

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



**PROPOSTA DE TÉCNICA PARA AUMENTO DE
SUPORTABILIDADE A AFUNDAMENTOS TEMPORÁRIOS
DE TENSÃO EM ACIONAMENTOS DE VELOCIDADE
VARIÁVEL**

ADMARÇO VIEIRA DA COSTA

**DEZEMBRO
2013**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PROPOSTA DE TÉCNICA PARA AUMENTO DE
SUPORTABILIDADE A AFUNDAMENTOS
TEMPORÁRIOS DE TENSÃO EM ACIONAMENTOS DE
VELOCIDADE VARIÁVEL**

Admarço Vieira da Costa¹

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Ciências.

Banca Examinadora:

Luiz Carlos Gomes de Freitas, Dr. – FEELT/UFU (Orientador)

Luiz Carlos de Freitas, Dr. – FEELT/UFU

Valdeir José Farias, Dr. – FEELT/UFU

João Batista Vieira Junior, Dr. – FEELT/UFU

Luiz Henrique Silva Colado Barreto, Dr. - UFC

Antônio de Pádua Finazzi, Dr. - UFMT

¹ A Bolsa de Estudos, para esta pesquisa, foi concedida pelo CNPQ, Brasil.

*“Talvez não tenha conseguido fazer o melhor, mas lutei para que o melhor fosse feito.
Não sou o que deveria ser, mas Graças a Deus, não sou o que era antes”.
(Marthin Luther King)”*

Dedico esse trabalho aos meus pais José Vieira (in memorian) e Helenita, com todo meu amor e gratidão, por tudo que fizeram por mim ao longo da minha vida. Desejo poder ter sido merecedor do esforço dedicado por vocês em todos os aspectos, especialmente quanto à minha formação.

Agradecimentos

A Deus por me presentear a minha existência e guiar os meus passos rumo a minha evolução pessoal e espiritual.

Ao CEFET-MG por ter concedido a licença para a minha capacitação.

Ao professor Luiz Carlos Gomes de Freitas, mais que um orientador, um amigo, obrigado pela persistência, orientação e acreditar na minha capacidade.

Ao meu pai José Vieira (in memoriam) e minha mãe Helenita por tudo.

Aos meus irmãos, Adeilson e Admilson que sempre me apoiam e me estendem as mãos, seja nos momentos bons ou difíceis da vida.

À companheira, mais que amiga, professora Elisa Ribeiro, que sempre me motivou a abraçar essa conquista.

Aos professores do NUPEP, Pratinha, João Batista, Ernane, Valdeir que sempre contribuíram com excelentes ideias, tornando o nosso trabalho mais rico de conhecimentos.

Um agradecimento em especial aos amigos da equipe do RHT, Danilo, Gustavo, Luiz Carlos, pela presteza, boa vontade e disponibilidade, que com certeza, sem essas mãos estendidas no intuito de ajudar, o trabalho seria muito mais espinhoso.

Aos meus amigos de trabalho com quem tive o prazer de conviver e aprender muito, não só em conhecimentos, mas também como pessoa, Fernando, Renato, Lucas, Rafael Lodo, Henrique, Parreira, Willian, Vilefort, Rafael Martins, Fabrício, Diógenes, Welker, Alexandre, Pedro, Vinicius, Marcelo, Leandro. Enfim, agradeço a todos que direta e indiretamente contribuíram para a realização desse trabalho.

Ao CNPQ por ter concedido suporte financeiro para essa pesquisa

Resumo

Este trabalho realiza uma abordagem sobre o comportamento dos dispositivos de Acionamento com Velocidade Variável (AVV) diante de afundamentos de tensão e apresenta uma nova estrutura, denominada Retificador Híbrido Trifásico (RHT) com conversor Boost conectado, capaz de proporcionar suportabilidade a afundamentos de até 50% de redução da tensão ca de alimentação. Tal equipamento ainda é capaz de obter alto fator de potência com reduzida taxa de distorção harmônica de corrente.

Para analisar o comportamento do RHT proposto, foi implementado um modelo computacional na plataforma *PSIM®*, em que foi possível observar o comportamento do retificador sob os diversos tipos de afundamento. Uma discussão completa acerca da contribuição de potência dos grupos retificadores e seu impacto na eficiência global do retificador é apresentada. Adicionalmente, os procedimentos de projeto dos controladores de tensão e corrente dos conversores chaveados também são apresentados. Para tanto, utilizou-se a técnica de espaço de estado médio.

Com o intuito de corroborar com a teoria exposta, um protótipo de 5 kW foi construído e avaliado em laboratório. Este foi submetido à afundamentos dos tipos A, B e E. As análises para os demais tipos de afundamentos temporários de tensão, isto é, afundamentos do tipo C, D, F e G foram feitas somente através de simulações computacionais devido a limitações do arranjo laboratorial disponível. Em todos os casos estudados, foi comprovado que a solução proposta é eficaz e pode ser bastante atrativa para aplicações em elevadas potências, quando comparada com outras soluções reportadas na literatura técnica especializada.

Palavras-chave: Retificadores Híbridos; Boost; Afundamento de Tensão; Distorção Harmônica; Fator de Potência.

Abstract

This work presents an approach about the behavior of Adjustable Speed Drives (ASDs) during voltage sags and shows a novel structure, named Hybrid Three Phase Rectifier (HTR) connected with Boost Converter, capable of providing an increase of ride-through voltage sags up to 50 % of the ac power supply voltage reduction. This equipment is also able to provide high power factor with low current harmonic distortion.

In order to analyze the behavior of the proposed HTR, it was developed a computational model on *PSIM*[®] platform, being possible to observe this structure under various types of sags, before. A complete discussion about the power contribution of each rectifier group and its impact over the overall efficiency of the rectifier is presented. In addition, the design procedure of the voltage and current controllers are also presented. In order to achieve this goal, the state-space average technique was used.

Corroborating with the exposed theory, a 5 kW prototype was built and analyzed at the laboratory. This was subjected to voltage sags of types A, B and E. The analysis under condition of sags of types C, D, F, and G were performed only by computational simulation due to laboratorial limitations. In all studied cases, it was proved that the proposed solution is effective and can be very attractive for high power applications when compared to other solutions reported in the specialized literature.

Keywords: Hybrid Rectifiers; Boost; Voltage Sag; Harmonic Distortion; Power Factor.

Sumário

1 Introdução Geral.....	22
1.1 Considerações iniciais	22
1.2 Contribuições da presente tese.....	25
1.2 Estrutura da tese	27
2 Aspectos Técnicos dos Distúrbios Elétricos Relacionados a Acionamentos de Velocidade Variável.....	29
2.1 Considerações Iniciais	29
2.2 O afundamento de tensão	30
2.2.1 Definições e Normalização aplicável.....	31
2.2.1.1 Conforme o IEEE:.....	31
2.2.1.2 Conforme o IEC:.....	32
2.2.1.3 Conforme os Procedimentos de Rede (ONS, 2008):	32
2.2.1.4 Conforme a ANEEL:.....	33
2.2.3 Classificação dos afundamentos de tensão.....	34
2.3 Impacto dos afundamentos de tensão perante a sensibilidade dos AVVs.....	36
2.4 Impacto dos AVVs no sistema elétrico	40
2.5 Considerações finais.....	41
3 Principais Técnicas Alternativas para o Aumento da Suportabilidade a Afundamentos de Tensão	42
3.1 Considerações Iniciais	42
3.2 Soluções alternativas para o aumento da suportabilidade de AVVs, perante a afundamentos de tensão.	43
3.2.1 Mitigação regenerativa	44
3.2.2 Redução da velocidade e/ou da carga	44
3.2.3 Adição de capacitores.....	45
3.2.4 Adição de neutro	45
3.2.5 Utilização de supercapacitores.....	46
3.2.6 Utilização de bancos de baterias associados a conversores estáticos	47
3.2.7 Conversor Boost.....	47

3.2.8 Utilização de retificadores PWM	48
3.3 Utilização do RHT com conversores SEPIC para aumento da suportabilidade a afundamentos de tensão e mitigação DHT _I	50
3.3.1 Revisão das estruturas do RHT com Conversores Chaveados.	51
3.3.1.1 Retificador híbrido multipulsos trifásico usando conversores SEPICs modificados.	51
3.3.1.2 Retificador híbrido multipulsos trifásico usando conversores SEPICs com redução dos elementos magnéticos.	53
3.3.1.3 Solução Proposta da Tese - Utilização do RHT com conversor Boost cascadeado.....	55
3.4 Considerações Finais.....	57
4 Princípio de Funcionamento, e Equacionamento Matemático.....	58
4.1 Considerações Iniciais.....	58
4.2 Operação do Retificador Híbrido Trifásico	58
4.2.1 Tensão do Barramento CC sob Condições Normais de Alimentação	59
4.2.2 Composição da Corrente de Entrada.....	60
4.2.3 Etapas de Operação	62
4.2.4 Operação sob Condições de Afundamento de Tensão	65
4.3 Equacionamento e determinação dos componentes do Retificador Híbrido Trifásico.	66
4.3.1 Equacionamento e determinação dos componentes do Conversor Boost.	68
4.3.1.1 Cálculo do indutor Boost.....	71
4.3.1.2 Dimensionamento do Capacitor do Filtro de saída	73
4.3.1.3 Dimensionamento do diodo Boost.....	74
4.3.1.4 Dimensionamento da chave Boost.....	75
4.5 Considerações Finais.....	76
5 Estratégia de Controle, Análise dos Conversores no Espaço de Estado Médio e Resultados Experimentais.....	77
5.1 Considerações Iniciais.....	77
5.2 Estratégia de Controle	77
5.3 Análise dos Conversores Utilizando a Técnica de Espaço de Estado Médio.	85
5.4 Determinação das Funções de Transferência dos Conversores Boost e SEPIC	92

