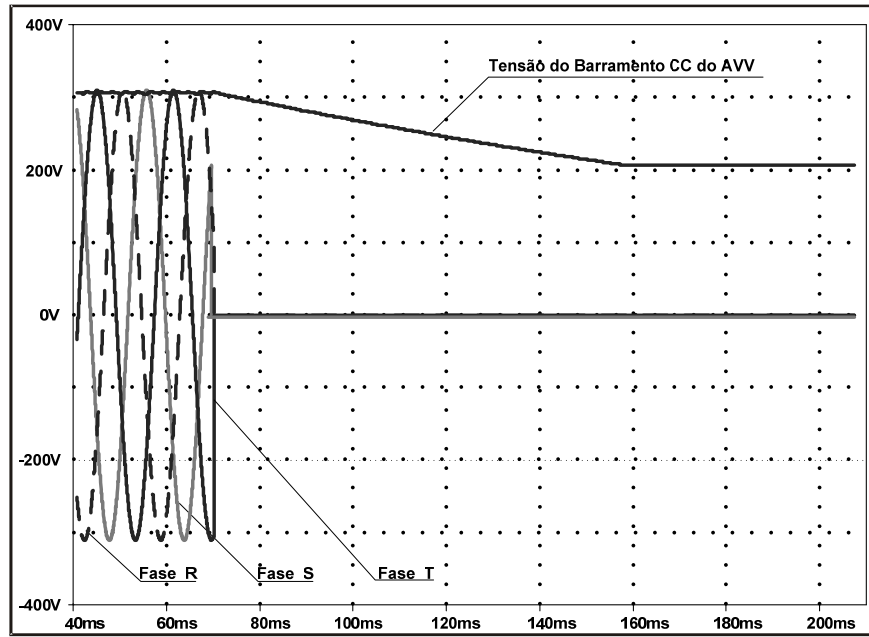


Figura 4.14. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV com 50% de carga sob afundamento de tensão tipo A para 0pu.

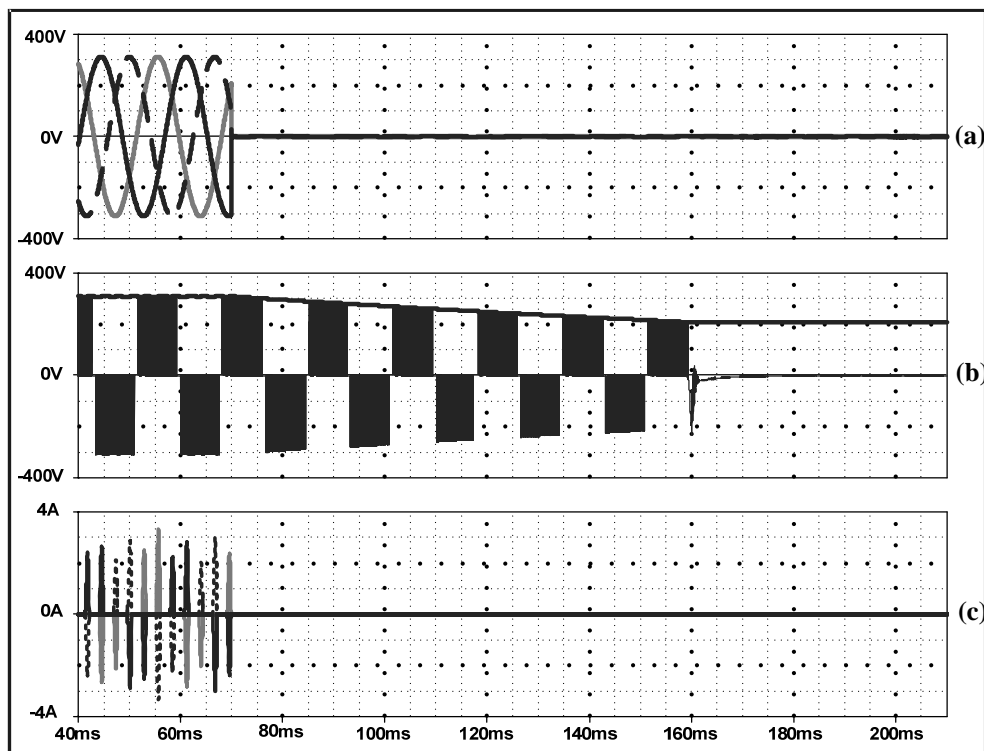


Figura 4.15. Afundamento de tensão tipo A para 0pu com o AVV operando a 50% de carga.
 (a) Tensões de linha de entrada. (b) Tensão do barramento CC e tensões de linha de saída.
 (c) Correntes de linha de entrada.

4.3.2 Afundamentos de Tensão Tipo B

Os afundamentos tipo B afetam apenas uma fase, o que significa que duas tensões de linha são afetadas.

Neste tipo de fenômeno, mesmo sob as condições mais severas, com o AVV alimentando carga nominal quando ocorre uma interrupção em uma das fases (afundamento para 0pu representado nas tabelas 4.7 e 4.8), a proteção contra subtensão não é sensibilizada, pois a energia entregue pelas duas fases restantes são suficientes para manter o nível da tensão do barramento CC dentro dos patamares aceitáveis, como pode ser visto na figura 4.16. Apenas a ondulação (*ripple*) da tensão do barramento CC aumenta e em proporções insuficientes para que seu valor médio atinja o limite de *trip*.

Tabela 4.7. Fasores de tensão de fase – afundamento tipo B com $h=0$.

h=0			
	Módulo (pu)	Argumento (°)	Tensão de pico (V)
V_a	0	0	0
V_b	1	120	180
V_c	1	240	180

Tabela 4.8. Fasores de tensão de linha– afundamento tipo B com $h=0$.

h=0			
	Módulo (pu)	Argumento (°)	Tensão de pico (V)
V_{ab}	0,577	-60	180
V_{bc}	1	90	311
V_{ca}	0,577	240	180

Embora este fenômeno não sensibilize a proteção contra subtensão do AVV, sensibilizaria a proteção contra sobrecorrente, caso a mesma houvesse sido implementada na simulação, já que o pico de corrente em duas das fases atinge mais de 2,0pu, ultrapassando 1,5pu (figura 4.17c), valor este típico para o limite de corrente suportável nestes equipamentos [24].

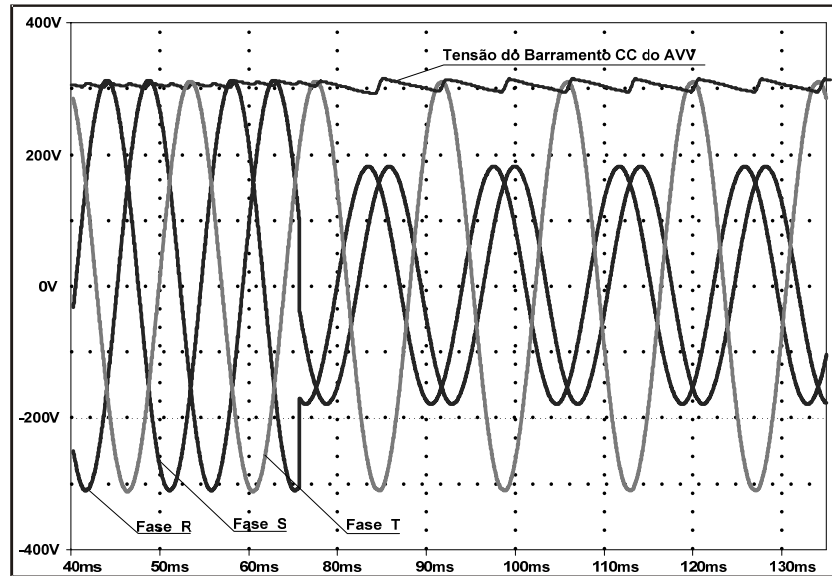


Figura 4.16. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo B para 0pu.

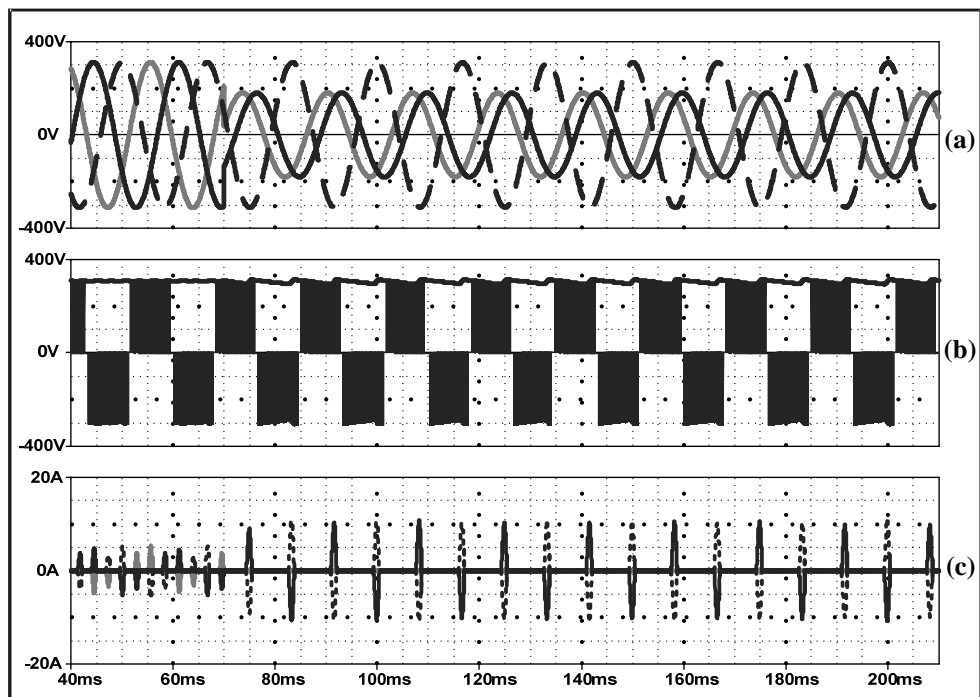


Figura 4.17. Afundamento de tensão tipo B para 0pu.

- (a) Tensões de linha de entrada. (b) Tensão do barramento CC e tensões de linha de saída.
(c) Correntes de linha de entrada.

4.3.3 Afundamentos de Tensão Tipo C

Nos afundamentos de tensão tipo C uma das tensões de fases permanece inalterada, enquanto que as outras nunca se anulam mesmo no pior caso quando $h=0$ (ver modelamento matemático no anexo A), como pode ser visto na representação de um afundamento destas proporções nas tabelas 4.9 e 4.10.

Tabela 4.9. Fasores de tensão de fase – afundamento tipo C com $h=0$.

h=0			
	Módulo (pu)	Argumento (°)	Tensão de pico (V)
V_a	1	0	180
V_b	0,5	180	90
V_c	0,5	180	90

Tabela 4.10. Fasores de tensão de linha – afundamento tipo C com $h=0$.

h=0			
	Módulo (pu)	Argumento (°)	Tensão de pico (V)
V_{ab}	0,866	0	269,3
V_{bc}	0	90	0
V_{ca}	0,866	180	269,3

Por conseguinte duas tensões de linha permanecem com módulos iguais a 0,866pu, e embora a outra venha a anular-se, a tensão no barramento CC não decai muito, mesmo sob as condições mais severas de afundamento, permanecendo acima de 0,8pu, portanto, não atua a proteção de subtensão como mostra as figuras 4.18 e 4.19.

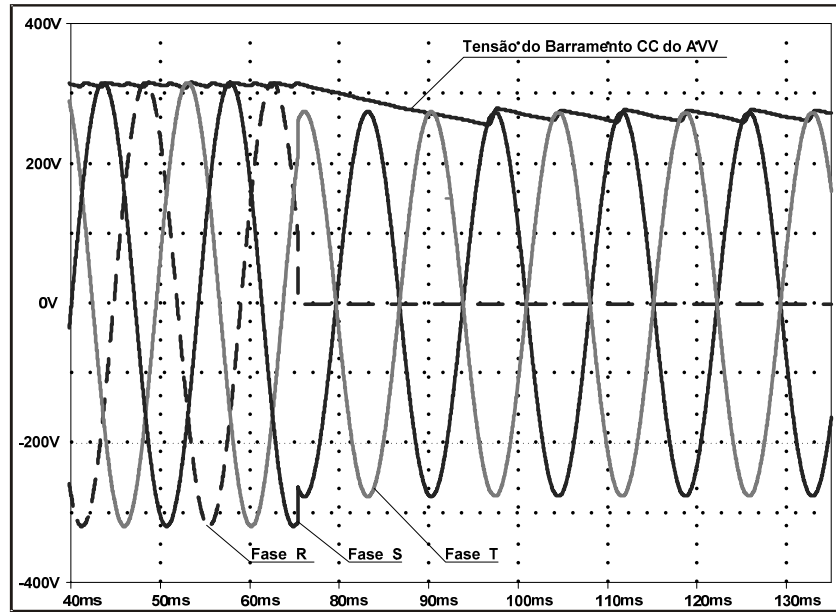


Figura 4.18. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo C com $h=0$.

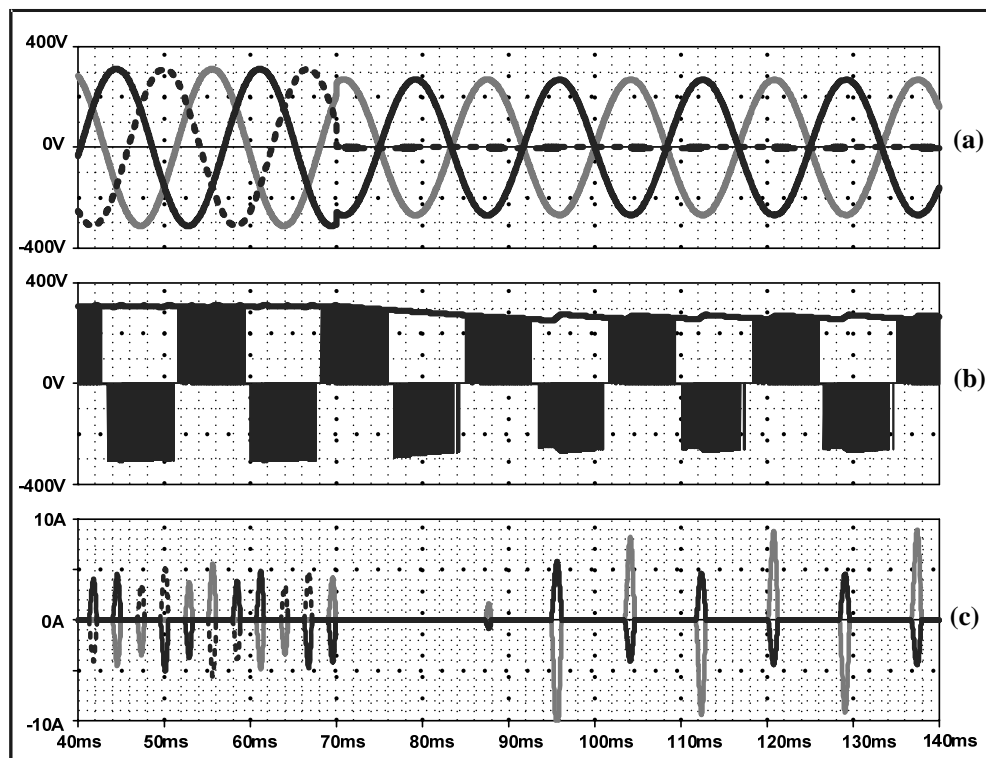


Figura 4.19. Afundamento de tensão tipo C para $h=0$.

- (a) Tensões de linha de entrada. (b) Tensão do barramento CC e tensões de linha de saída.
(c) Correntes de linha de entrada.

Embora a proteção de subtensão não seja ativada, um afundamento de tensão deste tipo nestas condições acionaria a proteção contra sobrecorrente do AVV, pois uma das fases chega a atingir 2,0pu por alguns instantes.

4.3.4 Afundamentos de Tensão Tipo D

De forma semelhante aos afundamentos do tipo B e C, onde pelo menos uma das tensões de linha sustenta a tensão do barramento CC em níveis admissíveis pelo sistema de proteção, também nos afundamentos do tipo D, mesmo na condição onde $h=0$, uma das tensões de linha permanece inalterada como pode ser visto na figura 4.20, embora todas as tensões de fase sejam atingidas.

Considerando-se que a fase mais atingida seja a fase A com $h=0$, os fasores das tensões de fase são mostrados nas tabelas 4.11 e 4.12. Estas tensões de fase incorrem em tensões de linha de módulos iguais a 1pu, 0,5pu e 0,5pu como vistas na figura 4.20. A tensão no barramento CC tem um aumento na tensão de ripple, porém permanece em torno da tensão de linha de 1,0pu. Desta forma, um afundamento de tensão do tipo D não tem a capacidade de sensibilizar a proteção contra subtensão do barramento CC.

Tabela 4.11. Fasores de tensão de fase – afundamento tipo D com $h=0$.

h=0			
	Módulo (pu)	Argumento (°)	Tensão de pico (V)
V_a	0	0	0
V_b	0,866	90	156
V_c	0,866	270	156

Tabela 4.12. Fasores de tensão de linha – afundamento tipo D com $h=0$.

h=0			
	Módulo (pu)	Argumento (°)	Tensão de pico (V)
V_{ab}	0,5	270	155,5
V_{bc}	1	90	311
V_{ca}	0,5	270	155,5

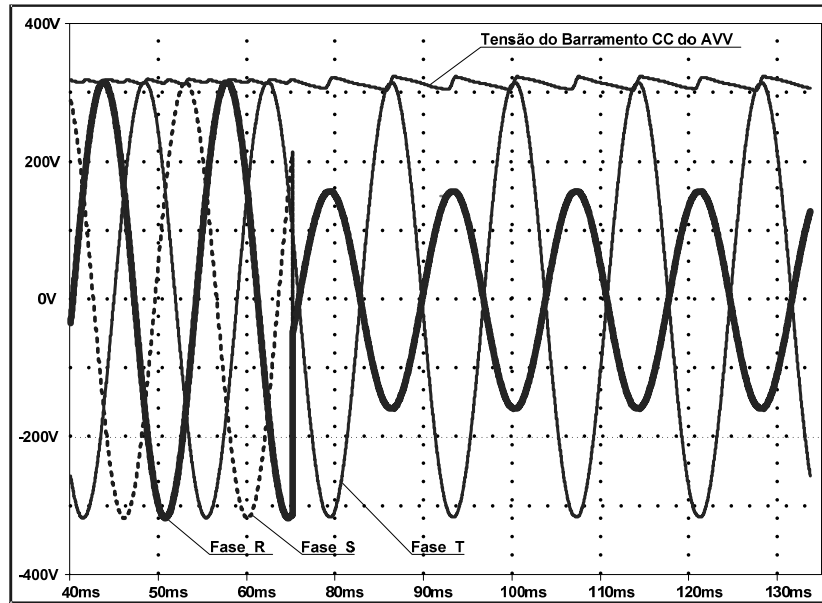


Figura 4.20. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo D com $h=0$.

Assim como nos casos dos afundamentos do tipo B e C, os afundamentos do tipo D também podem provocar a atuação da proteção de sobrecorrente do AVV, pois como pode ser visto na figura 4.21, as correntes de entrada do AVV alcançam valores próximos a 2,0pu.

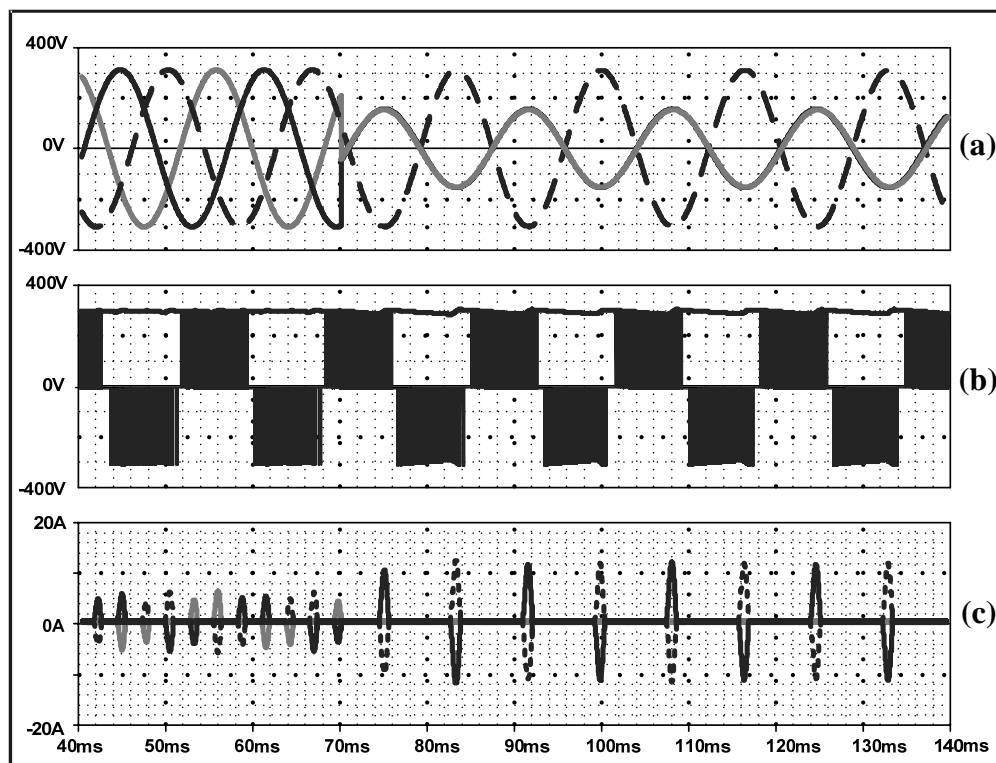


Figura 4.21. Afundamento de tensão tipo D para $h=0$.
 (a) Tensões de linha de entrada (b) Tensão do barramento CC e tensões de linha de saída.
 (c) Correntes de linha de entrada.

4.3.5 Afundamentos de Tensão Tipo E

Afundamentos de tensão do tipo E são afundamentos causados por curto-circuitos bifásicos, atingindo portanto, as tensões de duas fases sem deslocamento de fase. Assim uma das tensões de fase permanece sempre inalterada ao passo que as outras duas são diretamente atingidas sem mudança de ângulo de fase.

Como duas fases são diretamente atingidas pelo afundamento, todas as tensões de linha são afetadas podendo haver a redução da tensão do barramento CC a níveis que proporcionem a atuação da proteção contra subtensão do AVV.