5.4.1	Análise por Espaços de Estado Médio do Conversor Boost	94
5.4.2	Análise por Espaço de Estado Médio dos Conversores SEPIC.....	99
5.5	Projeto dos Controladores	109
5.6	Principais Resultados Experimentais	111
5.6.1	Protótipo Desenvolvido.....	111
5.6.2	Resultados para Operação do RHT sob Condições Normais de Alimentação CA.	122
5.6.3	Resultados para Operação do RHT sob Afundamento de Tensão ...	125
5.6.4	Análise das Potências Processadas pelos Grupos Retificadores.....	129
5.7	Considerações Finais.....	133
6	Nova Estratégia de Controle com Compensador de Potência	135
6.1	Considerações Iniciais.....	135
6.2	Princípio de Operação	135
6.3	Determinação da Funções de Transferênciae projeto dos controladores	140
6.3.1	Determinação da Função de Transferência do Conversor Boost.....	140
6.3.2	Determinação da Função de Transferência do Conversor SEPIC ...	141
6.3.3	Projeto do Controlador de Tensão – Conversor Boost.....	146
6.3.4	Projeto do Controlador de Potência – Conversor SEPIC.....	150
6.4	Análise das Simulações Computacionais para o RHT sob Condições de Afundamentos de Tensão	154
6.5	Considerações Finais.....	173
	Conclusões Gerais	175
	Publicações	177
	Produções associadas com a pesquisa.....	177
	• <i>Publicações em periódicos nacionais</i>	177
	• <i>Publicações em periódicos internacionais</i>	177
	• <i>Publicações em Congressos e conferências nacionais e internacionais</i>	
	177	
	Referências Bibliográficas	179
	Apêndice.....	190
	Algoritmo de controle implementado no <i>DSP TMS320F28335</i>	190

Lista de Figuras

Fig. 1. 1 - Retificador Híbrido Trifásico Proposto.....	26
Fig. 2. 1 - Tensão eficaz durante um afundamento de Tensão [33].....	31
Fig. 2. 2 - Circuito esquemático do Acionamento de Velocidade Variável (AVV).	36
Fig. 2. 3 - Curva de tolerância ITIC de 2000 [46].	39
Fig. 2. 4 - Curva de tolerância segundo a norma SEMI F47-0706 [47].....	39
Fig. 2. 5 - (a) Estagio de entrada do AVV (b) Formas de onda no barramento CC (c) formas de onda da corrente de entrada do AVV.....	40
Fig. 3. 1 - Técnicas para o aumento da suportabilidade a afundamentos de Tensão	43
Fig. 3. 2 - Topologia da estrutura do Retificador modificada com a adição do neutro. .	46
Fig. 3. 3 - Conversor Boost conectado ao AVV.....	48
Fig. 3. 4 - AVV com retificador PWM	49
Fig. 3. 5 - Retificador híbrido multipulsos trifásico usando conversores SEPICs modificados [18], [19].....	52
Fig. 3. 6 - Retificador híbrido multipulso trifásico usando conversores Boost [19], [21].	53
Fig. 3.7 - Retificador híbrido multipulso trifásico usando conversores SEPIC convencionais com redução dos elementos magnéticos [22]-[24].	54
Fig. 3. 8 - Retificador híbrido com conversor Boost cascadeado [25],[27].	56
Fig. 4. 1 - Estrutura topológica do RHT proposto.	59
Fig. 4. 2 - Composição Formas de onda teóricas das correntes da fase A: $ia1$, $ia2$, $ia(in)$ [31].....	62
Fig. 4. 3 - Circuito de potência do retificador Boost (ponte de Graetz + conversor Boost)	69
Fig. 4. 4 - Circuito equivalente do conversor Boost.	70
Fig. 5. 1 - Diagrama esquemático da estratégia de controle implementada para o RHT com conversor Boost cascadeado com o retificador de seis pulsos utilizando DSP.	78
Fig. 5. 2 - Fluxograma da estratégia de controle.	79

Fig. 5. 3 - Diagrama de blocos do controle correspondente à operação sem afundamento de tensão.....	80
Fig. 5. 4 - Diagrama de blocos do controle correspondente à operação sob condições de afundamento temporário de tensão.....	83
Fig. 5. 5 - Estrutura topológica do RHT proposto.....	93
Fig. 5. 6 - Circuito equivalente do conversor Boost para análise por espaços de estado médio.....	93
Fig. 5. 7 - Circuito equivalente do conversor SEPIC para análise por espaços de estado médio.....	93
Fig. 5. 8 - Circuito equivalente do conversor Boost para a chave S_b fechada.....	95
Fig. 5. 9 - Circuito equivalente do conversor Boost para a chave S_b aberta.....	96
Fig. 5. 10 - Circuito equivalente do conversor SEPIC da fase A para a chave S_1 fechada.....	101
Fig. 5. 11 - Circuito equivalente do conversor SEPIC da fase A para a chave S_1 aberta.....	103
Fig. 5. 12 - Arranjo topológico do circuito de potência do RHT.....	112
Fig. 5. 13 - Planejamento do protótipo do retificador híbrido trifásico implementado em laboratório.....	112
Fig. 5. 14 - 1º Nível: Alimentação trifásica, proteção e sensoriamentos de tensão e corrente.....	113
Fig. 5. 15 - 2º Nível: Retificador trifásico não controlado de seis pulsos com conversor Boost.....	114
Fig. 5. 16 - 3º, 4º e 5º Níveis: Conversor SEPIC e Gate-Driver para acionamento da chave-IGBT.....	115
Fig. 5. 17 - 6º Nível: DSP, conversor CC/CC e carregador de baterias para alimentação de duas baterias de 12 V.....	116
Fig. 5. 18 - Placa de conversão de 3,3 V para 15 V.....	120
Fig. 5. 19 - (a) Protótipo do retificador híbrido trifásico desenvolvido em laboratório e equipamentos de medição; e (b) apresentação dos níveis do protótipo.....	122
Fig. 5. 20 - Imposição da corrente de linha de entrada - Fase A.....	123
Fig. 5. 21 - Correntes de linha de entrada $i_{a(in)}$, $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ - (a) Potência de saída igual a 5 kW (b) Potência de saída igual a 1,8 kW.....	124
Fig. 5. 22 - Espectro harmônico da corrente $i_{a(in)}$	124
Fig. 5. 23 - Espectro harmônico da corrente $i_{b(in)}$	124

Fig. 5. 24 - Espectro harmônico da corrente $i_{c(in)}$	125
Fig. 5. 25 - Tensões F-N de entrada sob afundamento de tensão do tipo A, destacando os instantes tsag-on e tsag-off.....	126
Fig. 5. 26 - Correntes de linha de entrada sob afundamento de tensão do tipo A, destacando os instantes tsag-on e tsag-off.....	126
Fig. 5. 27 - Tensão do barramento CC sob afundamento de tensão do tipo A, destacando os instantes tsag-on e tsag-off.....	126
Fig. 5. 28 - Tensões de fase de entrada sob afundamento de tensão do tipo B, destacando os instantes tsag-on e tsag-off.....	127
Fig. 5. 29 - Correntes de linha de entrada sob afundamento de tensão do tipo B, destacando os instantes tsag-on e tsag-off	127
Fig. 5. 30 - Tensão do barramento CC sob afundamento de tensão do tipo B, destacando os instantes tsag-on e tsag-off.....	127
Fig. 5. 31 - Tensão do barramento CC sob afundamento de tensão do tipo B, destacando os instantes tsag-on e tsag-off.....	128
Fig. 5. 32 - Correntes de linha de entrada sob afundamento de tensão do tipo E, destacando os instantes tsag-on e tsag-off.....	128
Fig. 5. 33 - Tensão do barramento CC sob afundamento de tensão do tipo E, destacando os instantes tsag-on e tsag-off.....	128
Fig. 5. 34 - Arranjo para medição e determinação do rendimento global da estrutura e do processamento de potência de cada grupo retificador usando equipamentos <i>Yokogawa WT230</i> [®]	129
Fig. 5. 35 - Curvas de rendimento em função da potência de saída em condições normais de suprimento (a) Retificador Híbrido proposto/Estrutura Topológica 1 (b) Curva 1: Estrutura Topológica 1; Curvas 2 e 3: Retificador PWM Unidirecional apresentados nas referências [63] e [64], respectivamente; Curvas 4 e 5: Estruturas Topológicas 2 e 3, respectivamente.	131
Fig. 5. 36 - Resposta dinâmica durante um degrau de carga de 2,5 kW para 5 kW (a) tensão no barramento CC, correntes $i_{a(in)}$, i_{a1} , i_{a2} (b) tensão no barramento CC e correntes totais de linha $i_{a(in)}$, $i_{b(in)}$, $i_{c(in)}$	133
Fig. 6. 1 - Diagrama esquemático da estratégia de controle implementada para o RHT com conversor Boost cascadeado com o retificador de seis pulsos utilizando DSP.	136
Fig. 6. 2 - Fluxograma da estratégia de controle.	137

Fig. 6. 3 - Diagrama de Blocos do Controle do Conversor Boost.....	147
Fig. 6. 4 - Diagrama de bode da FTMA do controle de tensão do conversor Boost sem compensação.....	148
Fig. 6. 5 - Diagrama de bode da FTMA do controle de tensão do conversor Boost compensada.	149
Fig. 6. 6 - Resposta ao degrau unitário da FTMA compensada	150
Fig. 6. 7 - Diagrama de Blocos do Controle do Conversor SEPIC.....	151
Fig. 6. 8 - Diagrama de bode da FTMA do controle de corrente do conversor SEPIC sem compensação sob condições normais de fornecimento de tensão CA.	151
Fig. 6. 9 - Diagrama de bode da FTMA do controle de corrente do conversor SEPIC compensada sob condições normais de fornecimento de tensão CA.....	152
Fig. 6. 10 - Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=311V$	153
Fig. 6. 11 - Diagrama de bode da FTMA do controle de corrente do conversor SEPIC sem compensação para a condição de afundamento de tensão.	153
Fig. 6. 12 - Diagrama de bode da FTMA do controle de corrente do conversor SEPIC sem compensação para a condição de afundamento de tensão.	154
Fig. 6. 13 - Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=311V$	154
Fig. 6. 14 - Arranjo emulador da fonte de afundamentos	156
Fig. 6. 15 - Diagrama esquemático do grupo retificador Ret-1.....	156
Fig. 6. 16 - Diagrama esquemático do grupo retificador Ret-2.....	157
Fig. 6. 17-(a) Detector de afudamentos (b) Controlador de tensão do conversor Boost (c) Corrente dos conversores SEPICs em p.u.	157
Fig. 6. 18 - Controladores de potência dos conversores SEPICs.	158
Fig. 6. 19 - Geração da referência senoidal sincronizada com a rede CA	158
Fig. 6. 20 - Curva de tensão do barramento CC ultrapassando o limiar de desligamento - Afundamento tipo A.....	159
Fig. 6. 21 - Tensões de linha e tensão no barramento CC com conversor Boost cascadeado sob afundamento do tipo A – $h=0,5$	160
Fig. 6. 22 - Correntes na entrada CA do conversor.	160
Fig. 6. 23 - Detalhe das correntes de entrada do RHT para operação sem afundamento.	161
Fig. 6. 24 - Composição da Corrente da fase A.....	161
Fig. 6. 25 - Processamento de potência entre os conversores Ret-1 e Ret-2, operação sem e com afundamento – Tipo A.	161

Fig. 6. 26 - Tensões de linha e tensão no barramento CC com conversor Boost cascadeado sob afundamento do tipo B – $h = 0$	163
Fig. 6. 27 - Correntes de linha na entrada CA do conversor	163
Fig. 6. 28 - Processamento de potência entre os conversores Ret-1 e Ret-2.....	163
Fig. 6. 29 - Tensões de linha e tensão no barramento CC para um afundamento de tensão do tipo C para $h=0$	164
Fig. 6. 30 - (a) Tensões de linha e do barramento CC sob a ação do conversor Boost. (b) Correntes de linha de entrada. (d) Processamento de potência pelos grupos retificadores Ret-1 e Ret-2.....	165
Fig. 6. 31 - Tensões de linha e tensão no barramento CC para um afundamento de tensão do tipo D para $h=0$	166
Fig. 6. 32 - (a) Tensões de linha e do barramento CC. (b) Correntes de linha de entrada. (d) Processamento de potência pelos grupos retificadores Ret-1 e Ret-2.....	167
Fig. 6. 33 - Tensões de linha e tensão no barramento CC para um afundamento de tensão do tipo E para $h=0$	168
Fig. 6. 34 - (a) Tensões de linha e do barramento CC. (b) Correntes de linha de entrada. (d) Processamento de potência pelos grupos retificadores Ret-1 e Ret-2.....	169
Fig. 6. 35 - Tensões de linha e tensão no barramento CC para um afundamento de tensão do tipo F para $h=0$	170
Fig. 6. 36 - (a) Tensões de linha e do barramento CC. (b) Correntes de linha de entrada. (d) Processamento de potência pelos grupos retificadores Ret-1 e Ret-2.....	171
Fig. 6. 37 - Tensões de linha e tensão no barramento CC para um afundamento de tensão do tipo G para $h=0$	172
Fig. 6. 38 - (a) Tensões de linha e do barramento CC. (b) Correntes de linha de entrada. (d) Processamento de potência pelos grupos retificadores Ret-1 e Ret-2.....	173

Lista de Tabelas

Tab. 2. 1 - Classificação dos Afundamentos segundo a Norma IEEE 1159-1995	32
Tab. 2. 2 - Representação matemática para cada afundamento de tensão	34
Tab. 2. 3 – Tipos de afundamentos de tensão devido à influência do tipo de falta e da conexão da carga [16].	35
Tab. 2. 4 - Influência da ligação do transformador no tipo de afundamento de tensão [16].....	36
Tab. 3. 1 - Resumo das Soluções para o Aumento de Suportabilidade a Afundamentos de Tensão.....	49
Tab. 3. 2 - Solução para aumento da suportabilidade utilizando o RHTconversor Boost cascadeado.....	56
Tab. 4. 1 - Especificação de projeto do retificador trifásico não controlado de seis pulsos (Ret-1) [31].....	67
Tab. 4. 2 - Considerações de projeto do retificador trifásico não controlado de seis pulsos (Ret-1) [31].....	67
Tab. 4. 3 - Especificação de projeto dos conversores chaveados (Ret-2).	67
Tab. 4. 4 - Considerações de projeto dos conversores chaveados (Ret-2).	68
Tab. 4. 5 - Resumo do dimensionamento dos componentes.	68
Tab. 4. 6 - Sequência de Operação do Retificador não Controlado.....	70
Tab. 4. 7 - Considerações de projeto do conversor Boost.....	71
Tab. 5. 1 - Parâmetros de projeto para determinação da FT da planta do conversor Boost.	99
Tab. 5. 2 - Parâmetros de projeto para determinação da FT da planta do conversor SEPIC.....	108
Tab. 5. 3 - Indutores L1, L2 e L3.....	116
Tab. 5. 4 - Ponte retificadora trifásica: SKD 62/12 da SEMIKRON®.....	117
Tab. 5. 5 - Capacitor de saída Co.....	117
Tab. 5. 6 - IGBT: Módulo SKM75GB123D	117
Tab. 5. 7 - Indutores L4, L6 e L8.....	118
Tab. 5. 8 - Ponte retificadora monofásica: TB358 da TAITRON®.	118
Tab. 5. 9 - Chaves S1, S2 e S3: IGBT SK60GAR125 da SEMITOP® 2.	118

Tab. 5. 10 - Capacitores C1, C2, C3, C4, C5, C6, C7, C8 e C9.....	118
Tab. 5. 11 - Indutores L5, L7 e L9.....	119
Tab. 5. 12 - Diodos D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8 e D9: APT15D100K da ADVANCED POWER TECHNOLOGY®.	119
Tab. 5. 13 - Módulo para aquisição e condicionamento de sinais de corrente e de tensão.	120
Tab. 5. 14 - Gate-Driver SKHI 10/12 da SEMIKRON®.....	121
Tab. 5. 15 - DSP TMS320F28335® da TEXAS INSTRUMENTS®.	121
Tab. 5. 16 - Resumo dos parâmetros do protótipo do retificador híbrido trifásico implementado.	122
Tab. 5.17 - Potência Processada por Ret-1 e Ret-2 e Rendimento para Operação sob Carga de 1,8 kW.	132
Tab. 6.1 - Parâmetros de projeto para determinação da FT da planta do conversor SEPIC.....	145
Tab. 6.2 - Especificações do RHT para simulação computacional.	155
Tab. 6. 3 - Fasores das tensões de fase e de linha – Afundamento de tensão do tipo A	159
Tab. 6.- Fasores das tensões de fase e de linha – Afundamento de tensão do tipo B..	162
Tab. 6.5 - Fasores das tensões de fase e de linha – Afundamento de tensão do tipo C	164
Tab. 6. 6 - Fasores das tensões de fase e de linha – Afundamento de tensão do tipo D	166
Tab. 6. 7 - Fasores das tensões de fase e de linha – Afundamento de tensão do tipo E	168
Tab. 6. 8 - Fasores das tensões de fase e de linha – Afundamento de tensão do tipo F	170
Tab. 6. 9 - Fasores das tensões de fase e de linha – Afundamento de tensão do tipo G	172

Simbologia

QEE	-	Qualidade de Energia Elétrica
SEP	-	Sistema Elétrico de Potência
AVV	-	Acionamentos com velocidade variável
SEP	-	sistema elétrico de potência
EPRI	-	Electric Power Research Institute
SEPIC	-	Single Ended Primary Inductor Converter
A	-	Matriz de sistema
C_{1-2}	-	Capacitores do conversor SEPIC da fase A
C_{3-4}	-	Capacitores do conversor SEPIC da fase B
C_{5-6}	-	Capacitores do conversor SEPIC da fase C
C_{5-6}	-	Capacitor equivalente à disposição em série de C_1 e C_2 , ou C_3 e C_4 ou C_5 e C_6
C_o	-	Capacitor de saída
CA	-	Corrente alternada
CC	-	Corrente contínua
D	-	razão cíclica
D_{1-3}	-	Diodos do conversor SEPIC da fase A
D_{4-6}	-	Diodos do conversor SEPIC da fase B
D_{7-9}	-	Diodos do conversor SEPIC da fase C
DHT	-	Distorção Harmônica Total
DHT_I	-	Distorção Harmônica Total de corrente
DSP	-	<i>Digital Signal Processor</i>
ΔI_{Ls1}	-	Ondulação de corrente nos indutores L_4 , L_6 e L_8
ΔI_{Ls2}	-	Ondulação de corrente nos indutores L_5 , L_7 e L_9
ΔV_{Co}	-	Ondulação de tensão no capacitor de saída C_o
ΔV_{Cs}	-	Ondulação de tensão nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , C_5 e C_6
Δt	-	Passo de integração utilizado na solução do modelo matemático
E	-	Matriz de ação avante
FP	-	Fator de potência.
f	-	Frequência da rede (60 Hz)
f_s	-	Frequência de chaveamento