A proteção contra subtensão do AVV considerado atua frente a um afundamento deste tipo para intensidades iguais ou menores que 0,3pu (como representado na tabelas 4.13 e 4.14) e duração maior ou igual a 50ms, o que pode ser verificado nos resultados de simulações que se seguem.

Tabela 4.13. Fasores de tensão de fase – afundamento tipo E com $h=0,3$.

h=0,3			
	Módulo (pu)	Argumento (°)	Tensão de pico (V)
V_a	1	0	180
V_b	0,3	120	54
V_c	0,3	240	54

Tabela 4.14. Fasores de tensão de linha – afundamento tipo E com $h=0,3$.

h=0,3			
	Módulo (pu)	Argumento (°)	Tensão de pico (V)
V_{ab}	0,681	-12,73	211,8
V_{bc}	0,3	90	93,3
V_{ca}	0,681	192,73	211,8

Na figura 4.22 pode-se verificar o momento em que a tensão do barramento CC atinge a tensão de *trip* em cerca de 50ms após o início do afundamento, i.é., em $t=120\text{ms}$, quando ocorre o desligamento do AVV conforme o indicado pelas tensões de saída na figura 4.23b.

Um evento como o simulado não seria capaz de fazer atuar a proteção de sobrecorrente do AVV, pois conforme os resultados na figura 4.20c, as correntes de alimentação do AVV não ultrapassam o limite de 1,5pu de sobrecorrente.

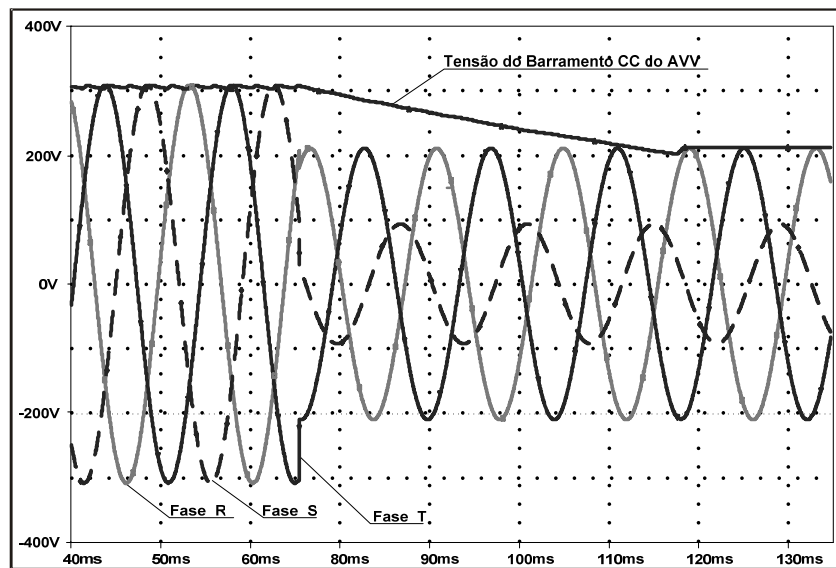


Figura 4.22. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo E para 0,3pu.

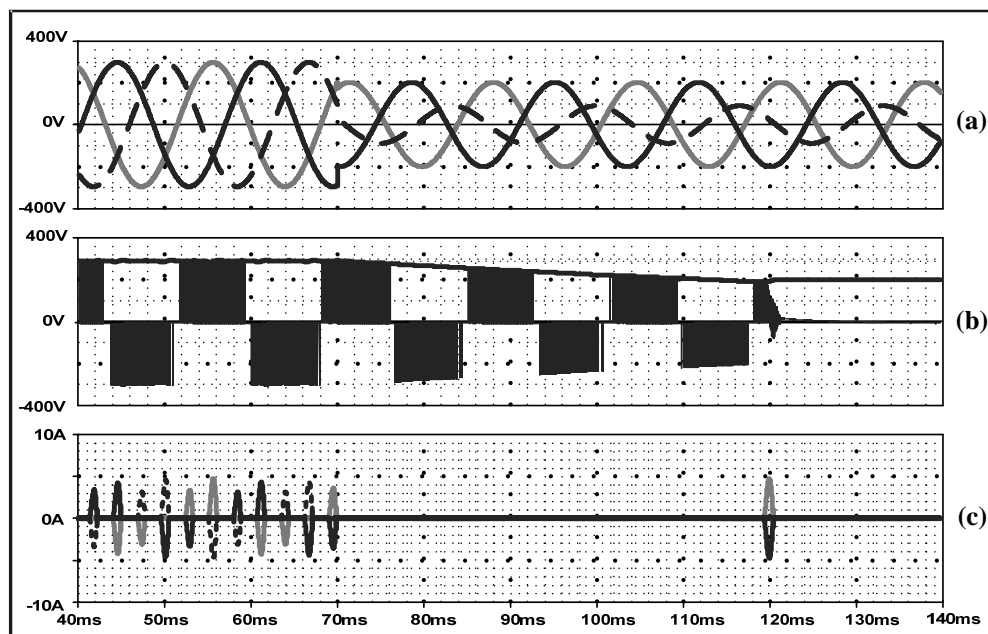


Figura 4.23. Afundamento de tensão tipo E para 0,3pu.
 (a) Tensões de linha de entrada. (b) Tensão do barramento CC e tensões de linha de saída .
 (c) Correntes de linha de entrada .

Para comprovar o limite de afundamento do tipo E suportado pelo AVV em questão, foi feita ainda a simulação de um evento semelhante ao anterior para um valor de 0,35pu de tensão remanescente nas duas fases atingidas conforme as tabelas 4.15 e 4.16, obtendo-se resultados que são mostrados nas figuras 4.24 e 4.25.

Tabela 4.15. Fasores de tensão de fase – afundamento tipo E com $h=0,35$.

h=0,35			
	Módulo (pu)	Argumento (°)	Tensão de pico (V)
V_a	1	0	180
V_b	0,35	120	63
V_c	0,35	240	63

Tabela 4.16. Fasores de tensão de linha – afundamento tipo E com $h=0,35$.

h=0,35			
	Módulo (pu)	Argumento (°)	Tensão de pico (V)
V_{ab}	0,701	-14,47	217,89
V_{bc}	0,35	90	108,85
V_{ca}	0,701	194,47	217,89

Pelas figuras 4.24 é possível observar que a tensão do barramento CC neste caso não atinge o valor de *trip*, pois se estabiliza em um valor superior a 0,7pu. Na figura 4.25b vê-se, pelas tensões de saída, que não há o desligamento do AVV.

Embora haja durante o afundamento um aumento razoável das correntes de entrada do AVV, as mesmas permanecem dentro do patamar de 1,5pu (figura 4.25c), não sensibilizando a proteção de sobrecorrente do AVV.

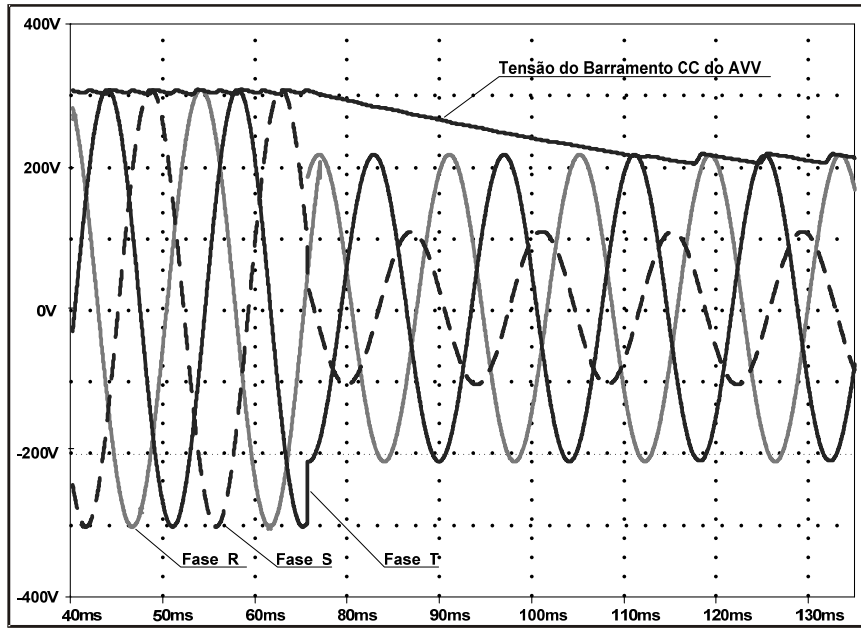


Figura 4.24. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo E para 0,35pu.

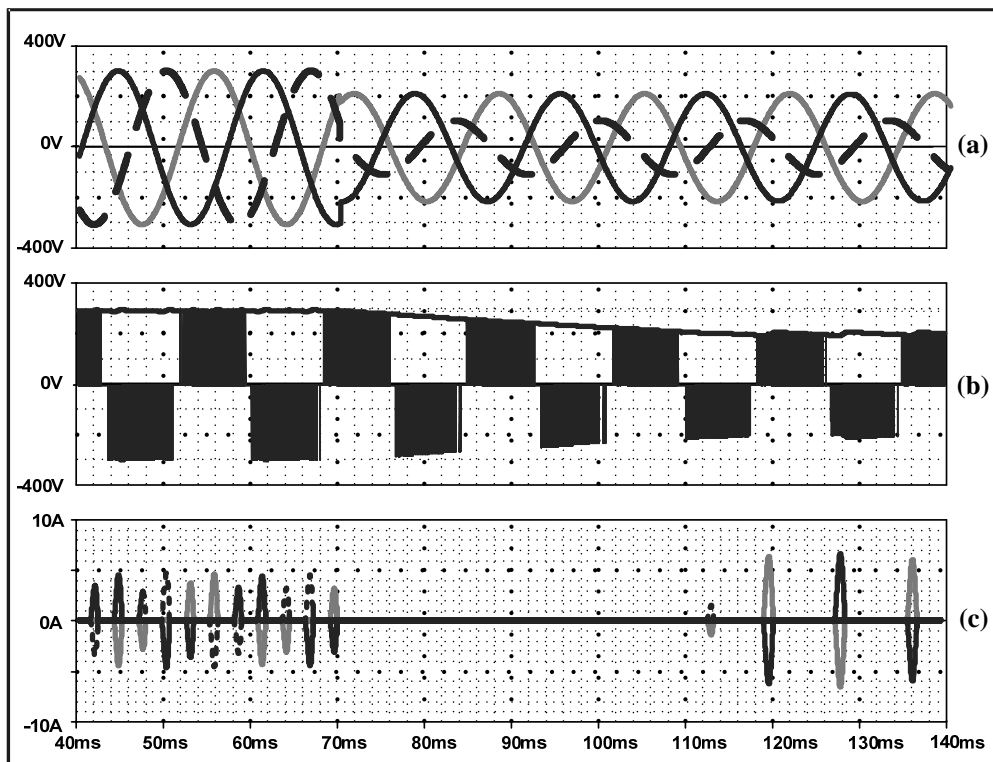


Figura 4.25. Afundamento de tensão tipo E para 0,35pu.
 (a) Tensões de linha de entrada. (b) Tensão do barramento CC e tensões de linha de saída.
 (c) Correntes de linha de entrada.

Ainda considerando um afundamento de tensão do tipo E, foi simulado um evento de intensidade máxima, isto é, com as duas fases atingidas indo para 0 pu o que está mostrado nas tabelas 4.17 e 4.18. Os resultados são apresentados nas figuras 4.26 e 4.27.

Tabela 4.17. Fasores de tensão de fase – afundamento tipo E com $h=0$.

h=0			
	Módulo (pu)	Argumento (°)	Tensão de pico (V)
V_a	1	0	180
V_b	0	120	0
V_c	0	240	0

Tabela 4.18. Fasores de tensão de linha – afundamento tipo E com $h=0$.

h=0			
	Módulo (pu)	Argumento (°)	Tensão de pico (V)
V_{ab}	0,577	0	180
V_{bc}	0	90	0
V_{ca}	0,577	180	180

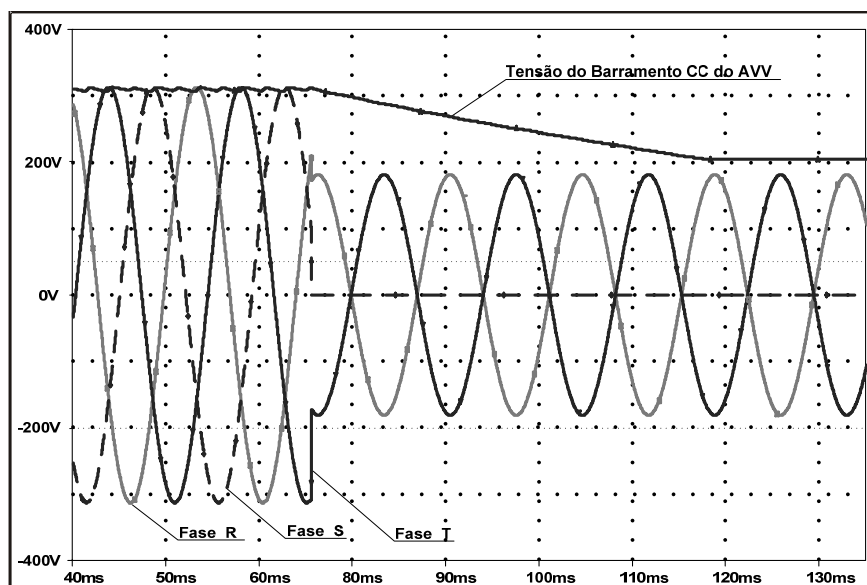


Figura 4.26. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo E para 0 pu.

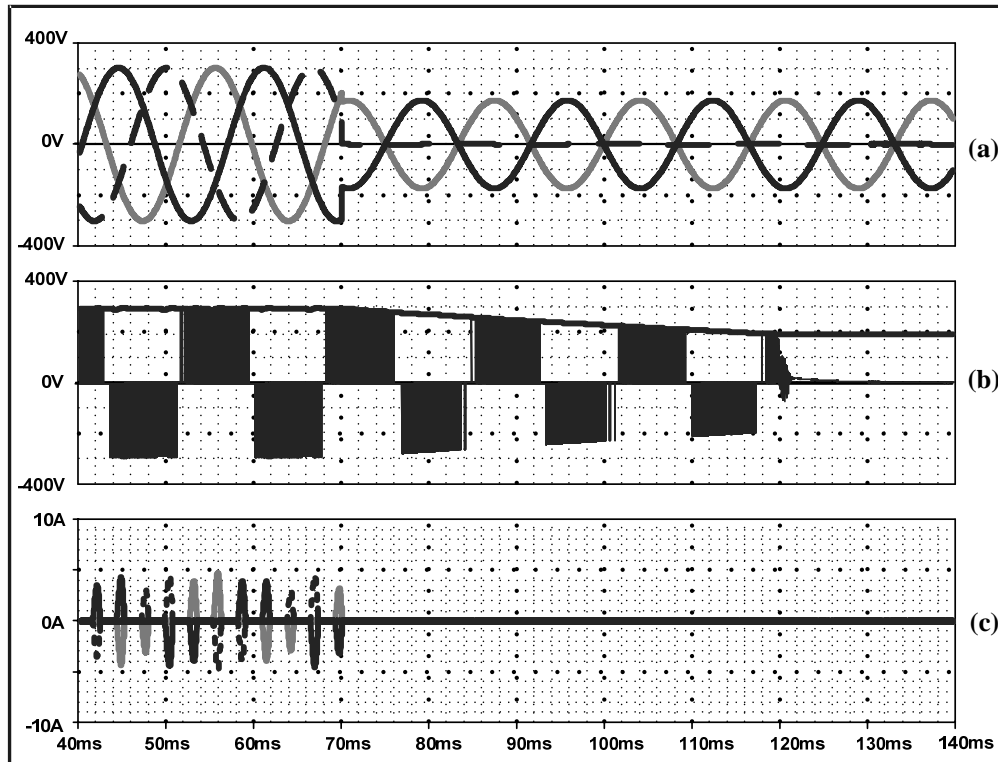


Figura 4.27. Afundamento de tensão tipo E para $0pu$.
 (a) Tensões de linha de entrada. (b) Tensão do barramento CC e tensões de linha de saída.
 (c) Correntes de linha de entrada.

Um afundamento de tensão deste tipo e severidade proporciona o desligamento do AVV em cerca de 50ms depois do início do evento como pode ser visto pela figura 4.27b. Na figura 4.26 pode-se ver com maior precisão o momento em que a tensão de desligamento é atingida.

Também neste caso a proteção contra subcorrente não é sensibilizada, como pode ser notado no comportamento das correntes de alimentação do AVV na figura 4.27c.

4.3.6 Afundamentos de Tensão Tipo F

Embora os afundamentos dos tipos D e F tenham muitas semelhanças, no afundamento tipo D mesmo para $h=0$ não ocorre o desligamento do AVV porque a tensão remanescente em duas fases é suficiente para manter a tensão no barramento CC, o que não ocorre no caso do afundamento tipo F.

Para este tipo de afundamento para $h=0$ os módulos e ângulos das tensões de fase são mostrados nas tabelas 4.19 e 4.20, onde são mostrados os módulos e ângulos das tensões de fase e de linha, respectivamente.

Tabela 4.19. Fasores de tensão de fase – afundamento tipo F com $h=0$.

h=0			
	Módulo (pu)	Argumento (°)	Tensão de pico (V)
V_a	0	0	0
V_b	0,577	270	103,86
V_c	0,577	90	103,86

Tabela 4.20. Fasores de tensão de linha – afundamento tipo F com $h=0$.

h=0			
	Módulo (pu)	Argumento (°)	Tensão de pico (V)
V_{ab}	0,333	270	103,67
V_{bc}	0,667	90	207,33
V_{ca}	0,333	270	103,67

Pode ser observada a diferença entre as tensões de linha dos afundamentos tipo D e F comparando-se as figuras 4.20 e 4.28, onde se percebe que embora possuam um comportamento semelhante, no caso do afundamento tipo F a maior tensão de linha (0,67pu) não é suficiente para manter a tensão do barramento CC dentro dos limites aceitáveis ao sistema de proteção.

A figura 4.29b mostra a atuação da proteção do AVV, enquanto que a figura 4.29c permite-nos novamente concluir que não há a atuação da proteção contra sobrecorrente.

A maioria dos AVVs possui tensão de *trip* entre 0,5 e 0,65pu e jamais se desligariam sob afundamentos do tipo F, pois mesmo sob condições onde $h=0$ a tensão do barramento CC permanece acima de 0,65pu ou 200V (figura 4.28) para um AVV cuja tensão de linha de entrada é 220V.

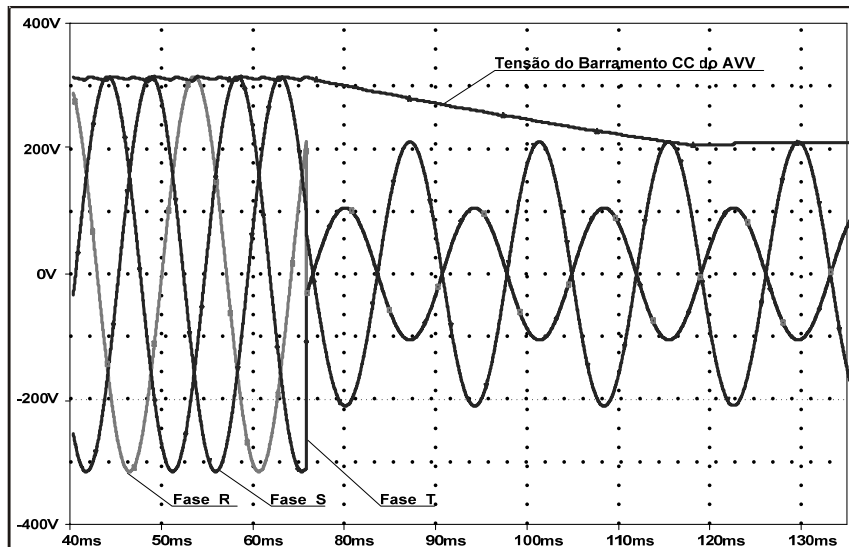


Figura 4.28. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo F para 0pu.

Uma nova simulação para afundamentos do tipo F foi feita para se conhecer o limite máximo de intensidade suportado pelo AVV para um tempo maior que 50ms, que é o tempo necessário para a descarga do capacitor do barramento CC e para ser atingida a tensão de desligamento por subtensão.

Foi constatado que a máxima intensidade de um afundamento de tensão do tipo F que pode suportar um AVV como o considerado com tensão de *trip* de 0,7pu ocorre para $h=0,1$, como pode ser visto nas figuras 4.30 e 4.31. Para $h=0,1$ os módulos e argumentos das tensões de fase são mostrados nas tabelas 4.21 e 4.22.

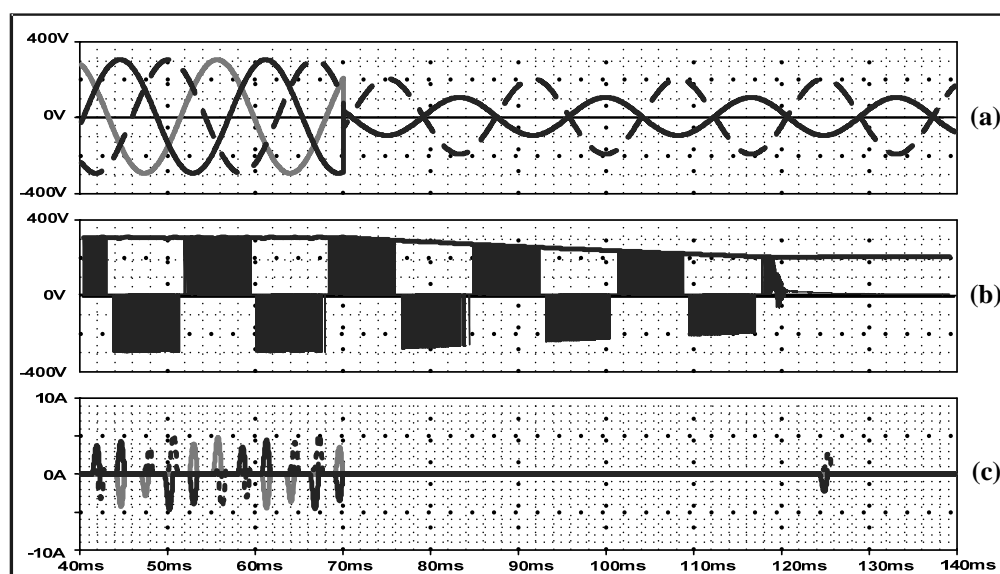


Figura 4.29. Afundamento de tensão tipo F para 0pu.