- f_a - Frequência de amostragem
- i_{a1} - Corrente drenada pela fase A de Ret-1
- i_{a2} - Corrente drenada pelo conversor SEPIC da fase A
- $i_{a(in)}$ - Corrente de linha de entrada da fase A
- i_{b1} - Corrente drenada pela fase B de Ret-1
- i_{b2} - Corrente drenada pelo conversor SEPIC da fase B
- $i_{b(in)}$ - Corrente de linha de entrada da fase B
- i_{c1} - Corrente drenada pela fase C de Ret-1
- i_{c2} - Corrente drenada pelo conversor SEPIC da fase C
- $i_{c(in)}$ - Corrente de linha de entrada da fase C
- IEC* - *International Electrotechnical Commission*
- i_{Leq} - Corrente no indutor equivalente L_{eq}
- $i_{Leq(med)}$ - Valor médio da corrente no indutor equivalente L_{eq}
- I_o - Corrente de saída
- $I_{o(med)}$ - Valor médio da corrente de saída
- $I_{o(Ret-1)}$ - Contribuição da corrente de carga por parte de Ret-1
- $I_{o(Ret-2)}$ - Contribuição da corrente de carga por parte de Ret-2
- $I_{o(sepic)}$ - Contribuição da corrente de carga por parte de cada conversor SEPIC
- I_{Ref} - Referência senoidal resultante da multiplicação de k_L e $|i_{sen}|^*$
- I_{Ref-A} - Referência senoidal da fase A
- I_{Ref-B} - Referência senoidal da fase B
- I_{Ref-C} - Referência senoidal da fase C
- $I_{Ret-1(med)}$ - Valor médio da corrente que circula pelo lado CC de Ret-1
- $|i_{sen}|^*$ - Onda senoidal retificada criada digitalmente pelo *softwareMatlab*®
- k - Constante
- k_L - Resultado da multiplicação entre $I_{o(med)}$ e k
- L_1 - Indutor de filtro da fase A de Ret-1
- L_2 - Indutor de filtro da fase B de Ret-1
- L_3 - Indutor de filtro da fase C de Ret-1
- L_4 - Indutor de entrada do SEPIC da fase A
- L_5 - Indutor de magnetização do SEPIC da fase A
- L_6 - Indutor de entrada do SEPIC da fase B
- L_7 - Indutor de magnetização do SEPIC da fase B
- L_8 - Indutor de entrada do SEPIC da fase C

- L_9 - Indutor de magnetização do SEPIC da fase C
- L_{eq} - Indutor equivalente igual a duas vezes o valor de cada indutor de filtro de Ret-1, utilizado como indutor Boost.
- P_o - Potência ativa total de saída
- $P_{o(med)}$ - Valor médio da potência ativa total de saída
- P_{Ret-1} - Potência ativa processada pelo retificador trifásico não controlado de seis pulsos
- $P_{Ret-1(med)}$ - Valor médio da potência ativa processada pelo retificador trifásico não controlado de seis pulsos
- P_{Ret-2} - Potência ativa processada pelos conversores chaveados
- $P_{Ret-2(med)}$ - Valor médio da potência ativa processada pelos conversores chaveados
- P_{sepic} - Potência ativa processada por cada conversor SEPIC
- PWM - *Pulse Width Modulation*
- R - Resistência de carga
- $Ret-1$ - Retificador trifásico não controlado de seis pulsos
- $Ret-2$ - Conversores chaveados (SEPIC)
- RHT - Retificador híbrido trifásico
- RM_a - Ponte retificadora monofásica do SEPIC da fase A
- RM_b - Ponte retificadora monofásica do SEPIC da fase B
- RM_c - Ponte retificadora monofásica do SEPIC da fase C
- RT - Ponte retificador trifásica de Ret-1
- S_1 - Interruptor do conversor SEPIC da Fase A
- S_2 - Interruptor do conversor SEPIC da Fase B
- S_3 - Interruptor do conversor SEPIC da Fase C
- S_B - Interruptor do conversor Boost.
- T - Período para a frequência da rede
- T_s - Período de chaveamento
- u - Vetor de entrada
- v_{ab} - Tensão entre as fases A e B
- v_{ac} - Tensão entre as fases A e C
- v_{an} - Tensão entre a fase A e o neutro
- $|V_{an(med)}|$ - Valor médio tensão de fase v_{an} retificada
- v_{ba} - Tensão entre as fases B e A

v_{bc}	- Tensão entre as fases B e C
v_{bn}	- Tensão entre a fase B e o neutro
v_{ca}	- Tensão entre as fases C e A
v_{cb}	- Tensão entre as fases C e B
v_{cn}	- Tensão entre a fase C e o neutro
v_{Co}	- Tensão no capacitor de saída C_o
$v_{Co(med)}$	- Valor médio da tensão no capacitor de saída C_o
v_{GS1}	- Sinal de gatilho enviado para a chave S_1
v_{GS2}	- Sinal de gatilho enviado para a chave S_2
v_{GS3}	- Sinal de gatilho enviado para a chave S_3
$V_{o(max)}$	- Valor máximo da tensão de saída
$V_{o(min)}$	- Valor mínimo da tensão de saída
V_o	- Tensão de saída
V_p	- Valor de pico das tensões de fase de entrada
V_{Ret}	- Tensão na saída da ponte retificadora trifásica RT , utilizada na solução do modelo matemático considerando-se os indutores do lado CC
x	- Vetor de estados
$\dot{x}$	- Derivada do vetor de estados
y	- Vetor resposta
ω	- Frequência angular

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Considerações iniciais

O termo Qualidade de Energia Elétrica (QEE) tornou-se o mais usado no Sistema Elétrico de Potência (SEP) seja do ponto de vista das concessionárias de energia elétrica que interpretam QEE como garantir confiabilidade e continuidade no fornecimento de energia elétrica, ou, do ponto de vista dos consumidores em que a QEE é então interpretada de forma que a energia que lhes é fornecida garanta que seus equipamentos operem adequadamente. Desta forma, uma definição mais abrangente do problema de QEE é descrita como [1]:

“Qualquer problema de energia manifestada em desvio de tensão, corrente ou frequência e que resulte em falha ou mau funcionamento de equipamento é considerado um problema de qualidade de energia”.

Dentre os fenômenos relacionados à perda da qualidade do suprimento de tensão em um sistema de energia elétrica, aqueles denominados afundamentos de tensão, também conhecidos como *voltage sag* na literatura internacional, ocupam posição de maior destaque, representando 92% dos distúrbios registrados, conforme o EPRI (*Electric Power Research Institute*) [2]. A norma IEEE 1159-1995 define afundamento de tensão como “um decréscimo entre 0,9 e 0,1 pu do valor eficaz da tensão nominal, com duração entre 0,5 ciclos e 1 minuto” [3]. Ainda, conforme a referida norma, um afundamento de tensão com intensidade menor do que 0,1 pu é considerado interrupção. Portanto, percebe-se que, a magnitude e a duração, principais características de um afundamento de tensão, são parâmetros importantes a serem considerados.

No que tange às causas deste distúrbio, pode-se afirmar que diferentes razões levam a afundamentos temporários de tensão, sendo a principal delas a ocorrência de curtos-circuitos em qualquer ponto do fornecimento de energia, provocando uma elevação na corrente e ocasionando variações nos valores eficazes das tensões de

suprimento. Além destes, sobrecargas devido a partidas de grandes motores e fenômenos naturais, também são causas de afundamento de tensão [4].

Atualmente, a necessidade de automatização de processos visando o aumento da produção industrial e a redução dos custos com o melhor aproveitamento da energia elétrica, levou à disseminação dos Acionamentos com Velocidade Variável (AVVs) nos mais diversos setores produtivos. Entretanto, os AVVs são equipamentos eletrônicos, e como tais, perante o sistema elétrico, figuram como cargas não lineares, microcontroladas e apresentam elevada sensibilidade aos afundamentos de tensão levando-os à condição inadequada de operação e a subsequentes interrupções pela atuação dos sistemas de proteção, causando paradas dos processos de produção e, conseqüentemente, perdas financeiras.

Outro distúrbio de grande relevância e que também tem sido foco de várias pesquisas no setor elétrico é a injeção de harmônicos na rede por parte de cargas eletrônicas, afetando a QEE no que diz respeito à qualidade de fornecimento da tensão de alimentação.

Assim como a grande maioria dos equipamentos que processam energia eletronicamente, os AVVs operam através de uma fonte de alimentação CA, entretanto requerem um estágio intermediário de conversão CA-CC, também conhecidos como circuitos retificadores ou conversores CA-CC. Em face à sua grande aplicabilidade industrial, o retificador trifásico na configuração Grátis é a fonte mais comum de problemas relacionados com a injeção de componentes harmônicos de corrente no sistema CA de alimentação [5], [6]. Desta maneira, a alimentação do circuito inversor é feita a partir da tensão contínua obtida na saída da ponte retificadora (barramento CC). Estas estruturas retificadoras apresentam, tipicamente, elevado volume de filtro capacitivo que drenam uma corrente com substancial conteúdo harmônico acarretando baixo fator de potência (em torno de 0,6) e, em consequência, provocam nos ramais de distribuição o aumento da distorção harmônica total de tensão (DHTV) ao longo do alimentador [2], [6]-[10].

Dentre os diversos problemas originados pela presença de componentes harmônicos de corrente no sistema elétrico, destacam-se o aumento de perdas e aquecimento em máquinas elétricas; perdas adicionais em sistemas de transmissão e distribuição; mau funcionamento de disjuntores termomagnéticos devido ao aumento da temperatura interna provocado pela variação do valor eficaz de corrente; necessidade de sobredimensionamento de transformadores devido ao aumento das perdas por histerese

e correntes de Foucault e o aquecimento adicional [5], [6]. Portanto, em função do considerável aumento de dispositivos de processamento eletrônico de energia elétrica empregados nos mais diversos segmentos da indústria, informática, comércio, hospitais, etc., assim como nos inúmeros equipamentos de uso residencial, tornam-se necessários o controle e a limitação deste conteúdo harmônico de corrente injetado nos sistemas de distribuição.

Uma vez reconhecida a relevância dos distúrbios em pauta e seus efeitos impactantes em processos industriais automatizados, fica evidenciada a importância dos diversos trabalhos de pesquisa que têm sido realizados objetivando avaliar o comportamento dos AVVs quando submetidos a afundamentos de tensão, onde diferentes alternativas foram propostas como maneira de aumentar a tolerância dos AVVs diante da ocorrência destes e ainda proporcionar alto fator de potência e reduzida distorção harmônica na alimentação CA desses sistemas elétricos [11]-[17].

Como proposta para aumentar a suportabilidade a afundamentos de tensão com elevado fator de potência e ainda reduzir a distorção harmônica de corrente (DHT_1) acarretada pelo estágio de entrada dos AVVs, foi desenvolvida uma estrutura de retificador híbrido trifásico adequada para operação como estágio pré-regulador drenando da rede uma corrente com reduzido conteúdo harmônico, resultando em benefícios diretos, tais como a redução de custos com consumo de energia elétrica, melhoria do rendimento e confiabilidade operacional de circuitos retificadores trifásicos. A principal característica da topologia do conversor proposto é a associação de conversores chaveados SEPIC conectados em paralelo com uma ponte retificadora trifásica e não controlada, de forma que a potência processada pelos conversores chaveados é apenas uma pequena fração da potência nominal de saída. Deste modo, garante-se, além de elevado FP e reduzida DHT_1 , alto rendimento, robustez e elevada densidade de potência. Os principais resultados alcançados foram reportados em diversos artigos publicados em conferências e periódicos nacionais e internacionais, dentre os quais se destacam os trabalhos apresentados em [18]-[29].

Neste contexto, este trabalho apresenta uma abordagem do aspecto evolutivo das topologias de retificadores híbridos desenvolvidas nessa linha de pesquisa. Especial atenção é dedicada à apresentação das características operacionais e as alterações no circuito de potência e na estratégia de controle que permitiram substanciais melhorias no que se refere ao aumento da suportabilidade a afundamentos de tensão e à imposição

de correntes com reduzida DHT_I , assim como correção do fator de potência (FP) [22]-[29].

Com o objetivo de comprovar a eficácia da solução proposta no que tange ao aumento da suportabilidade a afundamentos temporários de tensão, são apresentados os resultados experimentais para três estudos de caso considerando afundamentos de tensão dos tipos A, B e E [27], [29]. Em todos os casos analisados foi verificado que a topologia em pauta é eficiente e bastante atrativa para aplicações industriais de alta potência. Adicionalmente, são apresentados resultados obtidos em condições normais de suprimento comprovando que, alto rendimento, reduzida DHT_I e elevado FP podem ser alcançados sem a necessidade de utilizar transformadores especiais.

A técnica de controle desenvolvida, foi implementada utilizando-se o controlador digital TMS320F28335 da *Texas Instruments*®. Os afundamentos de tensão do Tipo C, D, F e G reportados na literatura não foram implementados experimentalmente, pois requerem a execução de um algoritmo de sincronização (PLL) para compensar os deslocamentos de fase e harmônicos pré-existentes. Entretanto, deve-se destacar que pelas análises por simulações computacionais, pôde-se constatar que não há nenhum impedimento para aplicação da solução proposta para também mitigar os efeitos destes distúrbios.

À luz dos fatos anteriormente mencionados, conclui-se que a busca por soluções para os problemas supracitados atrai grande interesse por parte da comunidade científica mundial que atua no sentido de desenvolver equipamentos robustos, eficientes e confiáveis. Sendo assim, destaca-se que a execução deste trabalho trará, com absoluta certeza, contribuições relevantes para pesquisa em consonância com as necessidades atuais da indústria e concessionárias de energia elétrica que operam no sistema elétrico de potência (SEP) brasileiro.

1.2 Contribuições da presente tese

A Tese proposta busca contemplar uma área de pesquisa voltada para a melhoria do desempenho e confiabilidade dos dispositivos de acionamento de velocidade variável (AVVs) maciçamente empregados na indústria, contribuindo para otimizar os processos de produção e, por consequência, avançar num tema de pesquisa de extrema relevância para o setor elétrico, pois, adicionalmente, promove condições para uso eficiente da energia elétrica gerada na medida em que torna possível a redução

de perdas por efeito joule em cabos de rede de distribuição e instalações elétricas industriais.

Neste contexto, em sua essência, a pesquisa proposta apresenta as seguintes contribuições:

- Avaliação experimental de uma topologia de retificador híbrido destinada a disponibilizar um barramento CC (link CC) para conexão de AVVs.
- Implementação digital utilizando DSP da técnica de controle para imposição de correntes senoidais na rede CA de alimentação capaz de garantir elevado fator de potência de entrada com reduzida distorção harmônica de corrente e, ao mesmo tempo, promover suportabilidade frente a qualquer tipo de afundamentos temporários de tensão regulando/controlando a tensão no barramento CC somente no caso de ocorrência deste distúrbio;
- Análise de simulação computacional utilizando o *software PSIM®* envolvendo o sistema Rede CA de Alimentação / Retificador Híbrido / Modelo DSP TMS320F28335, conforme ilustrado na Figura 1.1.

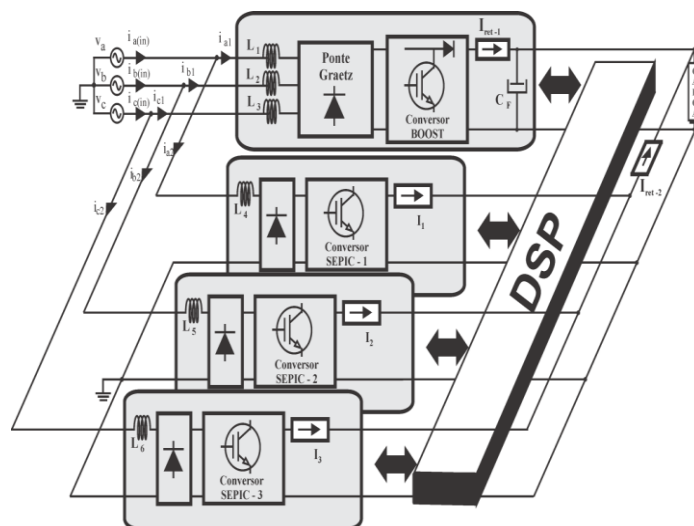


Fig. 1. 1 - Retificador Híbrido Trifásico Proposto

- Apresentação dos resultados experimentais, em que pode se analisar o desempenho de um protótipo do retificador híbrido trifásico com um conversor Boost cascadeado ao retificador não controlado (Ret-1), sendo este o responsável por promover

suportabilidade a afundamentos de tensão, consolidando a ideia proposta;

1.2 Estrutura da tese

Este trabalho está dividido em seis capítulos incluindo este introdutório que faz uma síntese sobre os objetivos gerais, e as contribuições da presente tese.

No segundo capítulo é feita uma abordagem sobre o fenômeno Afundamento de Tensão destacando suas causas e seus efeitos, em particular, sobre os AVVs, foco desta tese. Neste capítulo são mencionadas as principais normas nacionais e internacionais relacionadas a este distúrbio. Adicionalmente, os problemas, sensibilidade dos AVVs a afundamentos de tensão e a injeção de harmônicos na rede de alimentação CA, devido à presença do retificador trifásico de seis pulsos a diodos associado ao elevado filtro capacitivo para compor o barramento CC também são reportados.

No terceiro capítulo é apresentado o estado da arte, onde é feita uma revisão bibliográfica sobre as principais alternativas para o aumento da suportabilidade a afundamentos de tensão. Em destaque, são comentadas as técnicas relacionadas à aplicação de conversores estáticos, culminando com a apresentação, da solução proposta, realçando suas características e suas vantagens em relação às demais.

No quarto capítulo é apresentada uma análise da operação do conversor proposto sob condições normais de suprimento da rede CA de alimentação e sob condições de afundamento temporário de tensão. Neste capítulo, também é apresentada uma análise detalhada da estratégia de controle adotada para mitigar os Afundamentos de tensão e ainda promover alto fator de potência e baixa distorção harmônica na rede CA de alimentação utilizando, para tanto, o DSP TMS320F28335.

O quinto capítulo apresenta a modelagem matemática detalhada dos conversores SEPIC e Boost que compõem a estrutura proposta, utilizando a técnica de espaços de estado médio com o propósito de determinar os controladores de tensão. Estes são responsáveis por regular a tensão no barramento CC e garantir a divisão de potência entre os circuitos retificadores, respectivamente.

No sexto capítulo são apresentados os principais resultados de simulações computacionais, utilizando o *software PSIM*. Neste capítulo é possível concluir que o estudo do modelo matemático desenvolvido para os conversores Boost e SEPIC, com o

intuito de determinar as respectivas funções de transferências das plantas envolvidas, está perfeitamente correto, corroborando com as simulações realizadas na plataforma PSIM. Estes resultados de simulações são confrontados com os resultados experimentais obtidos com o conversor prpósito operando tanto sob condições normais de alimentação quanto sob afundamentos de tensão. Destaca-se a efetiva ação do conversor Boost perante os Afundamentos temporários de tensão dos tipos A, B e E, únicos possíveis de serem realizados no laboratório NUPEP.

Por fim, no sétimo capítulo são apresentadas as conclusões gerais do presente trabalho e as propostas para trabalhos futuros relacionados ao tema desta pesquisa.

Capítulo 2

Aspectos Técnicos dos Distúrbios Elétricos Relacionados a Acionamentos de Velocidade Variável

2.1 Considerações Iniciais

Embora muitos distúrbios presentes no sistema elétrico já fossem conhecidos desde a década de 60, houve um crescimento na demanda por pesquisas sobre a qualidade de energia na década de 90. Um trabalho publicado na revista *Business Week* despertou a atenção da comunidade científica em intensificar os estudos para os problemas relacionados com a qualidade da energia [30]. Segundo em [30], o *Electric Power Research Institute* (EPRI) estima que o custo das perdas associadas a problemas na qualidade da energia nos Estados Unidos custavam para as companhias cerca de 26 bilhões de dólares por ano. Juntamente com estudos que avaliavam a sensibilidade de equipamentos, surgiram estudos para determinar as consequências dos afundamentos de tensão em diversos equipamentos e sistemas industriais.