(a) Tensões de linha de entrada. (b) Tensão do barramento CC e tensões de linha de saída. (c) Correntes de linha de entrada.

Tabela 4.21. Fasores de tensão de fase – afundamento tipo F com $h=0,1$.

h=0,1			
	Módulo (pu)	Argumento (°)	Tensão de pico (V)
V_a	0,1	0	18
V_b	0,61	94,7	109,5
V_c	0,61	265,3	109,5

Tabela 4.22. Fasores de tensão de linha – afundamento tipo F com $h=0,1$.

h=0,1			
	Módulo (pu)	Argumento (°)	Tensão de pico (V)
V_{ab}	0,361	283,9	112,13
V_{bc}	0,7	90	217,7
V_{ca}	0,361	256,1	112,13

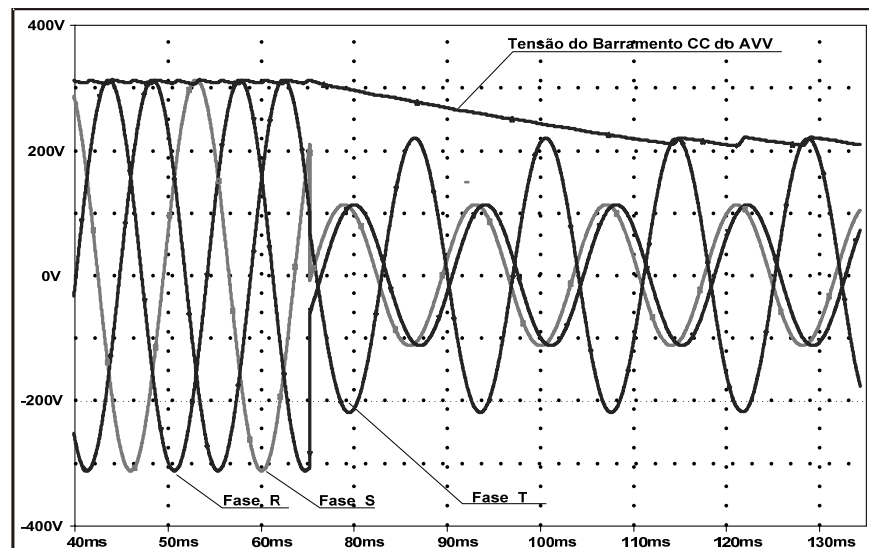


Figura 4.30. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo F para 0,1pu.

A figura 4.30 mostra a acomodação da tensão do barramento CC pouco acima da tensão de desligamento, enquanto que na figura 4.31b pode-se constatar que a proteção do AVV de subtensão não atua para esta intensidade de afundamento do tipo F.

Pela figura 4.31c é possível concluir que não ocorreria, neste caso, a atuação da proteção de sobrecorrente do AVV, pois as correntes de entrada não sofrem elevação considerável.

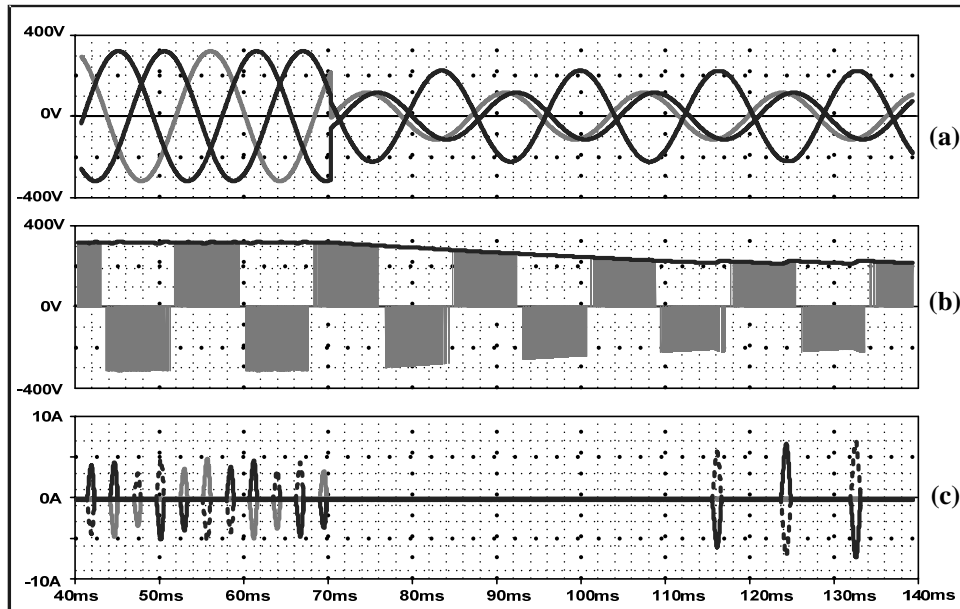


Figura 4.31. Afundamento de tensão tipo F para 0,1pu.
 (a) Tensões de linha de entrada. (b) Tensão do barramento CC e tensões de linha de saída.
 (c) Correntes de linha de entrada.

4.3.7 Afundamentos de Tensão Tipo G

Nos afundamentos de tensão do tipo G todas as fases são afetadas sendo uma com menor severidade que as outras, no entanto sem se anularem.

O limite de operação normal do AVV submetido a um afundamento de tensão do tipo G é para h maior que 0,3. A tabela 4.23 mostra os fasores de tensão de fase para $h=0,3$, enquanto que a tabela.4.24 mostra os fasores das tensões de linha para o mesmo valor de h .

Tabela 4.23. Fasores de tensão de fase – afundamento tipo G com $h=0,3$.

$h=0,3$			
	Módulo (pu)	Argumento ($^{\circ}$)	Tensão de pico (V)
V_a	0,767	0	138
V_b	0,463	145,9	83,36
V_c	0,463	214,13	83,36

Tabela 4.24. Fasores de tensão de linha – afundamento tipo G com $h=0,3$.

h=0,3			
	Módulo (pu)	Argumento (°)	Tensão de pico (V)
V_{ab}	0,681	-12,73	211,7
V_{bc}	0,3	90	93,3
V_{ca}	0,681	192,73	211,7

Os resultados de simulação para $h=0,3$ estão mostrados nas figuras 4.32 e 4.33. Pela figura 4.32 pode-se observar que duas das tensões de linha mantêm a tensão do barramento CC em um valor pouco inferior ao limite de *trip* ($0,7\text{pu} \equiv 210\text{V}$), quando ocorre o desligamento do AVV que está mostrado pelas tensões de saída na figura 4.33b.

Também um afundamento do tipo G desta severidade não é capaz de acionar a proteção de sobrecorrente do AVV como pode ser constatado pelas correntes de alimentação do AVV na figura 4.33c, onde as correntes se mostram dentro do patamar normal de funcionamento.

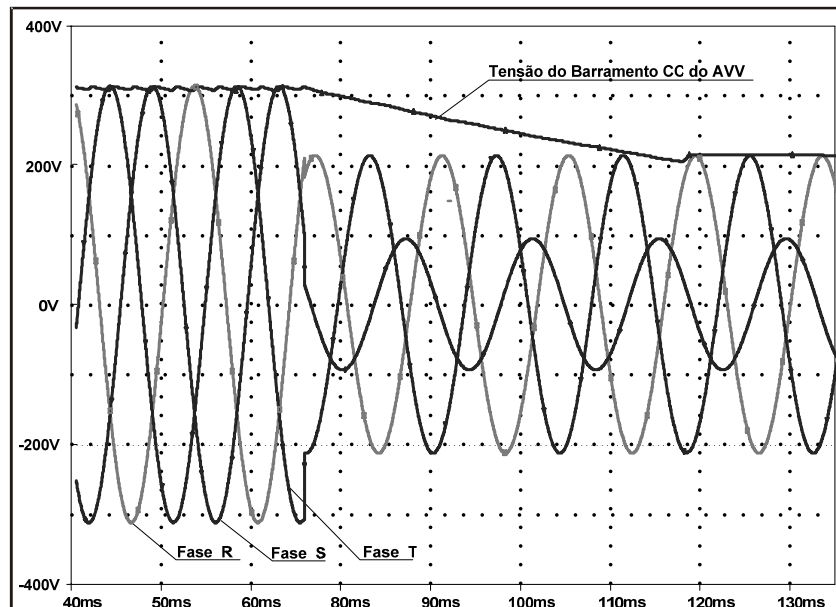


Figura 4.32. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo G para $h=0,3$.

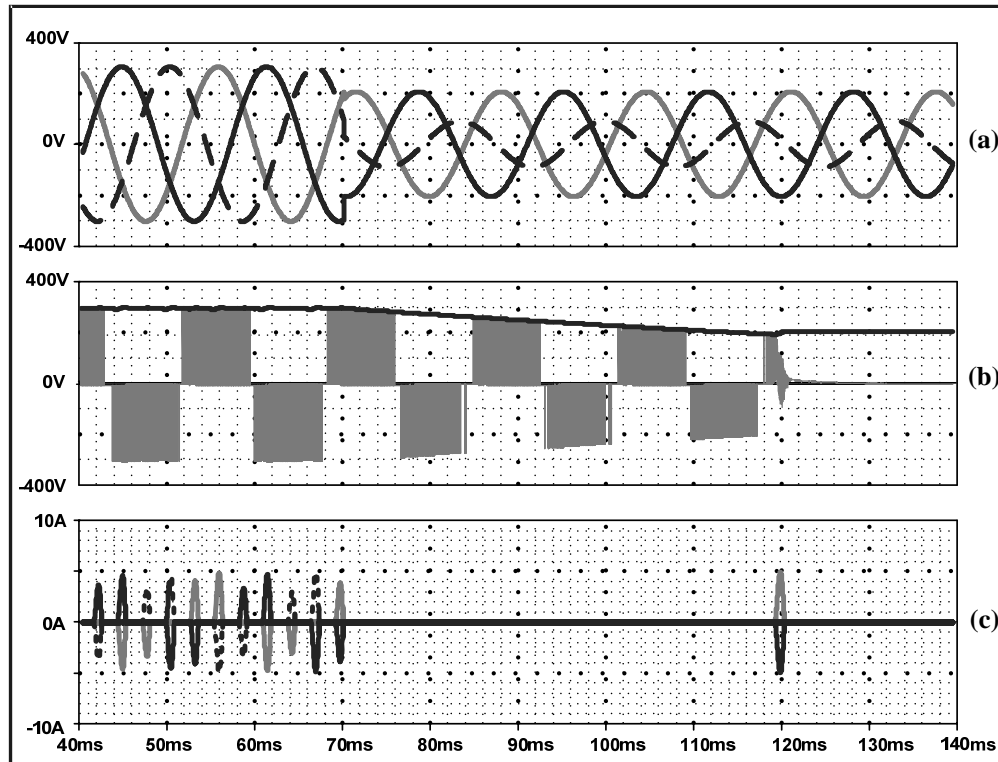


Figura 4.33. Afundamento de tensão tipo G para $h=0,3$.

- (a) Tensões de linha de entrada. (b) Tensão do barramento CC e tensões de linha de saída.
(c) Correntes de linha de entrada.

Considerando um $h=0,35$, pouco superior ao caso anterior, verifica-se que a severidade do afundamento é suficiente para manter a tensão no barramento CC dentro dos limites aceitáveis ao sistema de proteção, o que pode ser comprovado pelos resultados de simulações nas figuras 4.34 e 4.35.

A disposição fasorial está representada nas tabelas 4.25 e 4.26.

Tabela 4.25. Fasores de tensão de fase – afundamento tipo G com $h=0,35$.

$h=0,35$			
	Módulo (pu)	Argumento ($^{\circ}$)	Tensão de pico (V)
V_a	0,783	0	141
V_b	0,495	142,26	89,15
V_c	0,495	217,74	89,15

Tabela 4.26. Fasores de tensão de linha – afundamento tipo G com $h=0,35$.

$h=0,35$			
	Módulo (pu)	Argumento ($^{\circ}$)	Tensão de pico (V)
V_{ab}	0,701	-14,5	217,9
V_{bc}	0,35	90	108,85
V_{ca}	0,701	194,5	217,9

A figura 4.35b mostra como o sistema de proteção do AVV não é sensibilizado para este nível de afundamento. A proteção contra sobrecorrente, entretanto, deveria atuar em um AVV com ajuste de sobrecorrente em 1,5pu, pois conforme a figura 4.35c a corrente em uma das fases chega a cerca de 1,6pu.

Para verificar as implicações de um afundamento de tensão deste tipo levado a seu caso extremo, foi feita uma simulação para $h=0$ cujas tensões de fase estão mostradas nas tabelas 4.27 e 4.28.

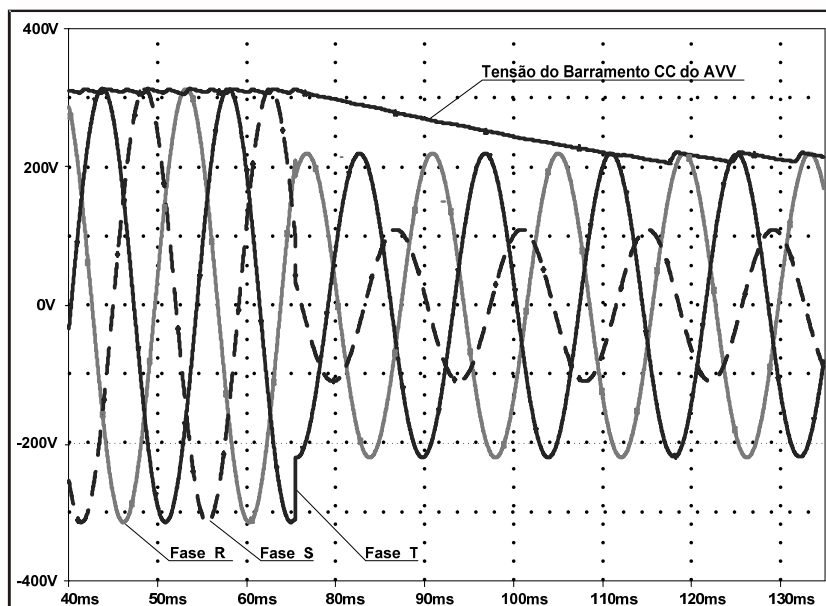


Figura 4.34. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo G para $h=0,35$.

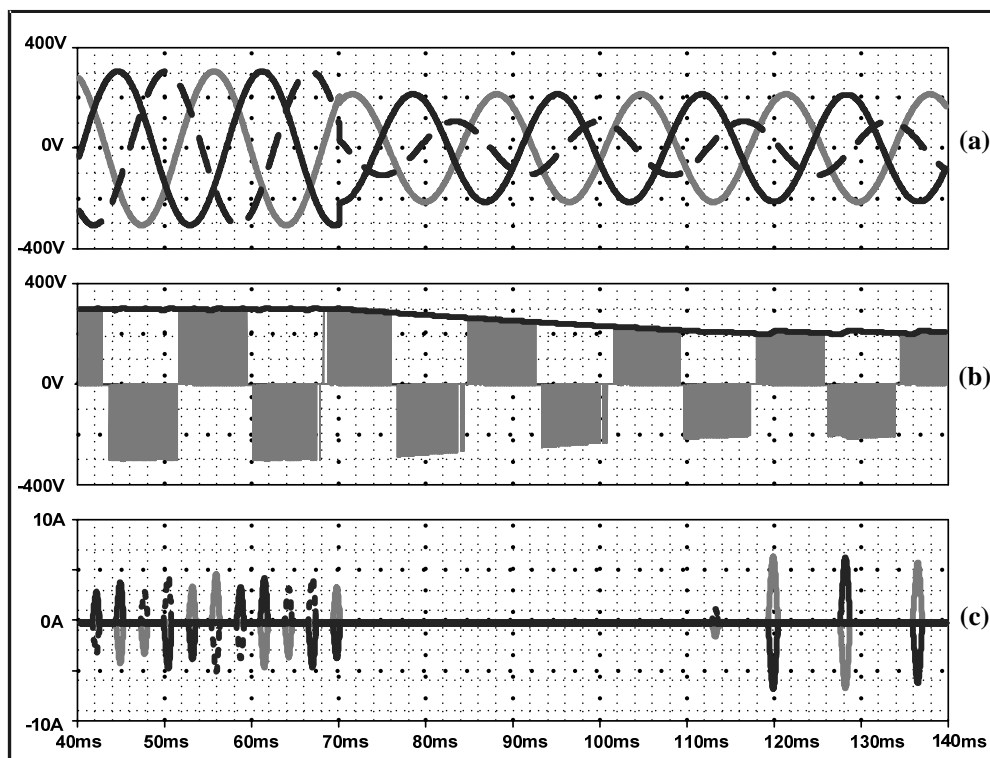


Figura 4.35. Afundamento de tensão tipo G para $h=0,35$.
 (a) Tensões de linha de entrada. (b) Tensão do barramento CC e tensões de linha de saída.
 (c) Correntes de linha de entrada.

Tabela 4.27. Fasores de tensão de fase – afundamento tipo G com $h=0$.

h=0			
	Módulo (pu)	Argumento ($^{\circ}$)	Tensão de pico (V)
V_a	0,667	0	120
V_b	0,333	180	60
V_c	0,333	180	60

Tabela 4.28. Fasores de tensão de linha – afundamento tipo G com $h=0$.

h=0			
	Módulo (pu)	Argumento ($^{\circ}$)	Tensão de pico (V)
V_{ab}	0,577	0	179,56
V_{bc}	0	90	0
V_{ca}	0,577	180	179,56

Conforme esperado a proteção de subtensão do AVV atua após cerca de 50ms do início da ocorrência do fenômeno como é mostrado na figura 4.36.

Na figura 4.37b observa-se a descontinuidade do fornecimento das tensões de saída do AVV no momento em que atua a proteção de subtensão. Também neste caso não há qualquer elevação das correntes de alimentação do AVV quando há ocorrência do afundamento de tensão como mostra a figura 4.37c.

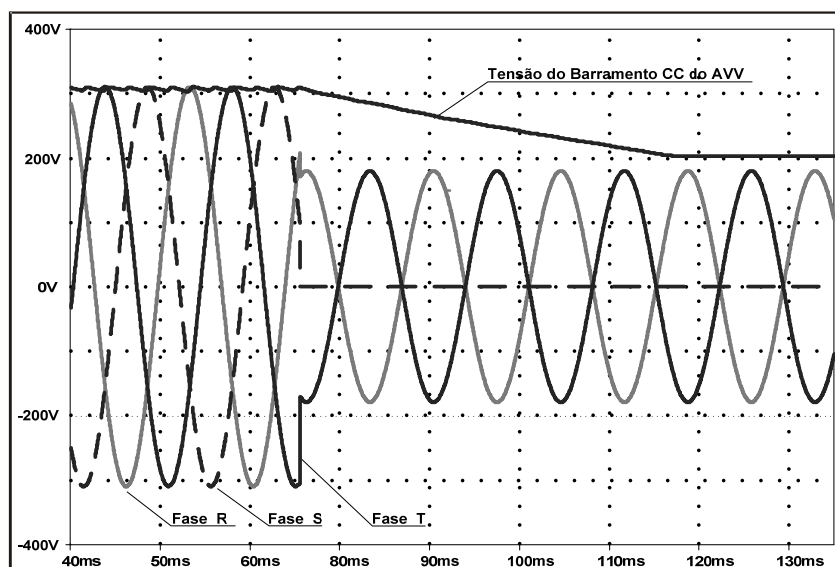


Figura 4.36. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC do AVV sob afundamento de tensão tipo G para $h=0$.

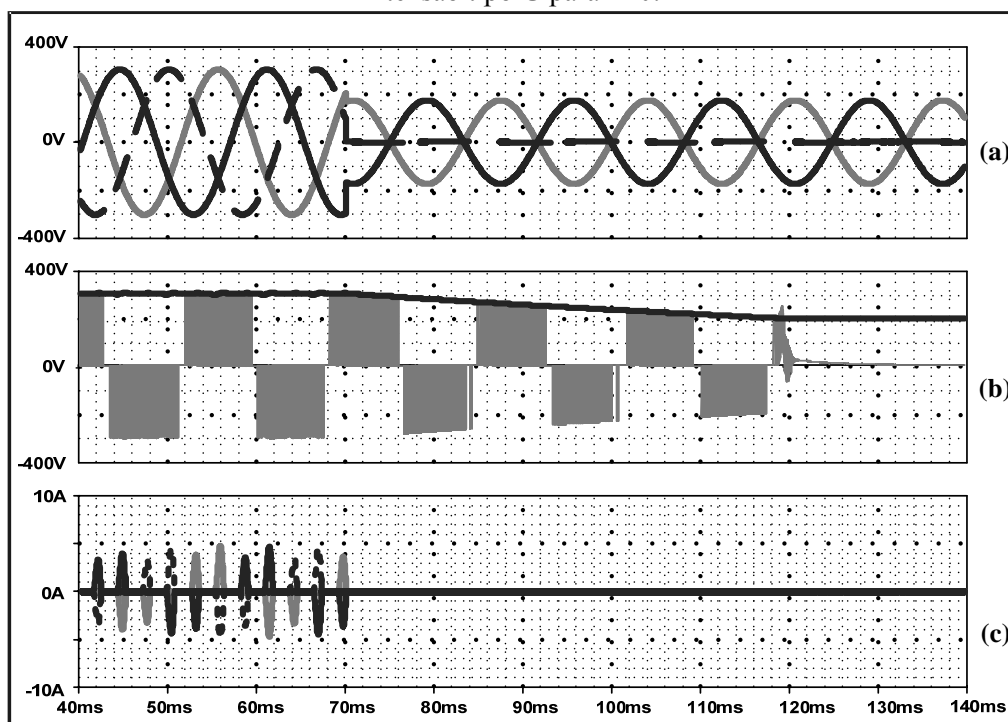


Figura 4.37. Afundamento de tensão tipo G para $h=0$.

- (a) Tensões de linha de entrada. (b) Tensão do barramento CC e tensões de linha de saída.
(c) Correntes de linha de entrada.

4.4. Métodos de Mitigação de Afundamentos de Tensão

Os afundamentos de tensão do tipo A envolvem maior quantidade de energia do que qualquer outro de mesmas proporções em magnitude e duração, exigindo uma descarga mais rápida do capacitor do barramento CC. Por isso subentende-se que o mesmo pode ser utilizado para atestar a eficácia de uma solução proposta para a mitigação dos efeitos dos afundamentos de tensão.