A grande preocupação relacionada à QEE pela comunidade científica e pelas empresas de energia, deve-se principalmente à evolução tecnológica dos equipamentos eletroeletrônicos que apresentam a eletrônica de potência embarcada e ainda utilizando a tecnologia da microeletrônica e dos microprocessadores. Atualmente estes equipamentos são massivamente aplicados nas diversas linhas automatizadas de processos industriais e também nos segmentos de atividade comercial e residencial. A relação direta à QEE se deve à sensibilidade desses equipamentos frente às variações de tensão de curta duração, principalmente os distúrbios, conhecidos na literatura internacional como “voltage sags” ou “voltage dips”, e neste trabalho, denominados afundamentos de tensão.

Em um estudo realizado pelo EPRI, nos Estados Unidos entre 1993 e 1999, concluiu que o fenômeno afundamento de tensão com amplitude de até 50% da tensão

nominal com duração de até 500 ms representa cerca de 92% dos distúrbios relacionados à qualidade de energia [2]. Isto se deve ao elevado número de ocorrências nos sistemas de energia, em decorrência, principalmente, da susceptibilidade das linhas de transmissão às descargas atmosféricas, curtos circuitos no sistema elétrico, partida de grandes motores e energização de transformadores a vazio.

Associado ao processo de modernização do parque industrial, tem havido a aplicação disseminada de acionamentos de velocidade variável (AVVs) e de sistemas controlados eletronicamente. Perante o sistema elétrico de potência (SEP), os acionamentos de velocidade variável (AVVs), são considerados como cargas não lineares sendo responsáveis pela injeção de conteúdo harmônico na rede de alimentação CA. Além disso, devido a sua composição eletrônica se apresentam bastantes sensíveis aos afundamentos de tensão, levando-os à sua interrupção devido à ação dos dispositivos de proteção e consequentemente acarretando paradas de produção.

O entendimento do comportamento dinâmico do AVV e o conhecimento da sensibilidade destes perante a ocorrência de afundamentos de tensão nortearam os estudos que se concretizaram em várias soluções alternativas com o propósito de promoverem o aumento da suportabilidade a fim de mitigar estes distúrbios de forma econômica e com alta performance.

Outro fenômeno que merece destaque e está diretamente relacionado à distorção da forma de onda da corrente nas redes de alimentação CA é a injeção de harmônicos através de cargas não lineares, tema complementar dessa tese e amplamente discutido nas dissertações de mestrado [31]-[32].

Este capítulo destaca resumidamente uma breve apresentação do fenômeno afundamento de tensão e as suas consequências nos dispositivos eletrônicos, principalmente nos AVVs, foco desta pesquisa e ainda os problemas que estes mesmos AVVs provocam devido à injeção de harmônicos no sistema elétrico de potência.

2.2 O afundamento de tensão

O afundamento de tensão pode ser caracterizado pela sua amplitude e tempo de duração. A Figura 2.1 ilustra um afundamento de tensão de 80% da tensão nominal e duração de aproximadamente de três ciclos.

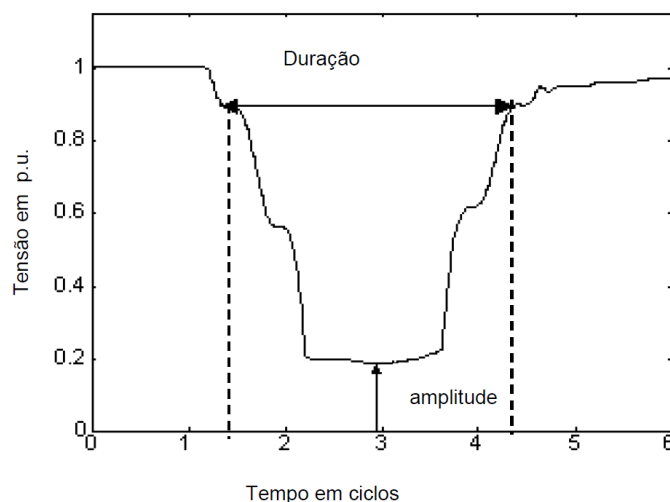


Fig. 2. 1 - Tensão eficaz durante um afundamento de Tensão [33].

Conforme relatadas na literatura especializada, as principais causas que dão origem aos afundamentos de tensão são [34]-[37]:

- ✓ Descargas atmosféricas em linhas de transmissão e distribuição.
- ✓ Chaveamento de grandes blocos de carga.
- ✓ Partidas de motores de grande porte.
- ✓ Energização de transformadores.
- ✓ Curtos circuitos nas redes.
- ✓ Outras

A magnitude do distúrbio está associada com a impedância do sistema e com a impedância entre o ponto de ocorrência da falta e o ponto de monitoração do afundamento. A duração do afundamento de tensão está condicionada ao tempo atuação das proteções no sistema e seus ajustes. Destaca-se que os afundamentos de tensão não respondem por danos em equipamentos, mas causam mau funcionamento, acarretando o desligamento de cargas sensíveis a este distúrbio [4].

2.2.1 Definições e Normalização aplicável

Embora o entendimento do conceito de afundamento de tensão seja bem compreendido, as diversas normas nacionais e internacionais diferem em alguns detalhes que serão relatados a seguir.

2.2.1.1 Conforme o IEEE:

A norma IEEE Std 1159, [3], define afundamento de tensão como um decréscimo entre 0,1 e 0,9 p.u. no valor eficaz da tensão, com duração entre 0,5 ciclo a

1 minuto. Em relação à magnitude do afundamento a norma recomenda sua caracterização pela menor tensão remanescente expressa em percentual, por exemplo: para um afundamento de 30% significa que a tensão foi reduzida para 30% de seu valor nominal. Segundo o IEEE, afundamentos de tensão com um decréscimo abaixo de 0,1 pu são considerados como interrupção.

Em relação à duração, a norma subclassifica o distúrbio conforme a Tabela 2.1.

Tab. 2. 1 - Classificação dos Afundamentos segundo a Norma IEEE 1159-1995

CLASSIFICAÇÃO DOS AFUNDAMENTOS DE TENSÃO CONFORME A DURAÇÃO		
CATEGORIA	DURAÇÃO TÍPICA	MAGNITUDE TÍPICA
INSTANTÂNEO	0,5 a 30 ciclos	0,1 a 0,9 pu
MOMENTÂNEO	30 ciclos a 3 segundos	0,1 a 0,9 pu
TEMPORÁRIO	3 segundos a 1 minuto	0,1 a 0,9 pu

2.2.1.2 Conforme o IEC:

Segundo a norma IEC 61000-2-1, [38], define o afundamento de tensão (denominado *voltage dip*) como: “uma redução súbita do valor eficaz da tensão entre 0,01 e 0,99 pu de um ponto do sistema elétrico, seguido de seu restabelecimento após um curto período de tempo, de 0,5 ciclo a 60 segundos”. A norma estabelece que distúrbios com queda de tensão acima de 0,99 p.u., o que equivale a tensões remanescentes abaixo de 0,01p.u., são considerados como interrupções.

2.2.1.3 Conforme os Procedimentos de Rede (ONS, 2008):

Segundo o ONS (OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO, 2009) do Brasil, Procedimentos de Rede, no item Padrões de Desempenho da Rede Básica no Submódulo 2.8, dentre o gerenciamento dos indicadores de desempenho da Rede Básica e seus componentes, define afundamento de tensão como Variação de Tensão de Curta Duração (VTCD) e definido como: “*um evento aleatório de tensão caracterizado por desvio significativo, por curto intervalo de tempo, do valor eficaz da tensão*”. No documento os índices de amplitude e da duração classificam as VTCDs

como Interrupção, Afundamento e Elevação de Tensão, cada uma delas subdivididas em momentânea e temporária [39].

Denomina-se:

- *“Afundamento Momentâneo de Tensão o evento em que o valor eficaz da tensão é superior ou igual a 0,1 e inferior a 0,9 pu da tensão nominal, durante um intervalo de tempo com duração superior ou igual a um ciclo (16,67 ms) e inferior ou igual a 3 (três) segundos”.*
- *“Afundamento Temporário de Tensão o evento em que o valor eficaz da tensão é superior ou igual a 0,1 e inferior a 0,9 pu da tensão nominal, durante um intervalo de tempo com duração superior a 3 segundos e inferior ou igual a 1 (um) minuto”.*

Os Procedimentos de Rede, submódulo 2.8, revisão 1.0, do ONS foram aprovados por resolução da ANEEL nº 372/09 de 05/08/2009.

2.2.1.4 Conforme a ANEEL:

Segundo a ANEEL, o Afundamento Momentâneo de Tensão é definido como: *“evento em que o valor eficaz da tensão do sistema se reduz, momentaneamente, para valores abaixo de 90% da tensão nominal de operação, durante intervalo inferior a 3 segundos”* [40].

Nos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica (PRODIST) Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica são definidos os Afundamentos de Tensão Momentâneo e Temporário:

- *“Afundamento Momentâneo de Tensão: Amplitude da tensão (valor eficaz) em relação à tensão de referência seja superior ou igual a 0,1 e inferior a 0,9 pu e duração da variação superior ou igual a 1 ciclo e inferior ou igual a 3 segundos”.*
- *“Afundamento Temporário de Tensão: Amplitude da tensão (valor eficaz) em relação à tensão de referência superior ou igual a 0,1 e inferior a 0,9 pu e Duração da Variação superior a 3 segundos e inferior ou igual a 3 minutos”.*

Durante o decorrer desta tese, será adotada a definição dada pela norma internacional (IEEE Std 1159, 1995).

2.2.3 Classificação dos afundamentos de tensão

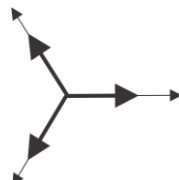
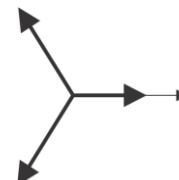
Posto que, o IEEE classificam os afundamentos por essas duas grandezas (magnitude e duração), a norma não apresenta as condições de assimetria ou desequilíbrios que podem apresentar nas fases individuais.

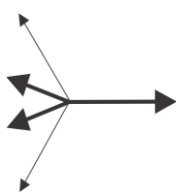
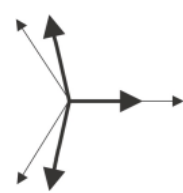
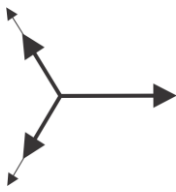
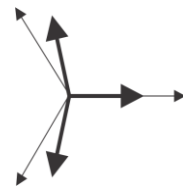
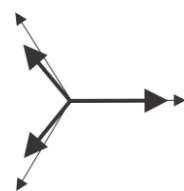
A norma IEC 61000-4-11 [41], estabelece que a severidade em magnitude de um afundamento de tensão como a menor das tensões presente em um determinado ponto de medição. A duração do afundamento é definida como a diferença entre o instante em que a tensão rms em um determinado ponto cai abaixo de um valor limite pré-estabelecido e o instante em que a mesma é restabelecida a um valor maior ou igual ao valor especificado.

Conforme mencionado anteriormente, curto circuitos, caracterizados por faltas trifásicas, bifásicas, bifásicas à terra e monofásicas respondem pela maioria das ocorrências destes distúrbios, entretanto, destaca-se também como causas de afundamentos de tensão, partidas de grandes motores e descargas atmosféricas. Assim, dependendo do tipo de curto-circuito, da conexão do transformador e da carga, Bollen [33], propõe um estudo detalhado apresentando os diferentes tipos de afundamentos de tensão, classificados em sete tipos, denominados de A, B, C, D, E, F e G. O afundamento Tipo A é causado por faltas simétricas e os demais, por faltas assimétricas.

A Tab. 2.2 ilustra a representação matemática para os sete tipos de afundamentos associados aos seus diagramas fasoriais, em que, o valor do parâmetro h ($0 \leq h \leq 1$) define a magnitude das tensões de fase dadas em p.u e o ângulo de fase [16].

Tab. 2. 2 - Representação matemática para cada afundamento de tensão

Tipo A		Tipo B	
$V_a = h$		$V_a = h$	
$V_b = -\frac{1}{2}h - j\frac{\sqrt{3}}{2}h$		$V_b = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$	
$V_c = -\frac{1}{2}h + j\frac{\sqrt{3}}{2}h$		$V_c = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$	
Tipo C		Tipo D	

$V_a = 1$ $V_b = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}h$ $V_c = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}h$		$V_a = h$ $V_b = -\frac{1}{2}h - j\frac{\sqrt{3}}{2}$ $V_c = -\frac{1}{2}h + j\frac{\sqrt{3}}{2}$	
Tipo E		Tipo F	
		$V_a = h$ $V_b = -\frac{1}{2}h - j\frac{1}{\sqrt{12}}(2+h)$ $V_c = -\frac{1}{2}h + j\frac{1}{\sqrt{12}}(2+h)$	
Tipo G			
$V_a = \frac{1}{3}(2+h)$ $V_b = -\frac{1}{6}(2+h) - j\frac{\sqrt{3}}{2}h$ $V_c = -\frac{1}{6}(2+h) + j\frac{\sqrt{3}}{2}h$			

Observa-se na Tab. 2.3 a ocorrência de um afundamento do tipo C*. Este afundamento possui a mesma configuração do afundamento do tipo C, porém de menor intensidade. Outras variações de afundamentos também são observadas, como é caso do afundamento do tipo D*.

Tab. 2. 3 – Tipos de afundamentos de tensão devido à influência do tipo de falta e da conexão da carga [16].

Tipo de falta	Tipo da conexão da carga	
	Y	Δ
Trifásica (FFF)	Tipo A	Tipo A
Monofásica (FT)	Tipo B	Tipo C*
Bifásica (FF)	Tipo C	Tipo D
Bifásica à terra (FFT)	Tipo E	Tipo F

Outro aspecto importante a ser relevado nos estudos dos tipos de afundamentos de tensão, diz respeito à alteração no módulo e na fase de determinados tipos de afundamentos em função da ligação elétrica do transformador entre a falta e a carga, por exemplo, um afundamento do tipo B ao passar por um transformador com

conexão Δ -Y, será alterado para o afundamento do tipo C^* , conforme mostrado na Tab. 2.4.

Tab. 2. 4 - Influência da ligação do transformador no tipo de afundamento de tensão [16]

Conexão do transformador	Tipo do afundamento de tensão						
	A	B	C	D	E	F	G
YN – yn	A	B	C	D	E	F	G
Y – y, D – d	A	D*	C	D	G	F	G
Y – d	A	D*	D	C	G	G	F
D - y	A	C*	D	C	F	G	F

2.3 Impacto dos afundamentos de tensão perante a sensibilidade dos AVVs

A Figura 2.2 ilustra a configuração básica de um AVV. A estrutura é composta por um retificador trifásico não controlado, um barramento CC (com filtro LC) e um inversor de tensão PWM. O AVV pode controlar a velocidade do motor de indução através da conversão de tensão fixa e frequência fixa em tensão variável e frequência variável. Como vantagens associadas a este controle, os AVVs proporcionam economia de energia em aplicações que se exigem variações do conjugado e baixa velocidade mecânica e ainda reduzem as solicitações mecânicas e térmicas na partida e parada do motor.

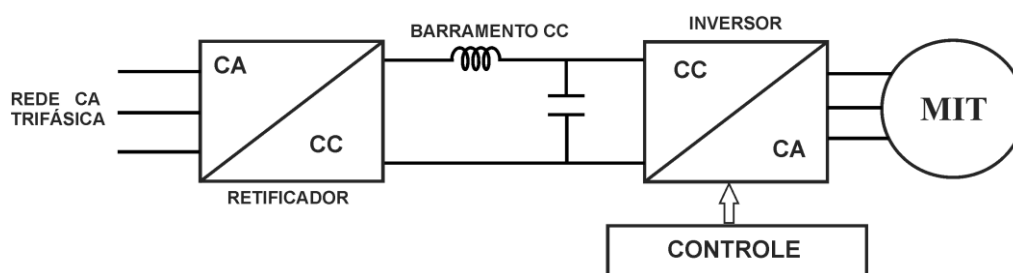


Fig. 2. 2 - Circuito esquemático do Acionamento de Velocidade Variável (AVV).

Os AVVs comerciais, geralmente os do tipo *VSI-PWM* de baixa e média potência, são os mais utilizados na indústria. Na sua constituição, utilizam uma ponte retificadora trifásica não controlada a seis diodos que fornece uma tensão retificada com determinado nível de tensão de ondulação, que por sua vez é filtrada por um filtro

capacitivo para prover uma tensão contínua de baixo “*ripple*” ao barramento cc que alimenta o circuito inversor. O circuito inversor através da técnica de Modulação por Largura de Pulso ou *Pulse Width Modulation (PWM)*, é capaz de converter a tensão contínua em tensão alternada é capaz de converter a tensão contínua em tensão alternada. Este circuito tem seus pulsos controlados por um sistema de controle de conjugado, velocidade ou posição que pode operar segundo um algoritmo de controle escalar (V/f), ou segundo uma técnica de controle vetorial.

A sensibilidade do acionamento está diretamente relacionada ao valor da capacitância utilizada no barramento C.C., da sua estrutura eletroeletrônica e do seu sistema de controle microcontrolado. Ressalta-se que a proteção e seus respectivos ajustes determina a sensibilidade do acionamento. Entretanto, a função do sistema de proteção é garantir a integridade do acionamento, especialmente dos dispositivos semicondutores proporcionando uma operação segura dentro das especificações previstas pelo fabricante.

As primeiras publicações que tratam da sensibilidade do AVV submetido a afundamentos de tensão são reportadas desde a década de 90. Em [42], após três meses e meio de monitoração durante os meses de maior índice ceráunico¹, os autores concluíram que afundamentos com magnitude maior do que 86% responderam pelos desligamentos dos AVVs causando perdas de produção. Nesse estudo, o autor levantou as curvas de sensibilidade de alguns equipamentos com eletrônica embarcada e através destas foi possível determinar a curva de sensibilidade da planta industrial.

Um estudo envolvendo um período de cinco anos de monitoração foram registrados 76 eventos de afundamentos de tensão em uma instalação industrial, sendo que 83% destes eram causados por faltas remotas. Neste trabalho, o autor aponta o afundamento como o distúrbio que mais provoca interrupção de processos e falhas de equipamentos microcontrolados com dispositivos de eletrônica de potência [36].

Outra publicação que retrata a sensibilidade dos AVVs perante os afundamentos de tensão foi realizada em [4]. Neste trabalho foi feita uma monitoração de duas indústrias eletricamente distantes e alimentadas em 115 KV durante dezessete meses. Os autores registram que afundamentos com magnitude maior do que 20% e duração maior ou igual a doze ciclos causaram desligamentos dos AVVs. Concluíram ainda que a sensibilidade de AVV é maior que a de um equipamento microprocessado, conforme a curva de tolerância para equipamentos microprocessados apresentada em

¹ Índice ceráunico ou nível ceráunico é definido como o número de dias de trovoadas ouvidos por ano em determinada região.