Assim, foram feitas simulações de três soluções propostas sob condições de afundamentos severos do tipo A sendo comparados seus resultados entre si, o que é apresentado nos subitens desta seção. As soluções simuladas foram: mitigação por adição de capacitores ao barramento CC, por adição de neutro e por conexão de um conversor *boost* ao AVV.

Especificamente no caso da mitigação por conversor *boost* conectado ao AVV foram feitas simulações de todos os tipos de afundamentos que tornam possível o desligamento do AVV por subtensão.

4.4.1 Mitigação por Aumento da Capacitância do Barramento CC

Como mencionado no capítulo 2, a adição de capacitores ao barramento CC apenas é indicada em casos em que se deseja mitigar afundamentos de tensão de poucos ciclos já que o custo da solução é proporcional à duração dos afundamentos que se deseja mitigar. Logo, foram feitas simulações para os casos de afundamentos para valores imediatamente inferiores ao limite de subtensão tolerável pelo AVV e para 0% por 12 ciclos, isto é, 200 milissegundos.

Para a tolerância do AVV se adequar à curva SEMI F47 é necessário que o AVV suporte afundamento de tensão para 50% por até 200ms. Esta condição de afundamento de tensão representa uma região crítica de tolerância do AVV em questão, já que, como foi visto na seção anterior, este apenas pode suportar afundamentos para 70% por 50ms sem desligamento. Na região posterior à duração de 200ms, a tolerância do AVV testado se conforma à curva do EPRI, conforme pode ser visto no capítulo 5.

Assim, para se adequar a tolerância do AVV à SEMI F47, o valor da capacitância do barramento CC deve ser:

$$C = \frac{I_o \cdot t}{V_{cc} - V_{trip}} \quad (4.1)$$

em que:

I_o é a corrente de plena carga fornecida pelo capacitor durante o afundamento de tensão

t é a duração do afundamento de tensão

V_{cc} é a tensão nominal do barramento CC

V_{trip} é a tensão que sensibiliza a proteção contra subtensão do AVV

A corrente fornecida pelo capacitor pode ser calculada como:

$$I_o = \frac{P_o}{V_{cc}} \quad (4.2)$$

onde P_o é a potência de saída do AVV.

Assim,

$$I_o = \frac{200}{300} = 0,667 \text{ A}$$

Então,

$$C = \frac{0,667 \cdot 200 \cdot 10^{-3}}{300 - 210} \cong 1480 \mu F$$

Logo, como o valor original da capacitância do barramento é de 330 μ F, seriam necessários o acréscimo de mais cerca de 1200 μ F ao barramento CC a fim de proporcionar ao AVV uma suportabilidade a afundamentos de tensão para 50% por 200ms.

Para verificar a eficácia da solução foram feitas simulações de afundamentos tipo A para 0,5pu e 0pu com duração de 200ms. Os resultados são mostrados nas figuras 4.38 e 4.39.

Na figura 4.38 é mostrado o decaimento da tensão do barramento CC ao serem acrescentados 1200 μ F à sua capacitância no momento em que o AVV é submetido a um afundamento de tensão tipo A para 50% por 200ms. Pode-se observar que a tensão apenas atingiu o valor limite de subtensão (210V) muito próximo dos 200ms de duração do afundamento, ou seja em $t=270$ ms.

O mesmo ocorre para um afundamento de maior severidade, como para 0,0pu, como mostra a figura 4.39, pois a severidade do afundamento de tensão, desde que o mesmo seja para um valor inferior ao limite de subtensão, não influencia no tempo de descarga. O tempo necessário para se atingir a tensão de *trip* apenas está atrelado ao valor da capacitância do barramento e ao valor da carga, neste caso, carga nominal.

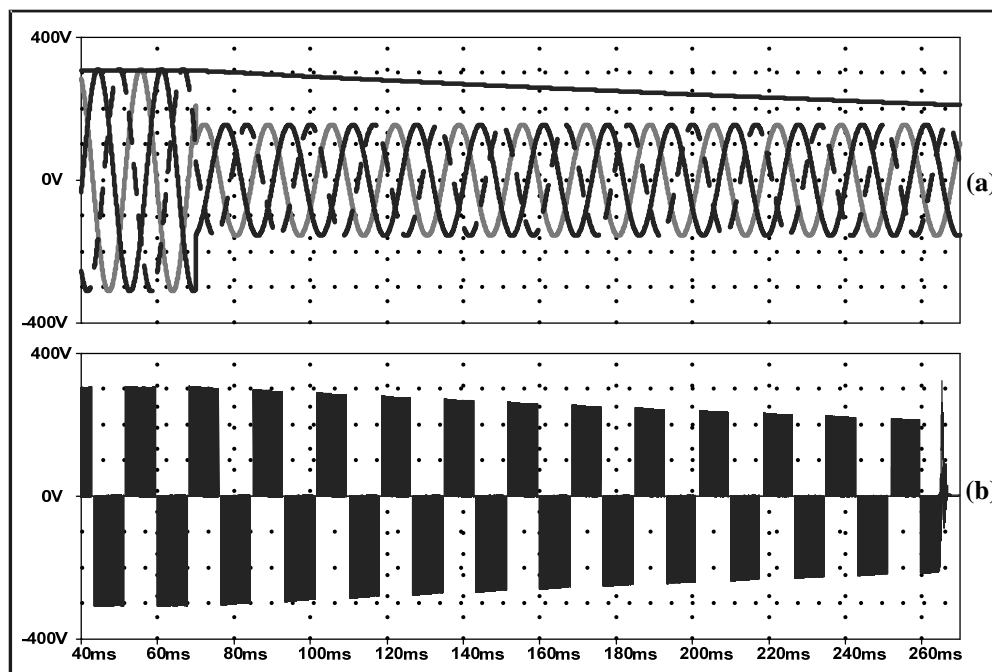


Figura 4.38. Afundamento de tensão tipo A para 0,5pu com adição de 1200 μ F.

(a) Tensões de linha e tensão no barramento CC do AVV

(b) Tensões de fase de saída do AVV.

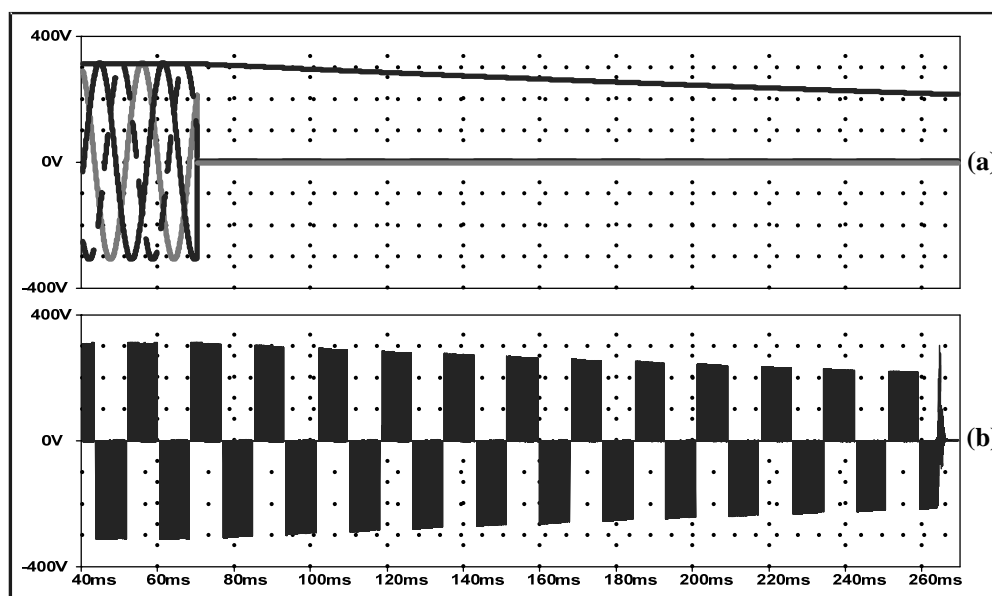


Figura 4.39. Afundamento de tensão tipo A para 0pu com adição de 1200 μ F.

(a) Tensões de linha e tensão no barramento CC do AVV

(b) Tensões de fase de saída do AVV.

utilizado neste trabalho. Isto porque o cálculo dos 15% deve ser feito sobre a tensão de *trip*, como se segue:

$$V_{trip_{neutro}} = V_{trip} - 0,15 \cdot V_{trip} \quad (4.3)$$

Sendo, $V_{trip_{neutro}}$ a tensão de desligamento com a adição de neutro, e V_{trip} a tensão de desligamento nominal.

Assim, o limite de tensão suportável com a adição de neutro passa a ser:

$$V_{trip_{neutro}} = 0,7 - 0,15 \cdot 0,7 \cong 0,6 \text{ pu}$$

Uma simulação com o propósito de ser analisada a aplicação desta solução foi feita com um afundamento para 60% e duração de 200ms. Os resultados são apresentados na figura 4.41, onde é feito o comparativo entre o comportamento da tensão do barramento CC com e sem a adição do condutor neutro.

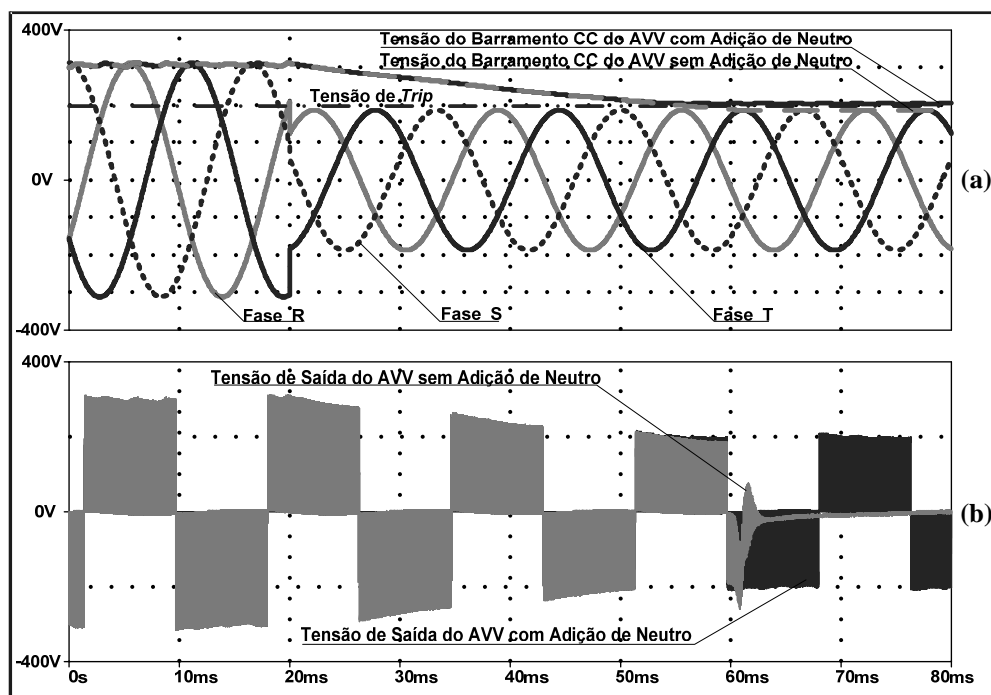


Figura 4.41. Afundamento de tensão tipo A para 0,6pu.

(a) Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC com e sem neutro.

(b) Tensões de uma das fases com e sem neutro.

A tensão do barramento CC sem o condutor neutro (figura 4.41a) alcança o valor de *trip* pouco depois dos 50ms, provocando o desligamento da tensão de saída (figura 4.41b).

Com a adição de neutro no sistema, a tensão do barramento CC permanece pouco acima do valor de *trip* (figura 4.41a) e não provoca o acionamento da proteção contra subtensão do AVV como pode ser visto na figura 4.41b.

A adição do condutor neutro da fonte ao barramento CC do AVV, cria um caminho para a circulação de correntes de 3ª harmônica, o que pode ser comprovado pela figura 4.42b. O conteúdo harmônico pode ser visto pela figura 4.43. As componentes predominantes são, principalmente, a 3ª harmônica e a 9ª harmônica.

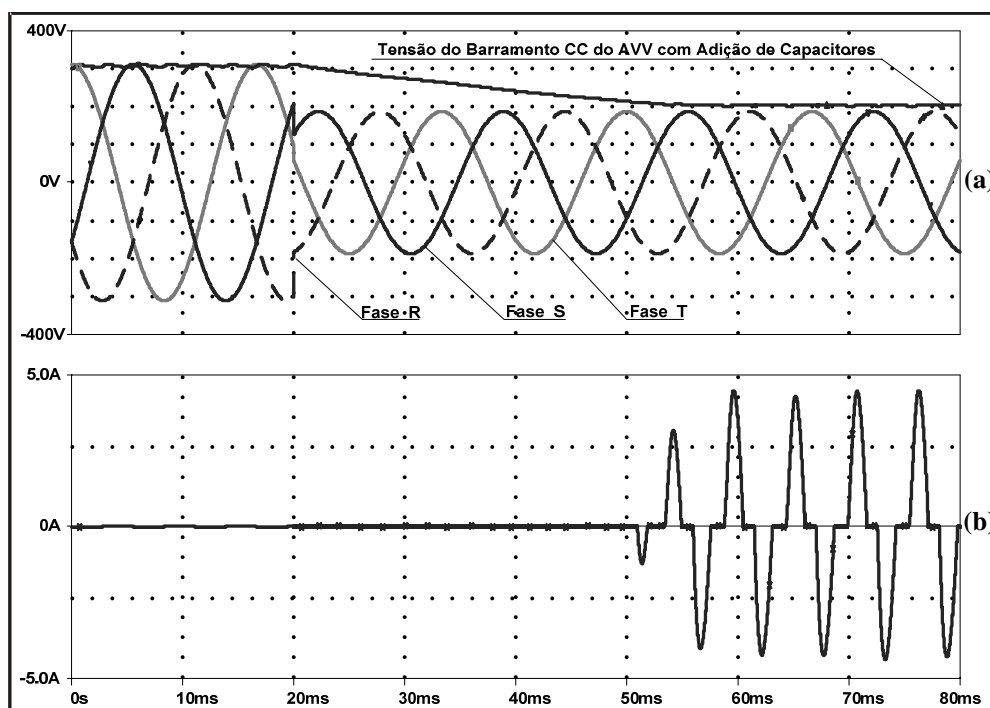


Figura 4.42. Afundamento de tensão tipo A para 0,6pu com adição de neutro
 (a) Tensão do barramento CC e tensões de linha de entrada
 (b) Corrente do através do condutor neutro.

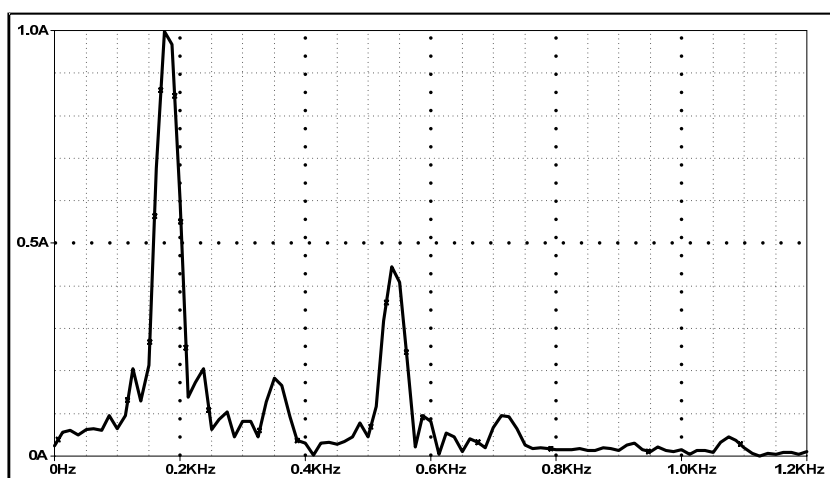


Figura 4.43. Análise de Fourier da corrente de neutro.

A mitigação por adição de neutro não resolve o problema da região crítica da curva de tolerância do AVV considerado quando comparada à SEMI F47 que estabelece tolerância a afundamentos para até 50% com duração de até 200ms, já que esta alternativa de mitigação apenas pode manter o nível de tensão do barramento CC dentro dos limites aceitáveis sob condições de afundamentos de até 60%. Porém, pode servir para mitigar qualquer afundamento de tensão de magnitude para até 0,6pu por todo o tempo em que durar o afundamento.

4.4.3 Mitigação por Conexão de Conversor *Boost*

O conversor *boost* foi projetado para mitigar afundamentos de tensão permanentes do tipo A (trifásico) de até 0,5pu. Porém, de acordo com as simulações anteriores, são quatro os tipos de afundamentos de tensão que podem levar o AVV ao desligamento por subtensão: tipo A, tipo E, tipo F e tipo G.

O limite de 0,5pu para afundamentos de tensão com o uso do conversor *boost* diz respeito apenas ao afundamento do tipo A, que é o mais severo. Para os demais tipos de afundamentos, como mostram as simulações seguintes, o AVV pode suportar afundamentos mais severos para até 0pu. A única restrição à capacidade de o conversor *boost* poder mitigar um afundamento de tensão é que sua tensão de entrada deve ser no mínimo 150V, valor este especificado no projeto do conversor apresentado no capítulo 2. Nas simulações realizadas foi observado que mesmo nas condições mais severas para afundamentos do tipo E, F e G para até 0pu de valor de tensão remanescente, ainda é possível manter a tensão de entrada do conversor *boost* acima da tensão mínima especificada no projeto.

- **Afundamento de Tensão Tipo A**

A figura 4.40 mostra os resultados de simulação de um afundamento de tensão do tipo A de 0,5pu quando o conversor *boost* está conectado ao AVV.

O conversor *boost* é acionado quando a tensão no barramento CC do AVV é imediatamente inferior a 290V, o que ocorre cerca de 20ms após o início do afundamento. A partir de então se dá início a um período transitório que dura por cerca de 45ms. Em todo o período transitório o menor valor assumido pela tensão do barramento CC foi de 278V. Depois disto, o conversor atua de modo a estabilizar a tensão do barramento em 290V, aproximadamente.

A linha tracejada na figura indica o limite de tensão do barramento CC suportável pelo AVV sem que haja o seu desligamento. Por todo o tempo da simulação, observa-se uma grande margem de segurança, o que comprova a eficácia do método de mitigação.

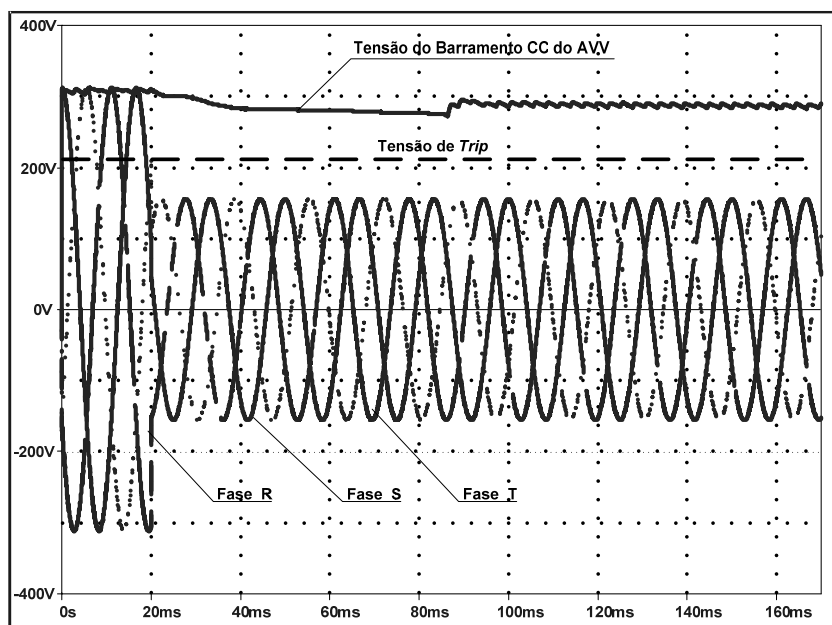


Figura 4.44. Tensão no barramento CC com o conversor *boost* conectado ao AVV sob um afundamento de tensão tipo A para 0,5pu.

A figura 4.45b mostra o PWM de controle da chave *boost*. Conforme já mencionado, o conversor *boost* começa a operar cerca de 20ms após o início do afundamento de tensão, alcançando a estabilização cerca de 65ms após o início do distúrbio.

A figura 4.46b mostra uma das grandes vantagens do uso do conversor *boost* como alternativa à mitigação de afundamentos de tensão em AVVs. As tensões de saída do AVV variam muito pouco mantendo um torque aproximadamente constante o que diminui o estresse mecânico do MIT.

A corrente de saída da fonte, como é possível de ser visto na figura 4.47b, é a soma das correntes de entrada do conversor *boost* e do AVV (forma de onda tracejada na figura 4.47c). O período compreendido entre 20ms e 85ms onde ambas são nulas, é o período de descarga do capacitor quando apenas este fornece energia à carga.

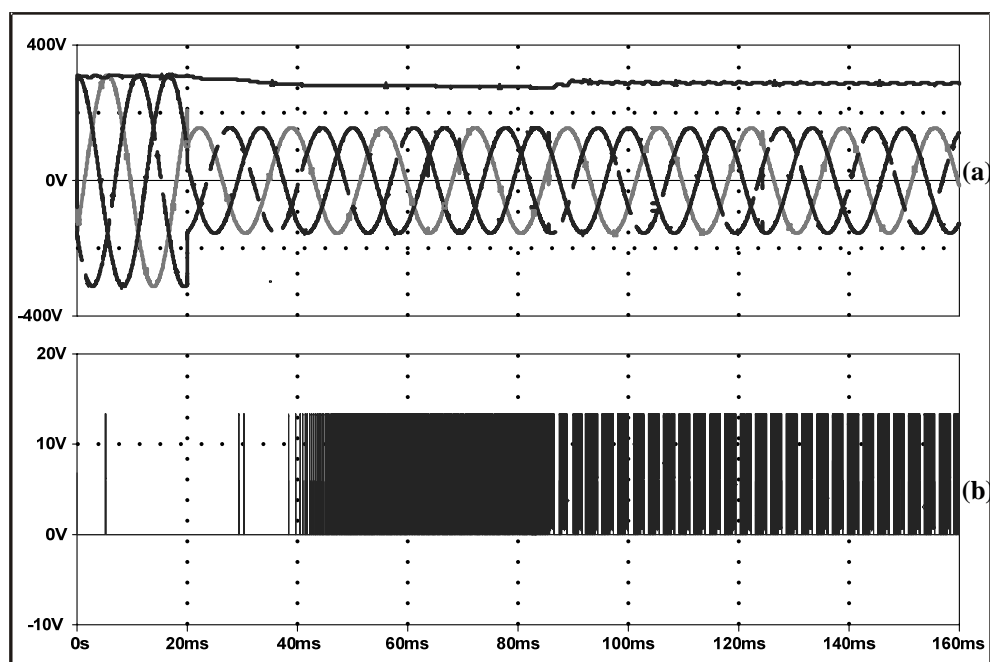


Figura 4.45. Afundamento de tensão tipo A para 0,5pu com conversor *boost* conectado ao AVV.
 (a) Tensão do barramento CC e tensões de linha de entrada do AVV
 (b) PWM da chave *boost*.

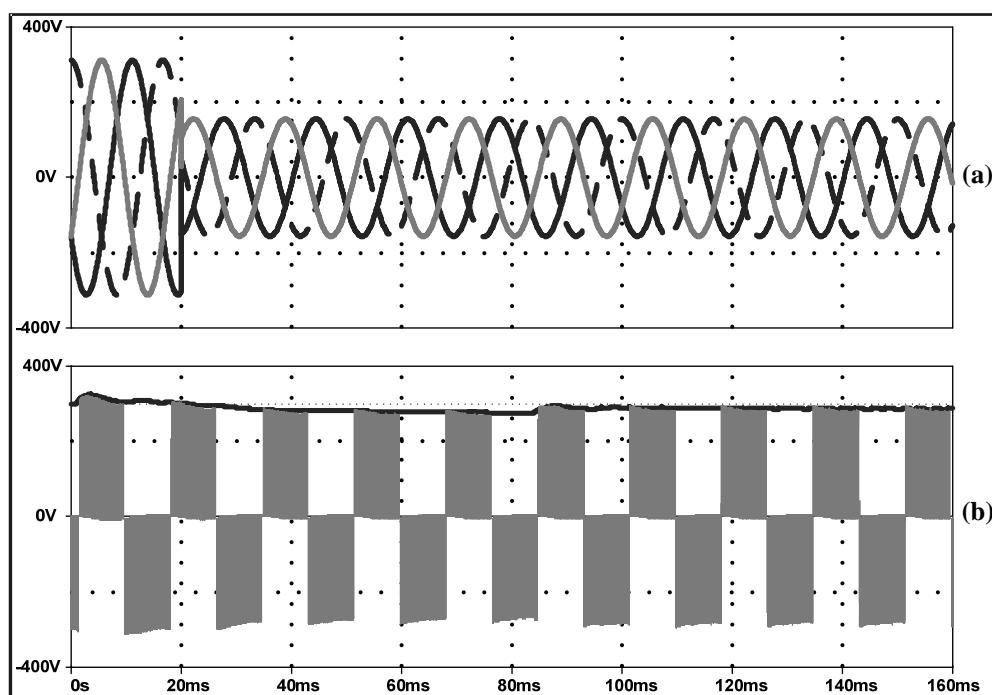


Figura 4.46. Afundamento de tensão tipo A para 0,5pu com o conversor *boost* conectado ao AVV.
 (a) Tensões de linha de entrada no AVV
 (b) Tensão do barramento CC e tensões de saída do AVV

Antes do início do afundamento de tensão, tanto a corrente de entrada do AVV como a do *boost* aparecem nos dois semiciclos (figura 4.48b). No período em que o conversor *boost*

atua, surge uma corrente no semiciclo negativo na entrada do retificador do AVV (figura 4.49b). Isto ocorre devido ao divisor de corrente existente no nó que corresponde ao terminal negativo do barramento CC. Essa corrente é maior que a corrente de entrada do retificador do conversor *boost* no semiciclo negativo por causa da maior impedância no ramo correspondente ao mesmo, pois neste ramo há a presença de um resistor de amostragem de corrente em série com o retificador de entrada do conversor *boost*.

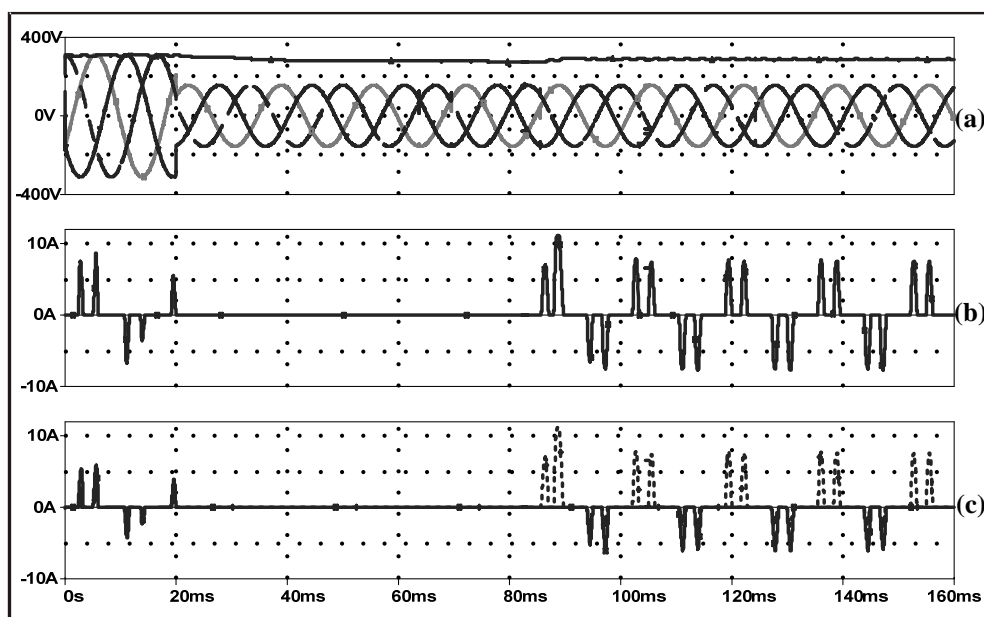


Figura 4.47. Afundamento de tensão tipo A para 0,5pu com o conversor *boost* conectado ao AVV.

(a) Tensão do barramento CC tensões de linha de entrada no AVV

(b) Corrente de linha de saída da fonte.

(c) Corrente de entrada do AVV e corrente de entrada do conversor *boost*.

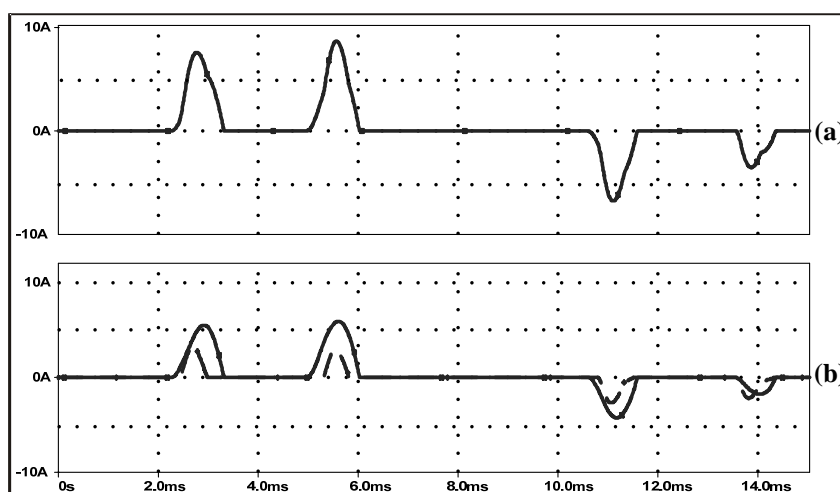


Figura 4.48. Operação em condição normal

(a) Correntes de saída da fonte

(b) Correntes de entrada do conversor *boost* (linha tracejada) e do AVV (linha cheia)

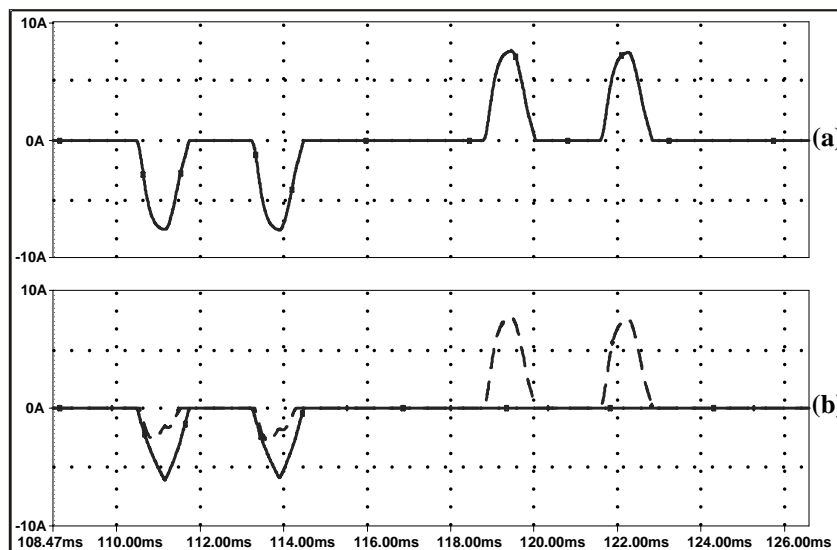


Figura 4.49. Operação em condição afundamento de tensão

(a) Correntes de saída da fonte

(b) Correntes de entrada do conversor *boost* (linha tracejada) e do AVV (linha cheia)

- **Afundamento de Tensão Tipo E**

Como já mencionado, o limite de suportabilidade do AVV com conversor *boost* conectado sob afundamentos de tensão do tipo A é de 0,5pu, já que a tensão retificada na entrada do conversor *boost* é diretamente proporcional à tensão de linha de entrada e esta precisa ser de, pelo menos 0,5pu devido às especificações de projeto do conversor. Porém, em casos em que o afundamento de tensão é assimétrico essa relação não é direta. Assim, as simulações aqui apresentadas para afundamentos dos tipos E, F e G, que podem provocar o desligamento do AVV, conforme resultados de simulações apresentados nas seções 4.3.5, 4.3.6 e 4.3.7, tem como objetivo conhecer-se a máxima intensidade de afundamento que o conversor *boost* pode mitigar.

No caso de um afundamento de tensão do tipo E foi observado, segundo os resultados de simulações mostrado na figura 4.50, que o conversor *boost* pode mitigar até mesmo uma interrupção, pois numa situação como esta a tensão mínima na entrada do conversor *boost* ainda é ligeiramente superior à tensão mínima requerida no projeto. Na figura a linha tracejada mais escura corresponde a tensão de entrada do conversor *boost*, que se estabiliza em torno de 160V. A linha tracejada mais clara é o limite de tensão de entrada para o conversor. As demais formas de onda correspondem às tensões de linha da alimentação e a tensão do barramento CC do AVV.

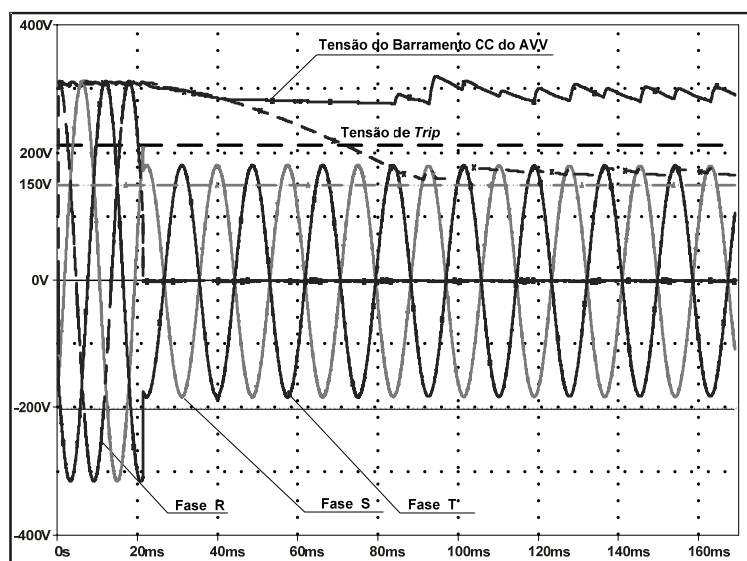


Figura 4.50. Afundamento de tensão do tipo E para 0pu – tensões de linha de entrada, tensão retificada de entrada do conversor *boost* e tensão do barramento CC do AVV.

• Afundamento de Tensão Tipo F

Uma simulação semelhante à feita para o caso de afundamento do tipo E foi feita para uma condição de afundamento do Tipo F. A mesma conclusão pode ser tirada para este caso: o conversor *boost* pode ser utilizado para mitigar até mesmo uma interrupção, isto é, um afundamento de proporções máximas para 0pu.

Os resultados da simulação que comprovam esta afirmação estão mostrados na figura 4.51. Como pode ser visto, a tensão de entrada retificada do conversor *boost* (linha tracejada) estabiliza-se em cerca de 195V, acima, portanto, dos 150V mínimos exigidos no projeto do conversor.

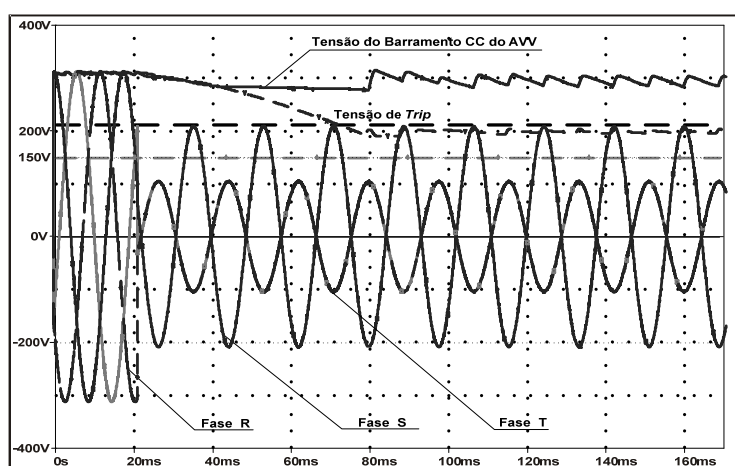


Figura 4.51. Afundamento de tensão do tipo F para 0pu – tensões de linha de entrada, tensão retificada de entrada do conversor *boost* e tensão do barramento CC do AVV.

- **Afundamento de Tensão Tipo G**

Em um afundamento do tipo G, embora nenhuma das tensões de fase possam assumir valor nulo, um $h=0$ leva ao anulamento de uma das tensões de linha e a uma grande redução de módulo nas outras duas tensões de linha. Mas mesmo em uma condição como esta, a tensão retificada no conversor *boost* se estabiliza em um valor superior ao mínimo especificado, em cerca de 165V, conforme é mostrado na figura 4.52.

Assim, também para um afundamento de tensão do tipo G, o conversor *boost* pode ser utilizado para a mitigação dos eventos mais severos, quando $h=0$.

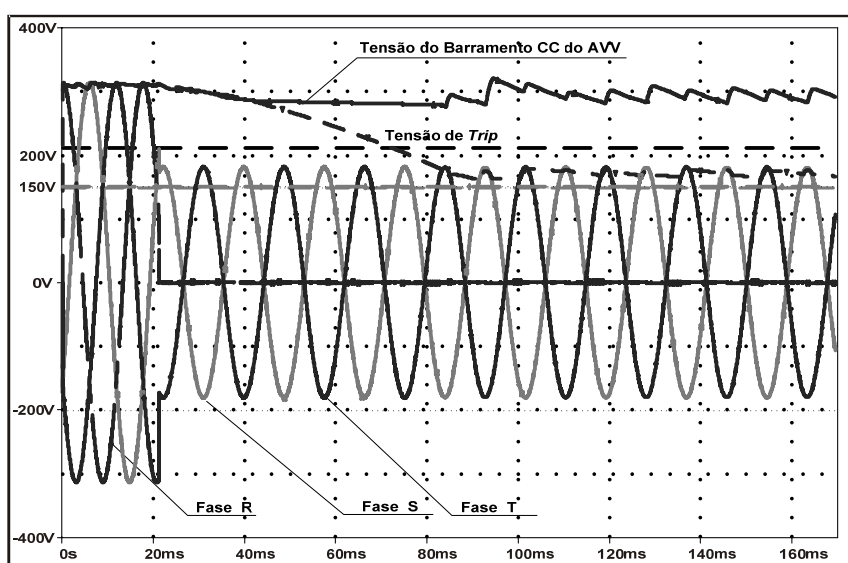


Figura 4.52. Afundamento de tensão do tipo G com $h=0$ – tensões de linha de entrada, tensão retificada de entrada do conversor *boost* e tensão do barramento CC do AVV.

4.5. Conclusão

Neste capítulo foi avaliado através de simulações computacionais o comportamento de um acionamento de velocidade variável diante de diferentes tipos de afundamentos de tensão e severidades, concluindo-se que o afundamento de tensão do tipo A é aquele que mais facilmente pode sensibilizar a proteção contra subtensão de um AVV, ao passo que o tipo B é aquele que mais facilmente pode sensibilizar sua proteção de sobrecorrente.

Foi ainda estudada a eficácia de algumas soluções mais utilizadas e mencionadas na literatura técnica: o aumento da capacitância do barramento CC do AVV, a adição de neutro a um ponto médio do barramento CC e a conexão de conversores *boost* conectados ao AVV. As principais características dessas técnicas de mitigação estão mostradas na tabela 4.29.

Foi observado que o conversor *boost* é a solução mais adequada por cobrir a maior quantidade de eventos, podendo mitigar afundamentos do tipo A para até 0,5pu (ou ainda mais intensos, dependendo somente da especificação da razão cíclica máxima do conversor) e demais tipos de afundamentos de severidade máxima, ou seja, 0V por todo o período em que durarem os fenômenos.

Tabela 4.29. Métodos de mitigação de afundamentos de tensão em AVVs.

Característica Método de mitigação	Custo	Afundamento do Tipo A que pode mitigar	Máxima duração
Adição de capacitores	alto	qualquer	poucos ciclos
Adição de neutro	baixo	0,6pu	permanente
Conexão do conversor <i>boost</i>	médio	até 0,2pu (dependendo da máxima razão cíclica especificada)	permanente

5.1. Introdução

Conforme a teoria apresentada no capítulo 2 e os resultados de simulação computacional vistos no capítulo 4, a sensibilidade da proteção contra subtensão no barramento CC dos acionamentos de velocidade variável depende do tipo, magnitude e duração dos afundamentos de tensão.

Neste capítulo é feita a análise do comportamento de um AVV Siemens frente a afundamentos de tensão dos tipos A, B e E, sendo levantadas suas curvas de tolerância e comparadas à curva SEMI F47 do EPRI – *Electrical Power Research Institute*, que determina limites mínimos de tolerância de equipamentos eletrônicos com semicondutores. Ensaio do AVV submetido aos três tipos de afundamentos são realizados visando-se avaliar o comportamento da tensão do barramento CC, a resposta da tensão de saída do AVV a qual alimenta a carga e a continuidade de operação do AVV. Foram feitos ainda ensaios com o conversor *boost* projetado no capítulo 3 conectado ao barramento CC do AVV sob condições de afundamentos dos tipos A para 0,5pu e E para 0pu com o objetivo de avaliar a eficácia da solução mitigadora.

Para a realização dos ensaios foram utilizados um AVV Siemens da série Micromaster 420 para motores de 0,33hp (250W), alimentado em 230V por sistema mono ou trifásico, um motor de indução trifásico de 0,25hp (186W) e uma fonte geradora de distúrbios da Califórnia Instruments, modelo 3000iL, de 3kVA. Na figura 5.1 é apresentada a bancada de estudos utilizada. O AVV utilizado e o conversor *boost* construído para os testes estão mostrados em destaque na figura 5.2.

A fonte de distúrbios 3000iL permite gerar afundamentos de tensão do tipo A (trifásico), B (fase-terra) e E (fase-fase-terra), para os quais não há mudança de ângulo de fase durante o afundamento. Dentre estes, apenas os afundamentos dos tipos A e E podem causar a atuação da proteção contra subtensão do AVV como será visto na seção seguinte.

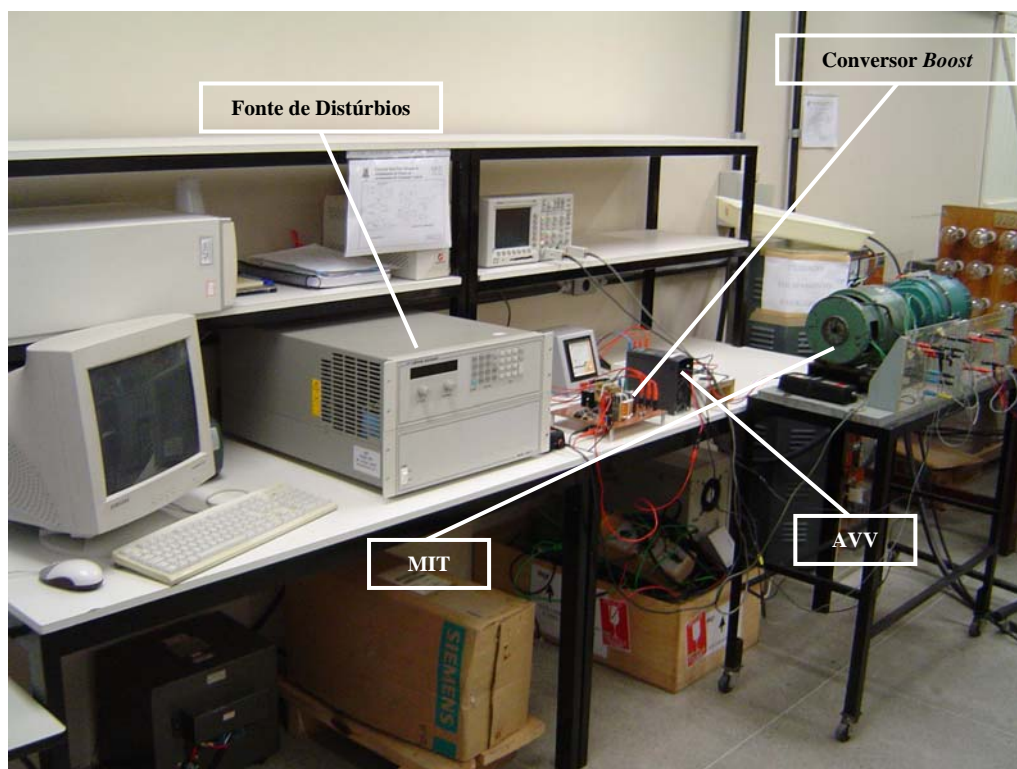


Figura 5.1. Bancada experimental.

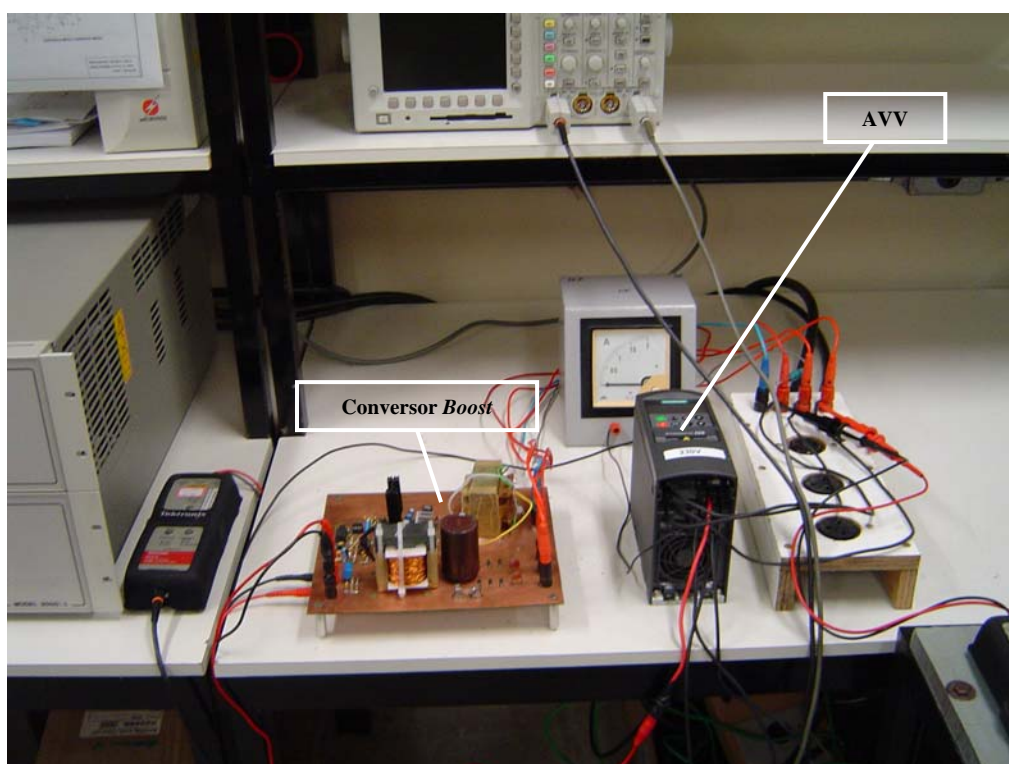


Figura 5.2. Detalhe do conversor *boost* e do AVV.

5.2. Curvas de Tolerância do AVV

Para se conhecer a sensibilidade do acionamento de velocidade variável foram levantadas as curvas de tolerância do AVV Micromaster 420 a afundamentos de tensão dos tipos A, B e E para diferentes magnitudes e tempos de duração do fenômeno. O resultado dos ensaios está apresentado na figura 5.3 e comparado com a curva SEMI F47 do EPRI.

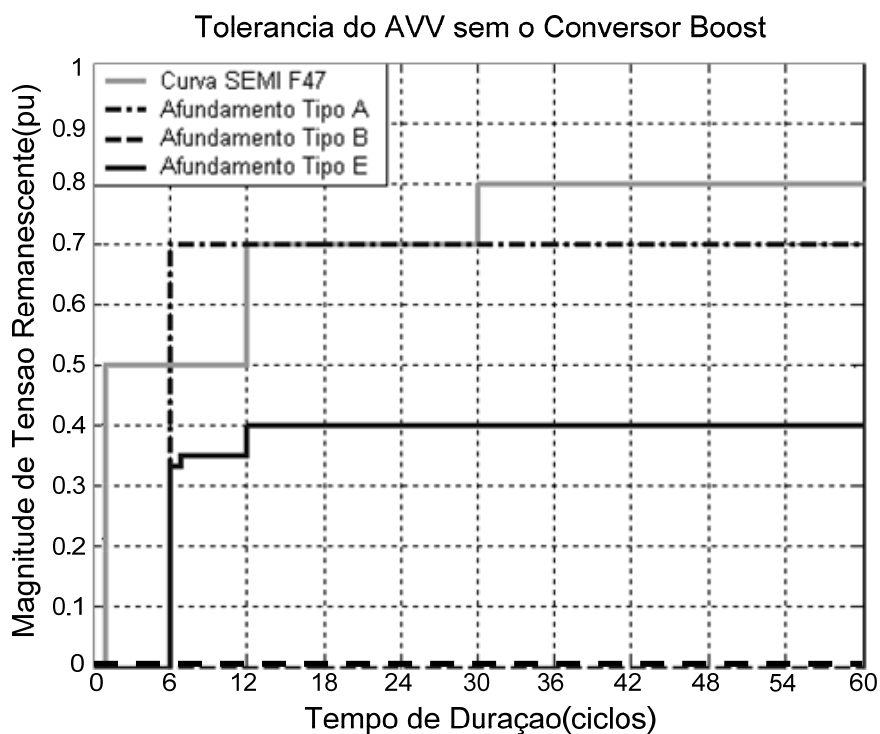


Figura 5.3. Curvas de tolerância do AVV e SEMI F47 0706.

A figura 5.3 mostra que apenas os afundamentos A e E podem causar o desligamento do AVV por subtensão, pois a curva de tolerância do AVV para afundamentos do tipo B mostra que para condição extrema de afundamento de tensão, i.é., a tensão em uma das fases de alimentação igual a 0V (interrupção) e duração permanente, o AVV não desliga. O AVV é capaz de suportar sem se desligar afundamento de tensão tipo B para 0% porque a tensão remanescente no barramento CC depende da característica da curva de maior tensão de linha retificada durante o afundamento de tensão. Para as condições de afundamento tipo B consideradas uma das tensões de linha de alimentação permanece igual a 1pu, permitindo com que a tensão média no barramento CC permaneça próxima a 1pu.

No caso do afundamento de tensão do tipo A, o AVV pode ainda suportar uma interrupção de duração menor do que 100ms ou 6 ciclos. Qualquer evento deste tipo, ou seja, com tensão de pu com duração maior que 6 ciclos leva o AVV ao desligamento por subtensão. A partir de 100ms a tolerância do AVV a afundamentos do tipo A é de 0,7pu. Observe que a região que compreende afundamentos com duração entre cerca de 6 e 12 ciclos compõem uma região da curva de tolerância do AVV acima da curva SEMI F47, o que significa que neste intervalo de duração de afundamentos de tensão a sensibilidade do AVV se mostra superior ao limite estabelecido pela SEMI F47.

Ainda conforme a figura 5.3, a curva de tolerância do AVV aos afundamentos de tensão do tipo E, embora esteja sempre dentro dos limites estabelecidos pela curva do EPRI, pode provocar a ação da proteção contra subtensão do AVV para eventos de duração superior a 6 ciclos. Em caso de eventos como este de maior durabilidade e até permanentes, o limite de operação do AVV, sem que haja o seu desligamento, é de 0,4pu de tensão remanescente em seus terminais de alimentação.

5.3. AVV sob Afundamentos de Tensão

A proteção de subtensão do AVV atua instantaneamente assim que o nível de tensão do barramento CC atinge o limite estabelecido pelo controle. Basicamente, o tempo necessário à atuação da proteção depende do valor da capacitância presente no barramento CC e da carga alimentada pelo AVV. Assim, o tipo e a magnitude de um afundamento de tensão não têm influência no tempo necessário para o desligamento do AVV, apenas na possibilidade de isso ocorrer, isto é, qualquer afundamento de tensão que levar à descarga do capacitor do barramento até o nível da tensão de *trip* (210V) provocará o desligamento do AVV.

Os ensaios realizados com os três tipos de afundamentos de tensão permitidos pela fonte de distúrbios tiveram o propósito de verificar a influência desses fenômenos no comportamento do barramento CC do AVV e a possibilidade da atuação da proteção de subtensão ocorrer, bem como avaliar a atuação do conversor *boost* quando conectado ao AVV e sua eficácia para aumentar a imunidade do AVV.

A razão cíclica máxima especificada no projeto do conversor *boost* foi de 0,5, permitindo assim, que o conversor *boost* possa operar com uma tensão de entrada de cerca de

0,5pu, já que esta, em condições normais, é aproximadamente igual à sua tensão de saída. Logo, desde que a tensão na entrada do *boost* seja maior ou igual a 0,5pu, o AVV não terá sua proteção de subtensão atuando, pois a tensão de saída do conversor *boost* que é a tensão do barramento CC do AVV deve, enquanto o *boost* estiver operando, estabilizar-se em um valor especificado no projeto, ou seja, cerca de 0,94pu.

A magnitude e a duração dos afundamentos foram escolhidas convenientemente de modo que pudesse ser vista a atuação da proteção contra subtensão ou a estabilização da tensão do barramento CC em um nível de tensão acima do valor de *trip* quando o conversor *boost* não está conectado ao AVV. Nos ensaios realizados com a presença do conversor *boost* no sistema os afundamentos de tensão foram gerados de modo a obter-se a mínima tensão de entrada no conversor *boost*.

5.3.1 Afundamentos de Tensão Tipo A

Em um afundamento de tensão do tipo A, o valor de tensão remanescente de entrada do AVV é refletido, em pu, na tensão do barramento CC, a menos que haja o desligamento do AVV, quando a tensão do barramento passa a permanecer constante por não mais alimentar a carga, ocorrendo assim a descarga do capacitor apenas devido sua perda interna. Assim, pode-se afirmar que qualquer afundamento do tipo A para um valor igual ou inferior à tensão de *trip* causará o desligamento do AVV, como pode ser confirmado pela curva de tolerância da figura 5.3.

Desta forma, foi realizado teste com o AVV submetido a afundamento de tensão do tipo A para 0,5pu, valor este inferior ao limite de tensão de desligamento do AVV utilizado, que é de 0,7pu. O afundamento de tensão de 0,5pu na tensão de alimentação do AVV leva a tensão de entrada do conversor *boost* ao seu limite inferior especificado de 0,5pu. O ensaio foi feito com e sem a presença do conversor *boost*.

As três tensões de linha de entrada e a tensão do barramento CC do AVV sem a presença do conversor *boost* estão apresentadas na figura 5.4. Em pouco menos de 100ms após o início do afundamento ocorre o desligamento do AVV por atuação de proteção de subtensão e a tensão do barramento CC fica estabilizada em cerca de 210V, o que equivale a 0,7pu que é a tensão de *trip* do AVV.

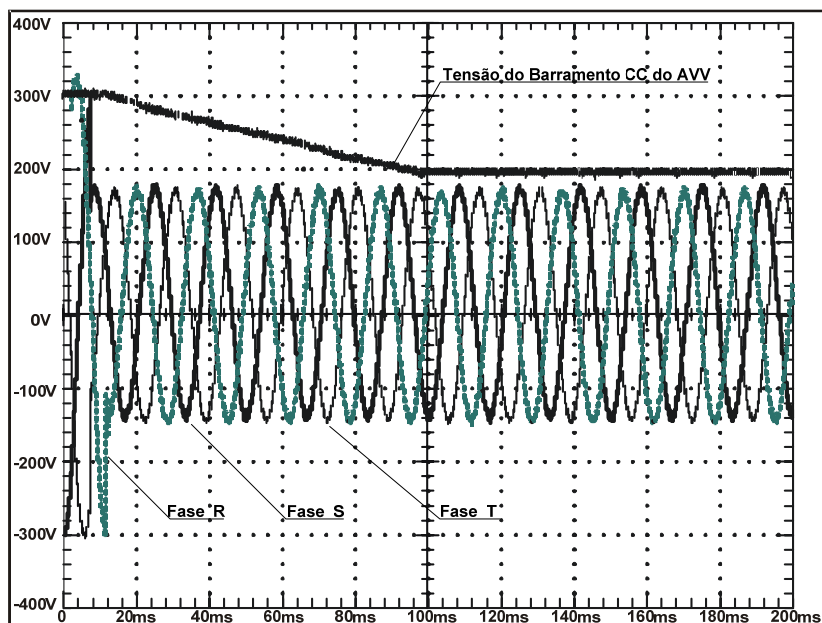


Figura 5.4. Afundamento de tensão tipo A para 0,5pu sem conversor *boost* conectado ao AVV. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC.

Na figura 5.5 estão mostradas as formas de onda de uma das tensões de linha de saída e a tensão do barramento CC do AVV. Apenas uma das tensões de linha de saída é mostrada pelo fato de que, independentemente do tipo de afundamento de tensão que ocorre na entrada, simétrico e assimétrico, todas as tensões de saída serão igualmente afetadas. Esta figura mostra, com maior clareza, o momento em que ocorre o desligamento do AVV pela atuação de seu dispositivo de proteção de subtensão quando as tensões de saída são anuladas.

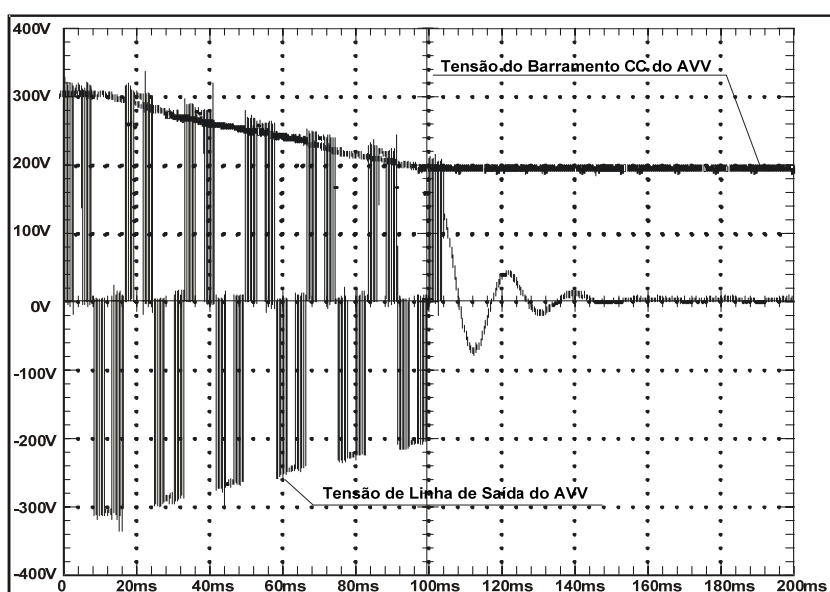


Figura 5.5. Afundamento de tensão tipo A para 0,5pu sem conversor *boost* conectado ao AVV. Tensão de linha de saída e tensão do barramento CC.

Conectado o conversor *boost* ao barramento e realizando o mesmo ensaio anterior, o AVV não desliga como é mostrado nas figuras 5.6 e 5.7.

Na figura 5.6 observa-se que a tensão do barramento CC do AVV fica estabilizada em cerca de 70ms após o início do afundamento de tensão em cerca de 280V que equivale a 0,94pu, portanto, não atingindo em nenhum momento o nível de *trip*. Nos resultados das simulações obteve-se algo semelhante, havendo a tensão do barramento CC se estabilizado em cerca de 80ms após o início do evento em cerca de 280V (Fig. 4.44).

A continuidade do funcionamento do AVV mesmo sob condições de um afundamento de tensão permanente tipo A para 0,5pu, com a conexão do conversor *boost* ao barramento CC do AVV, pode ser comprovada observando-se a figura 5.7. Há somente uma pequena redução no valor RMS da tensão de saída que não compromete o bom funcionamento do motor de indução.

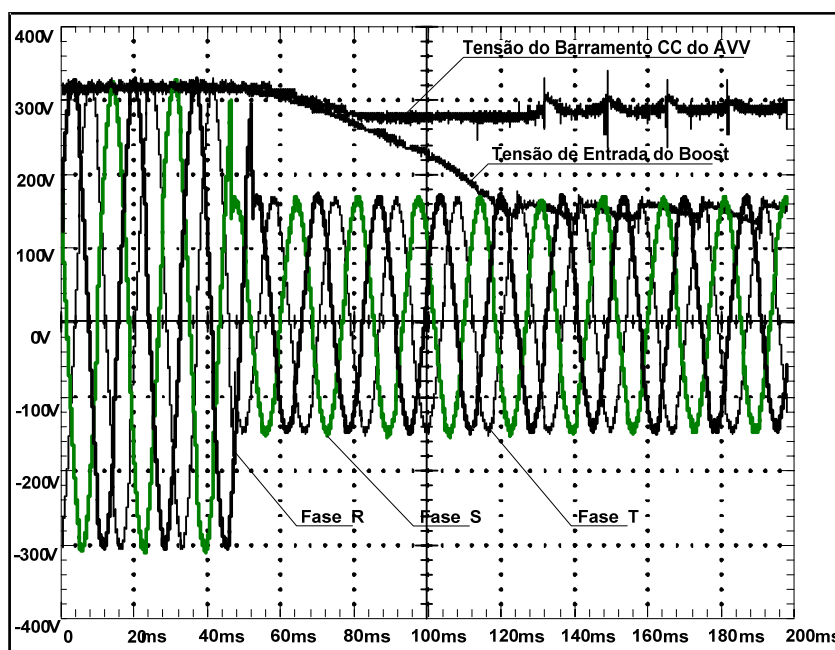


Figura 5.6. Afundamento de tensão tipo A para 0,5pu com conversor *boost* conectado ao AVV. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC.

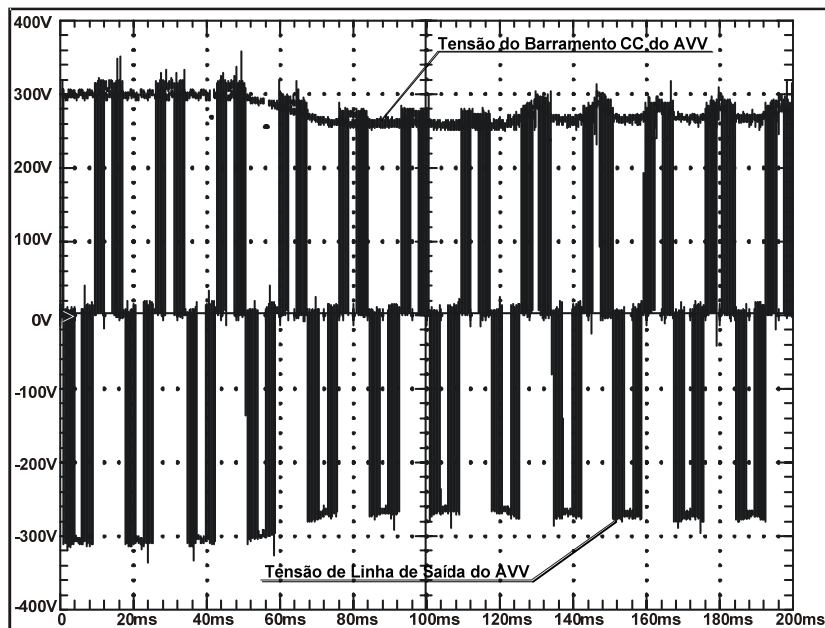


Figura 5.7. Afundamento de tensão tipo A para 0,5pu com conversor *boost* conectado ao AVV. Tensão de linha de saída e tensão do barramento CC.

Uma outra forma de ver a atuação do conversor *boost* no momento de um afundamento de tensão é analisando-se a corrente de saída da fonte e as correntes de entrada do AVV e do conversor *boost*. Isto é feito através das aquisições apresentadas nas figuras 5.8 e 5.9, que mostram as respectivas correntes de apenas uma das fases, já que se trata de um afundamento de tensão simétrico.

Na figura 5.8 são mostradas as correntes durante o período em que o conversor *boost* não está atuando, ou seja, são formas de onda antes da ocorrência do afundamento de tensão. Como esperado, a corrente fornecida pela fonte é a mesma absorvida pelo AVV, enquanto que a corrente de entrada do conversor *boost* é praticamente nula.

As correntes apresentadas na figura 5.9 são as mesmas correntes anteriormente mencionadas, porém em condições de afundamento de tensão quando o conversor *boost* começa a operar. Neste caso, poderia esperar-se que a corrente da fonte fosse toda absorvida unicamente pelo conversor *boost* e a corrente através dos terminais de entrada do AVV fosse nula devido à polarização reversa do retificador presente na entrada do AVV, porém o que se verificou é que durante o semiciclo negativo o AVV absorve quase toda a corrente fornecida pela fonte. Avalia-se que isto ocorre devido a um divisor de corrente que encontra no ramo correspondente ao conversor *boost* uma maior impedância por causa da presença de uma resistência de amostragem de corrente. O mesmo foi também constatado pelas simulações computacionais no capítulo 4 (figuras 4.48 e 4.49).

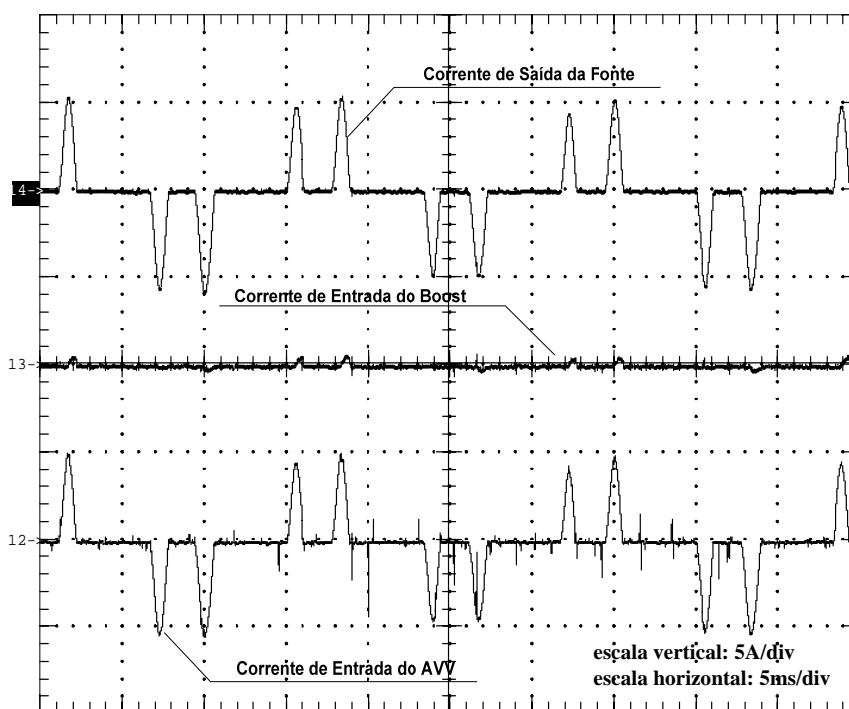


Figura 5.8. Corrente de saída da fonte e correntes de entrada do AVV e do *boost*.

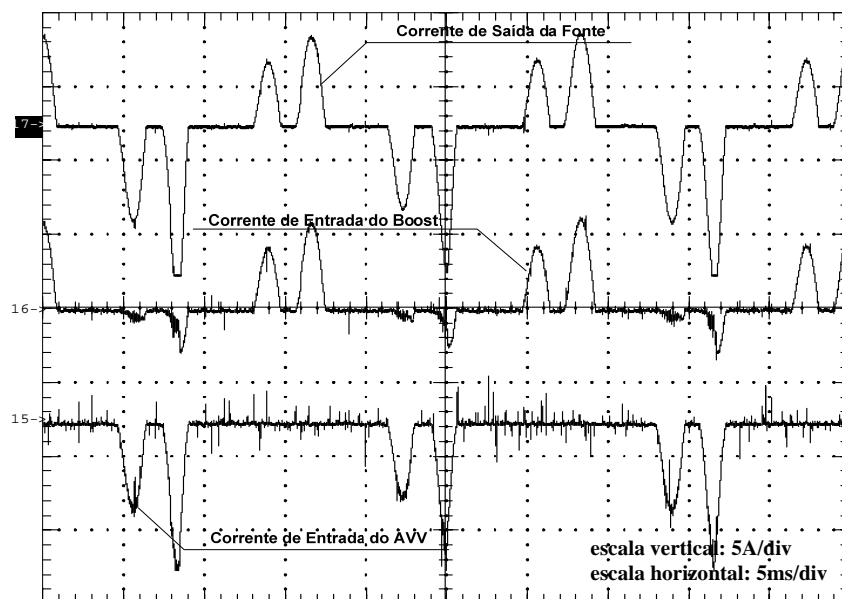


Figura 5.9. Corrente de saída da fonte e correntes de entrada do AVV e do *boost*.

5.3.2 Afundamentos de Tensão Tipo B

Como mostrado na figura 5.3 e os resultados das simulações (Figs 4.16 e 4.17), afundamentos do tipo B não provocam a atuação da proteção de subtensão do AVV. Isto foi confirmado por ensaios com resultados apresentados nas figuras 5.10, 5.11 e 5.12.

Como pode ser visto na figura 5.10, embora o afundamento de tensão tipo B seja monofásico, afeta duas das tensões de linha. Porém, mesmo no caso mais grave quando uma das tensões de fase torna-se nula, as duas tensões de linha afetadas permanecem ainda com tensão de 0,58pu. Além disso, uma das tensões de linha não é alterada, o que assegura que a tensão do barramento CC do AVV não caia a um valor inferior a 0,95pu, pois apenas a ondulação da onda aumenta em todo o período que dura o afundamento de tensão.

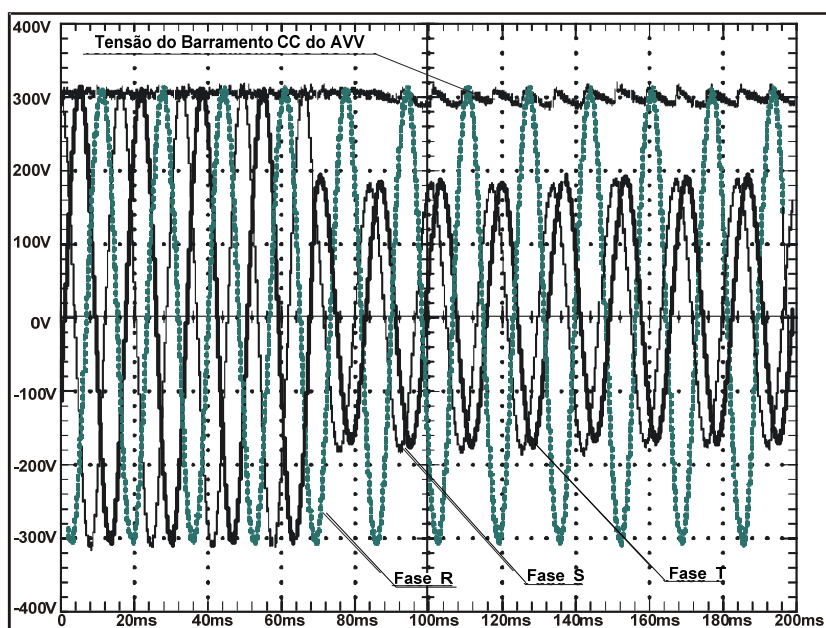


Figura 5.10. Afundamento de tensão tipo B para 0,0pu sem conversor *boost* conectado ao AVV. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC.

A continuidade do funcionamento do AVV pode ser vista claramente pela figura 5.11, que mostra uma de suas tensões de linha de saída com uma quase imperceptível redução em sua amplitude e, conseqüentemente, em seu valor de tensão RMS.

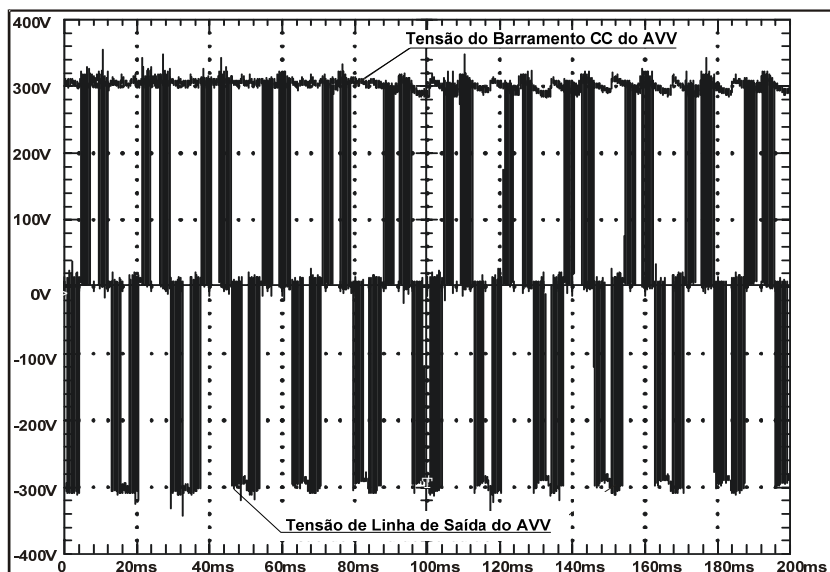


Figura 5.11. Afundamento de tensão tipo B para 0,0pu sem conversor *boost* conectado ao AVV. Tensão de linha de saída do AVV e tensão do barramento CC.

Como mencionado no capítulo 4, embora o afundamento de tensão tipo B não sensibilize a proteção de subtensão, o afundamento tipo B é aquele que tem a maior probabilidade de provocar a atuação da proteção contra sobrecorrente do AVV, pois, como pode ser visto na figura 5.12, as correntes de entrada podem atingir o valor de até 2,0pu, portanto superior aos valores limites típicos de 1,3-1,5pu para a atuação da proteção contra sobrecorrente. O mesmo foi observado nos resultados das simulações no capítulo 4 (Fig. 4.17c). Particularmente, o AVV ensaiado não teve sua proteção de sobrecorrente atuando para este valor de corrente observado, devido ao curto intervalo de tempo dos picos de corrente.

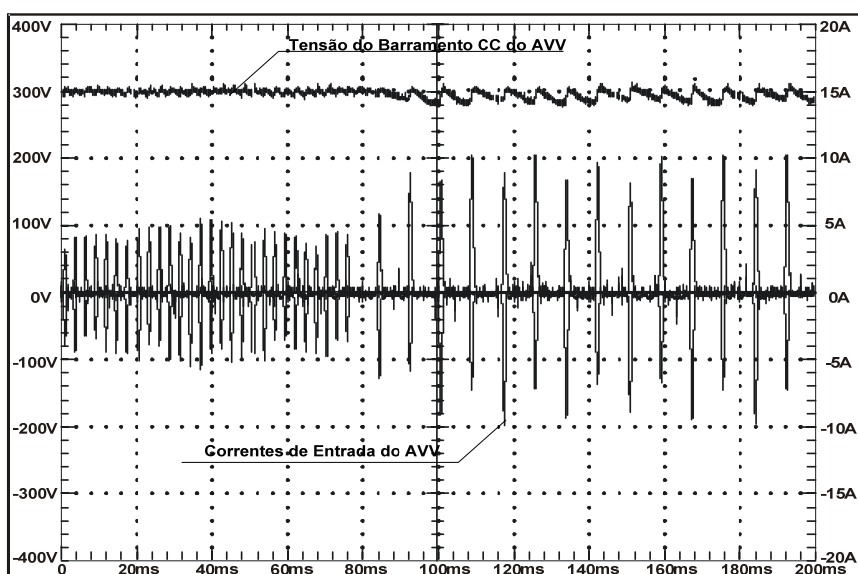


Figura 5.12. Afundamento de tensão tipo B para 0,0pu sem conversor *boost* conectado ao AVV. Correntes de entrada do AVV e tensão do barramento CC.

5.3.3 Afundamentos de Tensão Tipo E

Como visto pelas curvas de tolerância do AVV da figura 5.3, os afundamentos do tipo E podem provocar o desligamento do AVV para tensões inferiores a 0,4pu. Isto significa que para afundamentos deste tipo e severidade a tensão no barramento CC do AVV alcança o nível de *trip* da proteção de subtensão que é de 0,7pu.

Ensaio para a pior condição de afundamento do tipo E, quando duas das fases têm seu valor de tensão reduzido a 0,0pu, foram realizados com e sem a presença do conversor *boost* no sistema.

Na pior condição, i.é., afundamento para 0,0pu em duas das tensões de fase, uma das tensões de linha de alimentação torna-se nula e a redução de magnitude das outras duas cai para um valor de cerca de 0,58pu o que é mostrado na figura 5.13. Desta forma, a tensão do barramento CC do AVV tende a alcançar um valor pouco inferior a este devido à ondulação presente. Isto não ocorre porque ao atingir a tensão limite de 0,7pu, ocorre o desligamento do AVV, em pouco menos de 100ms após o início do fenômeno, como pode ser visto por uma das suas tensões de linha de saída mostrada na figura 5.14.

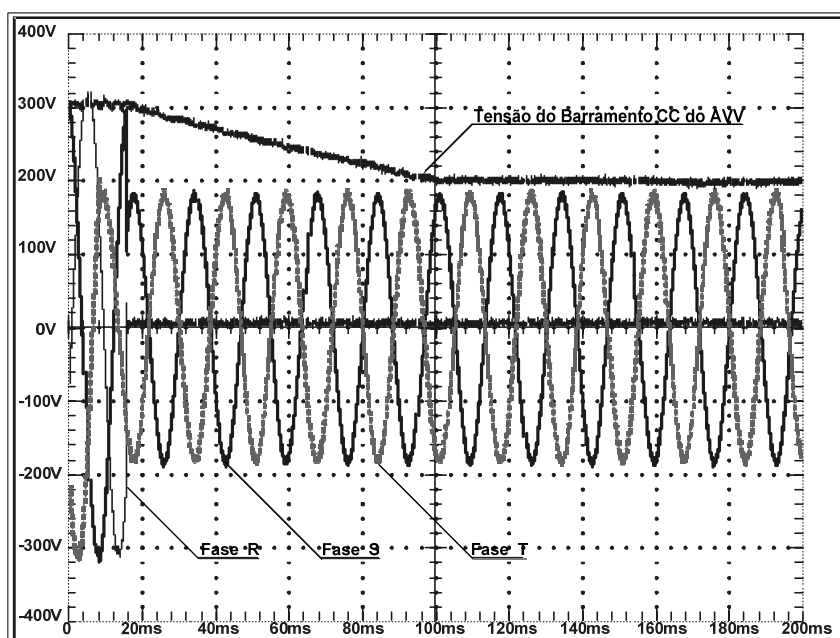


Figura 5.13. Afundamento de tensão tipo E para 0,0pu sem conversor *boost* conectado ao AVV. Tensões de linha de entrada e tensão do barramento CC.

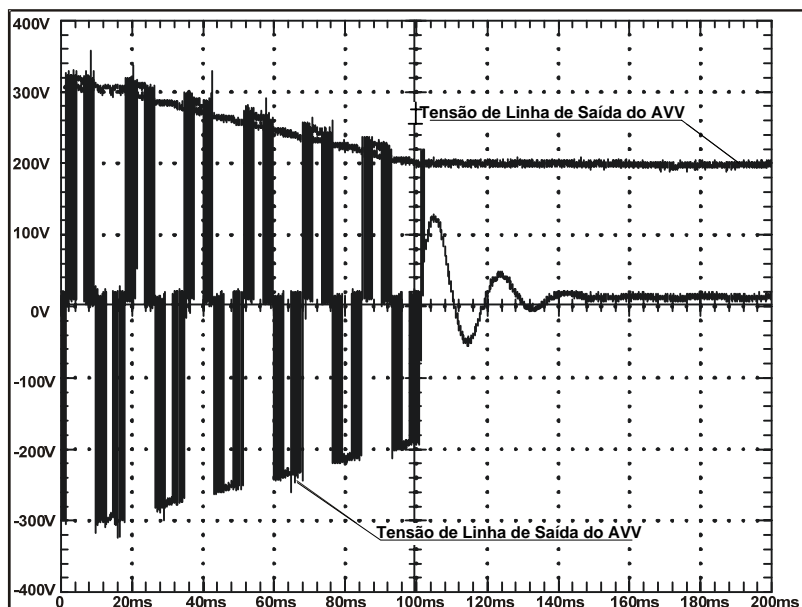


Figura 5.14. Afundamento de tensão tipo E para 0,0pu sem conversor *boost* conectado ao AVV. Tensão de linha de saída do AVV e tensão do barramento CC.

Para avaliar o comportamento do conversor *boost* na mitigação também de afundamentos de tensão do tipo E faz-se necessário observar o comportamento da tensão de entrada retificada do *boost*, pois esta não deve ser inferior ao valor mínimo especificado no projeto do conversor, de 0,5pu.

A figura 5.15 mostra as tensões de linha de entrada do AVV, a tensão retificada de entrada do conversor *boost* e a tensão do barramento CC durante um afundamento de tensão do tipo E para 0,0pu.

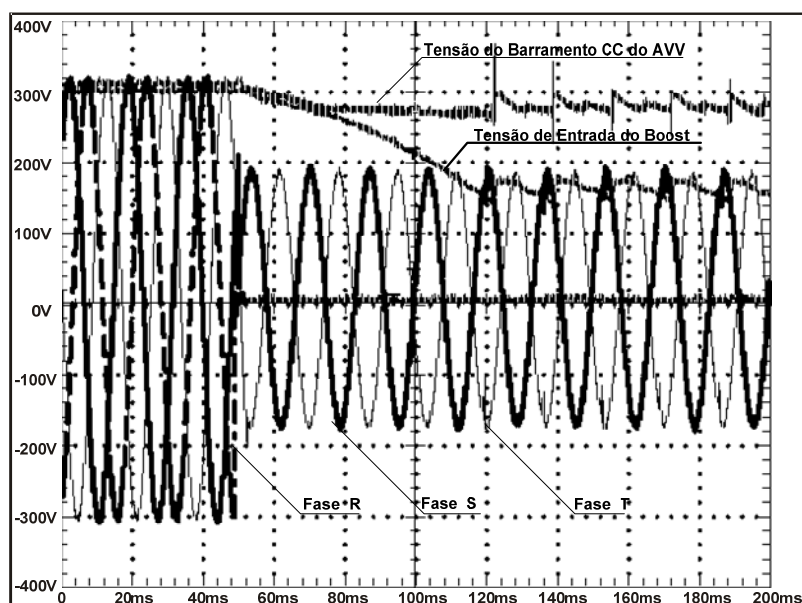


Figura 5.15. Afundamento de tensão tipo E para 0,0pu com conversor *boost* conectado ao AVV. Tensões de linha de entrada, tensão de entrada retificada do *boost* e tensão do barramento CC.

Pode-se observar que durante alguns milissegundos a tensão retificada de entrada do conversor *boost* tende a estabilizar-se em cerca de 160V (valor médio), isto é, acima de 0,5pu, portanto dentro dos limites especificados para o conversor. Semelhantemente, a tensão do barramento CC tende a estabilizar-se em cerca de 283V, ou 0,94pu, o que indica que o conversor *boost* está atuando corretamente.

A figura 5.16 mostra como o conversor *boost* é capaz de manter o AVV em funcionamento mesmo sob as condições mais severas de um afundamento do tipo E.

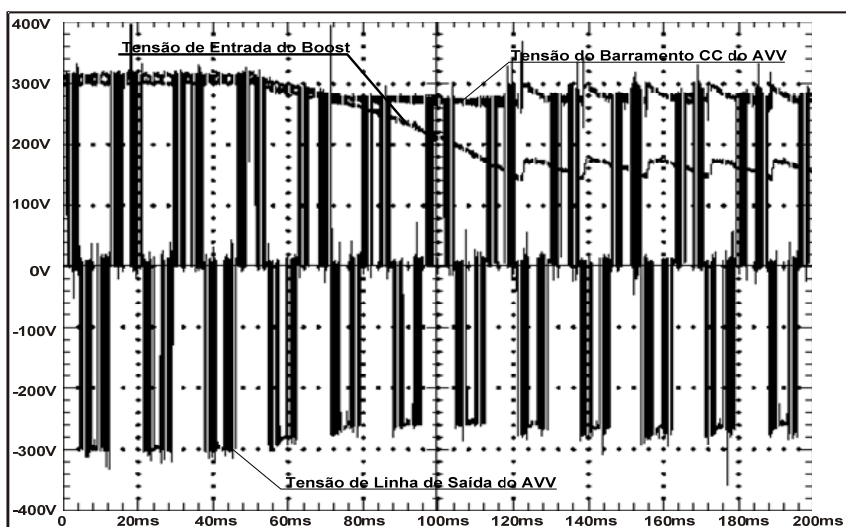


Figura 5.16. Afundamento de tensão tipo E para 0,0pu com conversor *boost* conectado ao AVV. Tensão de linha de saída do AVV, tensão do barramento CC do AVV e tensão de entrada do *boost*.

Os resultados das simulações feitas com o conversor *boost* conectado ao AVV durante a ocorrência de um afundamento de tensão do tipo E (Fig. 4.50) também mostram um comportamento semelhante da tensão do barramento CC do AVV e da tensão de entrada do conversor semelhante àqueles apresentados na figura 5.16, validando portanto a simulação.

5.4. Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as curvas de tolerância de um AVV trifásico, 230V de tensão de linha, 250W (0.33hp) com base em resultados experimentais para afundamentos de tensão dos tipos A, B e E.

Com base nas curvas obtidas pode-se afirmar que nenhum afundamento de tensão com duração inferior a 100ms pode provocar o desligamento do AVV testado. O afundamento de tensão do tipo A é o mais crítico e sensível para o AVV podendo provocar desligamento para tensões remanescentes inferiores a 0,7pu e apresenta uma região não aceitável diante da curva SEMI-F47 do EPRI para dispositivos semicondutores, compreendida entre cerca de 100ms (6 ciclos) e 200ms (12 ciclos). Foi mostrado também que o afundamento de tensão do tipo B não sensibiliza a proteção contra subtensão do AVV. Quanto ao afundamento de tensão do tipo E, pode causar a parada do AVV para valores de tensão remanescente inferiores a 0,4pu.

Em ensaios com cada um dos tipos de afundamentos de tensão mencionados, com e sem o uso do conversor *boost* para análise da eficácia do *boost* como alternativa à mitigação de afundamentos de tensão, verificou-se que o mesmo pode mitigar afundamentos de tensão do tipo A para até 0,5pu de valor de tensão remanescente, valor este limitado pela especificação da razão cíclica máxima do conversor. Verificou-se também que, embora afundamentos de tensão do tipo B não possuam a capacidade de desligar o AVV por subtensão, podem fazê-lo por sobrecorrente, o que entretanto não ocorre no caso do AVV utilizado. Foi observado ainda, que o conversor *boost* pode mitigar também qualquer afundamento de tensão do tipo E, mesmo os de máxima magnitude (quando as duas fases atingidas sofrem interrupção). A tabela 5.1 apresenta um comparativo entre o desempenho do AVV diante de afundamentos de tensão dos tipos A, B e E, com e sem a conexão do conversor *boost* ao barramento CC do AVV.

Dentre todos os tipos de afundamentos de tensão, o afundamento tipo A é o mais severo. Dentre os assimétricos, o tipo E é o mais severo, pois é aquele que conforme as simulações do capítulo 4 pode levar a tensão de entrada do conversor *boost* a um menor patamar. Assim, se o conversor *boost* consegue mitigar afundamentos do tipo E dos mais severos, poderá mitigar todos os outros tipos de afundamentos assimétricos.

Pelos motivos acima colocados, conclui-se que o conversor *boost* é uma solução técnica bastante eficiente para mitigar afundamentos de tensão assimétricos de todos os tipos

(B – G) severos em magnitude e duração e afundamentos de tensão do tipo A de magnitudes para até 0,5pu por todo o tempo em que durarem os fenômenos.

Tabela 5.1. Desempenho do AVV diante de afundamentos de tensão.

Tipo de afundamento	Máxima intensidade suportável sem causar o desligamento do AVV durante um afundamento de tensão permanente	
	Sem <i>boost</i>	Com <i>boost</i>
A	h=0,7	h=0,5 (ou de acordo com a máxima razão cíclica especificada)
B	h=0,0	h=0,0
E	h=0,4	h=0,0

CAPÍTULO 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho foi estudado o desempenho de Acionamentos de Velocidade Variável – AVVs em condições de afundamentos de tensão na alimentação. Foram verificados através do estudo teórico, simulações computacionais e resultados experimentais que esses equipamentos são altamente sensíveis a afundamentos de tensão, podendo alguns tipos e severidade destes fenômenos provocarem o desligamento do AVV pela atuação de sua proteção de subtensão, trazendo prejuízos aos processos nos quais estão inseridos.

Através de simulações computacionais feitas com os sete tipos de afundamentos de tensão A a G, observou-se que o afundamento de tensão do tipo A é o mais severo e aquele que mais facilmente leva a proteção de subtensão do AVV a atuar. Outros tipos de afundamentos de tensão que podem provocar o desligamento dos AVVs por subtensão são os tipos E, F e G, conforme as simulações realizadas. A simulação realizada com o afundamento de tensão do tipo B revela que este tipo de afundamento é aquele que provoca maior sobrecorrente no AVV durante a sua ocorrência, podendo provocar, assim como os afundamentos dos tipos C e D, o desligamento de um AVV por sobrecorrente.

Ensaio experimentais realizados com os afundamentos dos tipos A, B e E levam à conclusão semelhante. Feito o levantamento das curvas de tolerância do AVV, constatou-se ser sua proteção de subtensão mais sensível a afundamentos de tensão do tipo A e menos sensível aos afundamentos do tipo B. O afundamento do tipo E também pode provocar o desligamento do AVV por subtensão, embora para isso necessite uma maior severidade em magnitude do que os do tipo A. Comparadas as curvas de tolerância do AVV a estes três tipos de afundamentos com a curva SEMI F47 0706 do EPRI, que define limites de suportabilidade para equipamentos semicondutores, a curva de tolerância a afundamentos de tensão do tipo A é a única dos três tipos de afundamentos ensaiados que apresenta uma região reprovável. Ainda pelos ensaios realizados, observou-se que o afundamento de tensão do tipo B leva a corrente do AVV a um valor de cerca de 2pu, confirmando os resultados das simulações de que o afundamento do tipo B pode provocar o desligamento de um AVV por sobrecorrente, embora isso não tenha ocorrido com o AVV ensaiado.

Dentro do estudo realizado, foi ainda feita análise teórica de algumas soluções propostas na literatura para a mitigação dos efeitos dos afundamentos de tensão em AVVs. Desta análise, concluiu-se que o método de adição de capacitores ao barramento CC do AVV, embora seja de simples implementação é uma solução de elevado custo e apenas serve para mitigar afundamentos de tensão por alguns ciclos, além de não ter a capacidade de manter a tensão de saída do AVV constante durante o afundamento de tensão, implicando, portanto em variação de torque e velocidade do motor alimentado pelo AVV. A mitigação regenerativa apresenta-se como uma solução eficiente quando a carga possui grande inércia e pode sofrer uma perda razoável de velocidade sendo também suficiente para mitigar afundamentos de curta duração. O método de adição de neutro é uma alternativa de baixo custo, porém necessita para ser implementado da existência de dois capacitores iguais em série no barramento CC do AVV e apenas aumenta a tolerância do AVV em 15%, além de inserir correntes harmônicas de neutro de 3ª ordem no sistema. O conversor *boost* conectado ao barramento CC do AVV embora menos simples, é a solução mais atrativa no que diz respeito à relação custo-benefício dentre as alternativas estudadas, pois além da capacidade de mitigar afundamentos severos por todo o tempo de duração dos afundamentos e garantir certa uniformidade na tensão de saída do AVV, possui um baixo custo se comparado ao método de adição de capacitores, por exemplo.

Pelas simulações computacionais, pode-se constatar, em relação aos métodos de mitigação de afundamentos de tensão, que o método de adição de capacitores apenas pode sustentar a tensão do barramento CC do AVV acima do valor limite para a atuação da proteção de subtensão por poucos ciclos, sem sequer manter constante a tensão de saída do AVV. O método por adição de neutro quanto à duração do afundamento de tensão é bastante eficiente podendo sustentá-la por todo o tempo que durar o afundamento e proporciona ganho de 15% na tensão do barramento CC. Porém, pela simulação pôde-se verificar o surgimento de harmônicas de correntes de 3ª ordem no condutor neutro, principalmente a 3ª e a 9ª harmônicas. A simulação do método de mitigação pela conexão do conversor *boost* ao AVV mostrou que um conversor *boost*, com as características de projeto apresentado neste trabalho, pode mitigar afundamentos do tipo A para até 0,5pu enquanto que qualquer outro tipo de afundamento pode ser mitigado pelo *boost* mesmo em sua máxima magnitude por todo o período de ocorrência do afundamento de tensão e mantendo uma tensão de saída uniforme no AVV.

Os ensaios experimentais feitos com o conversor *boost* conectado ao AVV também comprovam a eficácia deste método de mitigação de afundamentos de tensão. Repetidos os ensaios feitos com os afundamentos de tensão dos tipos A e E, desta vez com o conversor *boost* conectado ao AVV, confirmou-se os resultados obtidos nas simulações. O conversor *boost* foi capaz de sustentar a tensão do barramento CC do AVV em cerca de 0,9pu mesmo quando este foi submetido a um afundamento de tensão do tipo A permanente para 0,5pu. No ensaio com o afundamento tipo E, o AVV pôde operar mesmo sob condições de interrupção nas fases afetadas quando operando com o conversor *boost* conectado ao AVV.

Pelos resultados obtidos das simulações e ensaios experimentais realizados com o conversor *boost* conectado ao AVV é possível afirmar que esta solução é a mais satisfatória do ponto de vista técnico dentre as soluções aqui abordadas, pois além de ser aquela que pode sustentar a tensão no barramento CC do AVV para maiores severidades de magnitudes de tensão de afundamento, não comprometendo a velocidade e o conjugado do motor alimentado, pode fazê-lo por um maior período de tempo que qualquer alternativa avaliada. Entretanto é importante que seja feita uma análise do ponto de vista da relação custo-benefício, pois embora esta solução seja economicamente mais atrativa que a solução por adição de capacitores ao barramento CC, pode ser economicamente menos atrativa se comparada às técnicas de mitigação regenerativa e por adição de neutro.

Assim, a mitigação por conexão de conversor *boost* ao barramento CC do AVV é apropriada para a mitigação de afundamentos de tensão tão severos quanto lhe permitir a razão cíclica máxima especificada no seu projeto por todo o espaço de tempo em que durem os afundamentos, sendo o seu custo determinado pelo nível de suportabilidade que se deseja proporcionar ao AVV e pela potência da carga.

- ***Sugestão Para Trabalhos Futuros***

Como já foi ratificado neste capítulo, o conversor *boost* é avaliado como a melhor alternativa do ponto de vista técnico dentre os métodos de mitigação apresentados neste trabalho. Porém, apenas a mitigação por conexão do conversor *boost* ao AVV foi implementada, sendo as demais soluções apenas avaliadas com base em simulações

computacionais. É interessante que as demais alternativas sejam também implementadas e comparadas em um trabalho a ser realizado a respeito deste mesmo assunto.

Em um futuro desenvolvimento pode ser construído um conversor *boost* com razão cíclica máxima de 0,8 (ponto localizado no joelho da curva de ganho do conversor *boost*) para que possa mitigar afundamentos de tensão do tipo A para até 0,2 pu. Outras técnicas de controle também podem ser testadas para realizar uma análise da dinâmica das mesmas.

No conversor implementado neste trabalho, a fonte auxiliar que alimenta o circuito de controle é alimentada por uma das tensões de fase da rede, pois devido à disponibilidade em laboratório foi utilizado um transformador monofásico. Isso pode provocar em aplicações reais a não atuação adequada do conversor *boost* caso a fase que alimenta o controle venha a sofrer um afundamento de tensão muito severo. Neste trabalho, a fonte auxiliar foi projetada para regular a tensão de saída com tensões de entrada de até cerca de 0,4 pu. Assim, para garantir a operação adequada do conversor *boost*, é importante que a alimentação da fonte auxiliar seja provida por um transformador trifásico ou por uma bateria. Um transformador trifásico garantiria que mesmo sob as mais severas condições de afundamentos de tensão assimétricos pelo menos uma das fases proveria a tensão necessária para a regulação de saída da fonte auxiliar, enquanto que afundamentos trifásicos poderiam provê-la sob condições de afundamentos para até cerca de 0,25 pu. O uso de uma bateria para alimentar o controle do conversor permitiria seu funcionamento normal independentemente das fases da rede enquanto permitisse sua autonomia. Por outro lado, o uso de uma bateria exigiria a implementação de um circuito para mantê-la carregada e aumentaria o custo de implementação desta alternativa de mitigação.

Uma outra questão importante a ser abordada em futuros trabalhos é a possibilidade da aplicação do conversor *boost* em casos em que o MIT alimentado pelo AVV não possa ter sua velocidade ou torque reduzidos, já que com o conversor projetado a tensão do barramento CC e conseqüentemente a tensão de saída do AVV são reduzidos a cerca de 0,94 pu quando o conversor é acionado. Para aplicações como estas, é importante que a tensão de saída do conversor seja ajustada para o valor nominal da tensão do barramento CC do AVV e possua uma resposta rápida para que o transitório seja o mais breve possível, não permitindo a queda de velocidade do motor, sem, no entanto, permitir um sobressinal para que não haja nenhum dano ao AVV.

Ainda sobre o método de controle utilizado, o controle modo corrente média não é recomendado para operação do conversor *boost* em modo de condução descontínua. No trabalho realizado, os testes foram todos realizados com o conversor *boost* alimentando carga nominal. Em aplicações reais, podem surgir casos em que a carga seja variável. Nestas condições, é possível que o controle adotado não funcione bem. Assim, testes com carga variável podem ser realizados e comparados com resultados de outras filosofias de controle sob as mesmas condições.

A classificação dos afundamentos de tensão quanto ao seu tipo está relacionada com a disposição fasorial das tensões da rede e suas magnitudes antes e durante a ocorrência do distúrbio.

O tipo de afundamento de tensão depende basicamente de sua origem, se devido a uma falta monofásica, bifásica, bifásica envolvendo a terra, trifásica, partida de grandes motores ou chaveamentos de capacitores, da conexão da carga e da ligação de transformadores no percurso até seus terminais.

Conforme Bollen [11] os afundamentos de tensão podem ser classificados em sete tipos: A, B, C, D, E, F e G. A disposição fasorial dos sete tipos de afundamentos está mostrada na figura A.1.

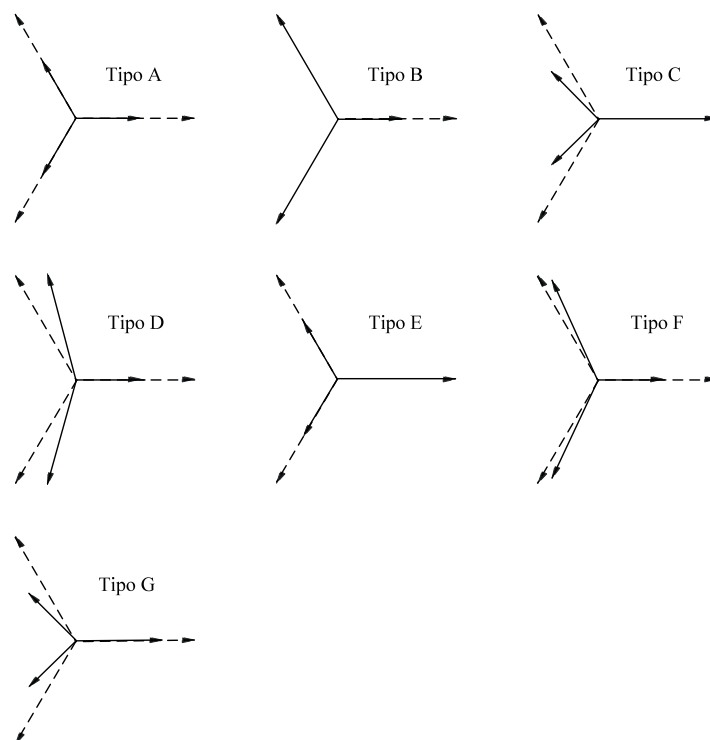


Figura A.1. Tipos de afundamentos de tensão – disposição fasorial

Matematicamente, os afundamentos de tensão podem ser expressos como está mostrado na tabela A.1.

Tabela A.1. Afundamentos de tensão – modelagem matemática

Tipo	Modelagem Matemática	Tipo	Modelagem Matemática
	Tensões de Fase		Tensões de Fase
A	$V_a = h$	E	$V_a = 1$
	$V_b = -\frac{1}{2}h - j\frac{\sqrt{3}}{2}h$		$V_b = -\frac{1}{2}h - j\frac{\sqrt{3}}{2}h$
	$V_c = -\frac{1}{2}h + j\frac{\sqrt{3}}{2}h$		$V_c = -\frac{1}{2}h + j\frac{\sqrt{3}}{2}h$
B	$V_a = h$	F	$V_a = h$
	$V_b = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$		$V_b = -\frac{1}{2}h - j\frac{1}{\sqrt{12}}(2+h)$
	$V_c = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$		$V_c = -\frac{1}{2}h + j\frac{1}{\sqrt{12}}(2+h)$
C	$V_a = 1$	G	$V_a = \frac{1}{3}(2+h)$
	$V_b = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}h$		$V_b = -\frac{1}{6}(2+h) - j\frac{\sqrt{3}}{2}h$
	$V_c = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}h$		$V_c = -\frac{1}{6}(2+h) + j\frac{\sqrt{3}}{2}h$
D	$V_a = h$		
	$V_b = -\frac{1}{2}h - j\frac{\sqrt{3}}{2}$		
	$V_c = -\frac{1}{2}h + j\frac{\sqrt{3}}{2}$		

A variável h é um número real que varia entre 0 e 1 e serve para relacionar as magnitudes e ângulos das tensões das fases.

Quanto à sua origem, o afundamento de tensão do tipo A é causado por faltas simétricas, partidas de grandes motores e pela corrente de *inrush* de bancos trifásicos de capacitores. Os afundamentos dos tipos B, C e D são causados por faltas monofásicas ou bifásicas envolvendo a terra, enquanto que os afundamentos dos tipos E, F e G são originados por faltas bifásicas envolvendo a terra.

Em uma falta bifásica ou bifásica envolvendo a terra, o que determina qual tipo de afundamento é visto nos terminais da carga é o tipo de conexão da própria carga e a ligação de possíveis transformadores entre o ponto de falta e a carga. Por exemplo, uma falta bifásica

produz um afundamento de tensão do tipo C em uma carga conectada em Y, enquanto que a mesma falta produz um afundamento do tipo D em uma carga conectada em Δ . Semelhantemente, um afundamento do tipo E, gerado por uma falta bifásica envolvendo a terra, é visto depois de um transformador D-y como um afundamento do tipo F. A forma como a conexão da carga e a ligação dos transformadores influencia no tipo de afundamento de tensão está apresentada nas tabelas A.2 e A.3, respectivamente.

Tabela A.2. Afundamentos de tensão – influência da conexão da carga

Tipo de falta	Conexão da carga	
	Y	Δ
Trifásica	A	A
Monofásica	B	C*
Bifásica	C	D
Bifásica à terra	E	F

Na tabela A.2 C* é um afundamento do tipo C mais ameno, onde as tensões das fases são função de um h' , tal que $h'=(1+2h)/3$. Como h varia de 0 a 1, h' varia apenas de 1/3 a 1, o que torna C* semelhante a C em suas características, porém menos severo.

Tabela A.3. Afundamentos de tensão vistos no secundário dos transformadores

Conexão do transformador	Afundamento visto nos terminais primários do transformador						
	A	B	C	D	E	F	G
YN-yn	A	B	C	D	E	F	G
Y-d, D-d, D-z	A	D*	C	D	G	F	G
Y-d, D-y, Y-z	A	C*	D	C	F	G	F

A influência da conexão das cargas deve-se ao fato de que uma carga conectada em Y apenas vê o que acontece entre as tensões de fase, ao passo que uma carga conectada em Δ

apenas percebe as variações das tensões de linha. Assim, se um afundamento monofásico ocorre nos terminais de uma carga conectada em Δ , a mesma sofrerá variações em dois de seus ramos, pois duas das tensões de linha são então afetadas.

De forma semelhante, a conexão dos transformadores influencia no tipo de afundamento de tensão visto pela carga devido a dois principais motivos: em transformadores D-y ou Y-d, as tensões de linha do lado conectado em delta estão magneticamente acopladas às tensões de fase do lado em estrela, assim, o que ocorre com as tensões de fase de um lado acontece às tensões de linha do outro, ou vice-versa, proporcionando comportamentos diferentes entre as tensões de fase dos dois lados do transformador. Por outro lado, mesmo transformadores cujas conexões entre primário e secundário são semelhantes, como no caso das conexões Y-y e D-d, podem ocorrer mudanças em afundamentos originados de faltas que envolvam a terra, devido à presença de componentes de seqüência zero que podem ser filtradas por uma conexão delta ou estrela isolada da terra.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] DAVID, A.; LAJOIE-MAZENC, E.; SOL, C. **Maintaining the Synchronism of an AC Adjustable Speed Drives During Short Supply Interruptions for an Optimal and Automatic Soft Restart.** IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1993. Conference Proceedings, ISIE'93 – Budapest. Pages 463-470.
- [2] **Adjustable-Speed Drives.** Power Transmission Design Magazine, pg A39. 1997
- [3] MOHAN, N.; UNDELAND, T.M.; ROBBINS, W.P. **Power Electronics: Converters, Applications and Design.** 1989.
- [4] **IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality.** IEEE Press. Nova Iorque. 1995.
- [5] ALMEIDA, A.T. de; FERREIRA, F.J.T.E; BOTH, D. **Technical and Economical Considerations in the Application of Variable-Speed Drives With Electric Motor Systems.** IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 1. Jan/Feb 2005.
- [6] BOLLEN, M. H. J; ZHANG, L. D. **Analysis of Voltage Tolerance of AC Adjustable-Speed Drives for Three-Phase Balanced and Unbalanced Sags,** IEEE Transactions On Industry Application, vol. 36, no. 3. May/June 2000.
- [7] GLICKMAN, R.; BERNHARDT, T. **Riding Through Unstable Power Conditions With VFDs.** EC&M: Electrical Construction and Maintenance. June/2005.
- [8] **Energy Efficient Motors and Adjustable Speed Drives.** Air Force Pamphlet 32-1192. Secretary of Air Force of USA. 2000.

[9] **IEEE Guide for the Application of AC Adjustable-Speed Drives on 2400 to 13800 V Auxiliary Systems in Electric Power Generating Stations.** IEEE Standard 958-2003.

[10] BRITO, C.M.C. de; LEÃO, R.P.S; ANTUNES, F.L.M. **Avaliação da Proteção e do Acionamento de um Motor de Indução e de Métodos para Melhoria de sua Suportabilidade sob Afundamentos de Tensão.** Revista Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP), v. 1, p. 9-16. 2005.

[11] BOLLEN, M.H.J. **Understanding Power Quality Problems - Voltage Sags and Interruptions.** New York: IEEE Press. 1999.

[12] STOCKMAN, K; DIDDEN, M.; D'HULSTER, F.; BELMANS, R. **Bag the Sags: Embedded Solutions to Protect Textile Process against Voltage Sags.** IEEE Industry Applications Magazine. Sep/Oct, 2004.

[13] EPPERLY, R.A.; HOADLEY, F.L.; PIEFER, R.W. **Considerations When Applying ASD's in Continuous Processes.** IEEE Transactions on Industry Applications, vol 33, no. 2. Mar/ Apr 1997.

[14] RAJU, N.R. **Improving Voltage Sag Tolerance of Three-Phase ASDs Through Addition of a Neutral Connection.** IEEE 37th Industry Application Conference. 2002.

[15] BRITO, C.M.C. de. **Análise da Qualidade de Energia Elétrica no Desempenho de um Motor de Indução Trifásico e de seu Sistema de Acionamento Sob Afundamentos de Tensão.** Universidade Federal do Ceará. 2005.

[16] BENSON, K.; CHAPMAN, J. R. **Boost converters provide power dip ride-through for AC drives.** Power Quality Assurance Mag., pp. 76–82. July/Aug. 1997.

[17]BARBI, I.; MARTINS, D.C. **Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. Edição dos Autores. Florianópolis. 2000.

[18]MOHAN, N.; UNDELAND, T.M.; ROBBINS, W.P. **Power Electronics: Converters, Applications and Design**. John Wiley e Sons. Singapore. 1989.

[19]BARBI, I. **Eletrônica de potência: Projetos de Fontes Chaveadas**. Edição do Autor. Florianópolis. 2001.

[20]DIXON, L. **Average Current Mode Control of Switching Power Supplies**. Application Note U-140, Unitrode.

[21]GARCERÁ, G.; FIGUERES, E.; MOCHOLÍ, A. **Novel Three-Controller Average Current Mode Control of DC-DC PWM Converters with Improved Robustness and Dynamic Response**. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 3. May 2000.

[22]VORPÉRIAN, V. **Simplify PWM Converter Analysis Using a PWM Switch Model**. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 24, No. 3. May 1990.

[23]IEC61000-4-11 **Testing and Measurement Techniques – Voltage Dips, Short Interruptions and Voltage Variations Immunity Tests**. edition 1.1. reference number cei/iec 61000-4-11: 1994+A1:2000.

[24]DURAN-GÓMEZ, J.L.; ENJETI, P.N.; WOO, B.O.; **Effect of Voltage Sags on Adjustable-Speed Drives: A Critical Evaluation and an Approach to Improve Performance**. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, no.6. November/December 1999.

[25]IEC61000-4-34 **Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-34: Testing and measurement techniques - Voltage dips, short interruptions and voltage variations immunity tests for equipment with input current more than 16 A per phase.** edition 1.0

[26]TANG, W.; LEE, F.C.; RIDLEY, R.B. **Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control.** IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 8. No. 2. April 1993.

[27]CASTELLANOS, J.A.G. **Estimação de Velocidade do Motor com Controle Vetorial sem Sensor, Utilizando Filtro Estendido de Kalman com Estimação da Covariância dos Ruídos.** Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Ago/2004.

[28]SEMI F47-0706 – **Specification for semiconductor processing equipment voltage sag immunity.** IEC Standard. 2006.

[29]MOREIRA, A. B. **Análise da Operação de Sistemas de Ventilação Industrial Visando à Eficiência Energética.** Universidade Federal do Ceará. 2006.

[30]VON JOUANNE, A.; ENJETI, P.; BANERJEE, B. **Assessment of Ride-Through Alternatives for Adjustable Speed Drives.** Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 1538-1545. 1998.

[31]EPPERLY, R.A.; HOADLEY, F.L.; PIEFER, R.W. **Considerations When Applying ASD's in Continuous Processes.** IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 2, pp. 389-396. 1997.

[32]HOLTZ, J.; LOTZKAT, W.; STADTFELD, S. **Controlled AC Drives with Ride-Through Capability at Power Interruption.** IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 5. Sep. 1994.

[33]PENG, F. Z.; YUAN, X.; QIAN, Z. **Z-Source Inverter for Adjustable Speed Drives.** IEEE Power Electronics Letters, Vol. 1, No. 2. June 2003.

[34]KLUMPNER, C.; BLAABJERG, F.; THOEGERSEN, P. **Alternate ASDs - Evaluation of the Converter Topologies Suited for Integrated Motor Drives**. IEEE Industry Applications Magazine. Mar|Apr 2006.