[43]. Entretanto essa análise não se estende a todos os acionamentos, visto que a sensibilidade dos AVVs depende de diversos fatores, tais como, fabricante, modelo, nível de potência, conjugado requerido pela carga, capacitância no barramento CC, entre outras.

Em [44] os autores afirmam que em condições normais de alimentação CA, é necessário que haja tensão suficiente no barramento CC, para que o inversor possa sintetizar o vetor de tensão adequado imposto pela malha de controle, afim de suprir os requisitos de conjugado demandado pelo sistema. A presença de um afundamento de tensão na entrada do conversor pode restringir a sintetização dos vetores de tensão pelo controle, comprometendo o desempenho dinâmico do conversor para determinadas condições de carga. Mesmo que essa restrição não afete o acionamento vigente, a compensação da redução da tensão no barramento CC, realizada pela malha de controle de tensão na saída do inversor, implica na elevação dos níveis de corrente de entrada, podendo provocar a atuação da proteção.

Em [45], é feita uma avaliação da sensibilidade de cinco AVVs a afundamentos de tensão e curtas interrupções. Neste estudo os autores afirmam que é possível representar a sensibilidade do AVV para cada tipo de afundamento em curvas de suportabilidade de tensão. Ressaltam ainda sobre a não aplicabilidade das curvas de suportabilidade para os AVVs trifásicos submetidos a afundamentos desbalanceados. Os autores também destacam que conforme pesquisa nas normas consultadas, verificaram que as mesmas não fornecem informações práticas no que diz respeito à quantificação e caracterização do afundamento não retangular e sua influencia na sensibilidade dos equipamentos.

Neste contexto, o Comitê Técnico 3 do *Information Technology Industry Council (ITIC)*, que antes era então conhecido como *Computer & Business Equipment Manufacturers Association (CBEMA)*, publicaram uma nota técnica que mostra uma curva de tolerância para os equipamentos fabricados pelos integrantes da ITI [46]. Na revisão do ano 2000 foi denominada curva ITI (CBEMA), também conhecida na literatura técnica como curva ITIC. Este documento apresenta a curva de tolerância tipicamente suportada para a maioria dos equipamentos microprocessados, alimentados em 120V, 60Hz, monofásico. A Fig. 2.3 mostra três regiões distintas de operação, representadas pelas letras A, B, e C [46].

- Região A - região de imunidade;

- Região **B** - região de susceptibilidade, com possibilidade de ruptura da isolamento dos equipamentos (perda de *hardware*), devido à ocorrência de sobretensões transitórias e elevações de tensão;
- Região **C** - região de sensibilidade, com possibilidade de parada de operação dos equipamentos, em virtude da ocorrência de afundamentos de tensão, juntamente com as interrupções momentâneas. No contexto deste trabalho, esta é a região de interesse.

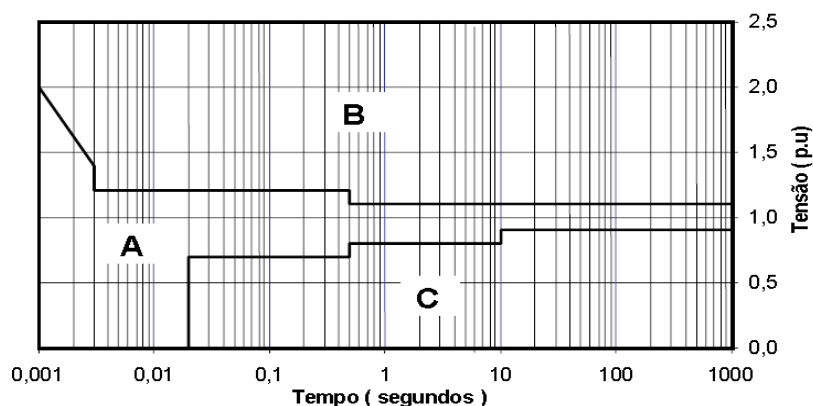


Fig. 2. 3 - Curva de tolerância ITIC de 2000 [46].

Outro importante estudo com relação à sensibilidade dos AVVs foi desenvolvido pela Associação Internacional das Indústrias de Semicondutores (SEMI) que elaborou o documento SEMI F47-0706 (*Specification for Semiconductor Processing Equipment Voltage Sag Immunity*). Neste documento, basicamente é proposto que, para equipamentos eletrônicos com dispositivos semicondutores, a tolerância a afundamentos de tensão para 50% por 200 ms, 70% por 500 ms e 80% por 1000 ms [47]. A Fig. 2.4 mostra a curva de tolerância especificada para afundamentos de tensão, destacando o período de duração está entre 50 ms e 1 s.

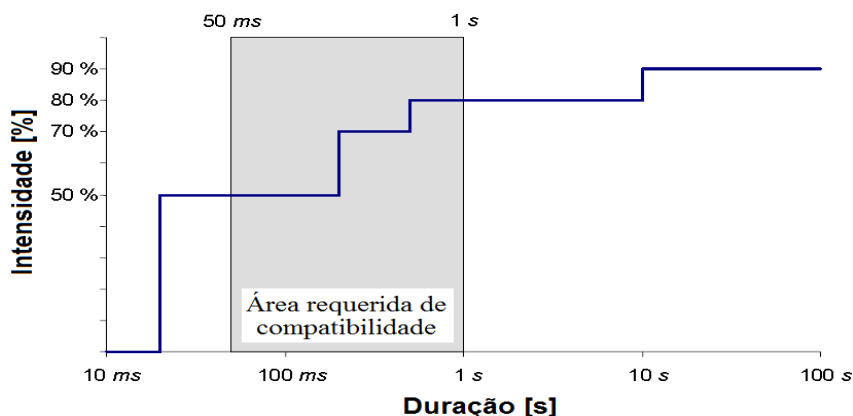


Fig. 2. 4 - Curva de tolerância segundo a norma SEMI F47-0706 [47].

2.4 Impacto dos AVVs no sistema elétrico

Tal como mencionado na seção 2.3, os AVVs possuem um conversor CA-CC, ou seja, um retificador trifásico não controlado associado a um filtro capacitivo a fim de se obter um link CC para o circuito inversor que irá alimentar o motor de indução. Todavia, quando a tensão de entrada (lado CA) torna-se menor que a tensão no capacitor (lado CC), os diodos da ponte retificadora ficam bloqueados. Durante esse período, a corrente de saída é fornecida exclusivamente pelo capacitor que concomitantemente vai se descarregando até que a tensão de entrada fique maior, provocando assim, a recarga do mesmo. A Figura 2.5 ilustra a forma de onda da corrente da fase A conforme operação descrita acima.

Observa-se que o capacitor se carrega somente nos picos da tensão de entrada, acarretando desta maneira uma corrente de entrada distorcida, não senoidal, impondo assim, elevada Distorção Harmônica Total (DHT_I) e, conseqüentemente, um baixo fator de potência.

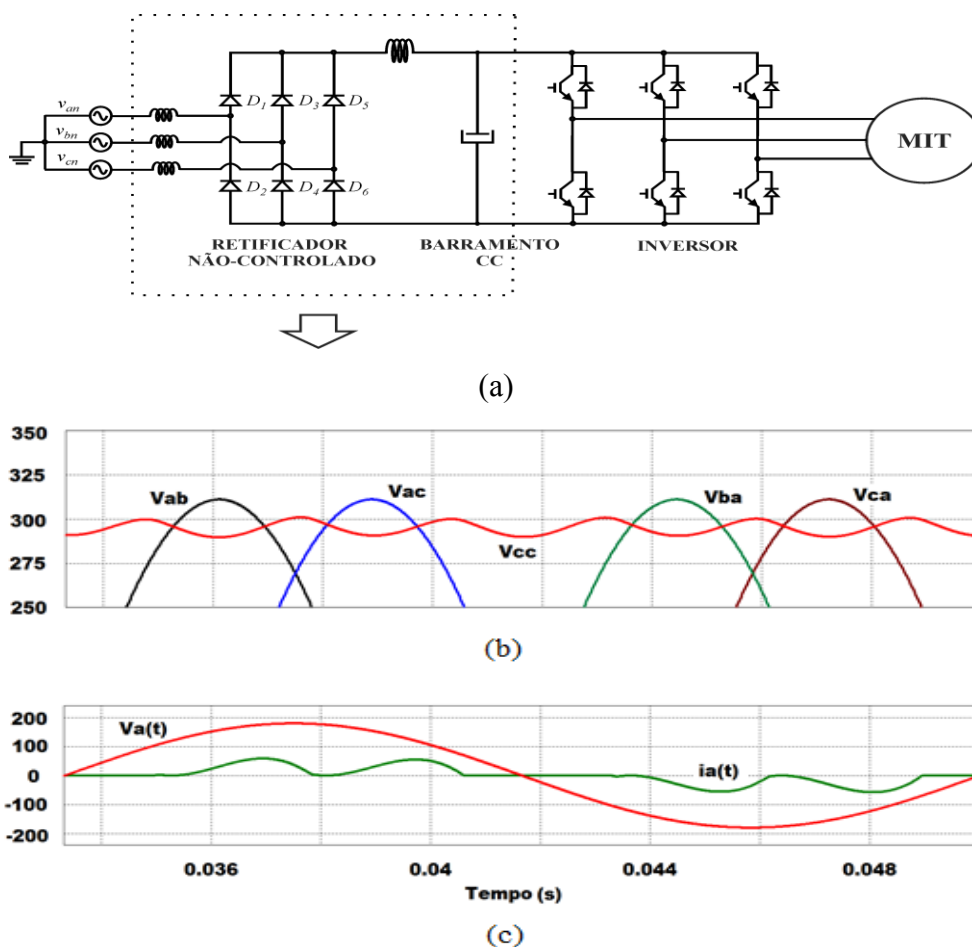


Fig. 2. 5 - (a) Estágio de entrada do AVV (b) Formas de onda no barramento CC (c) formas de onda da corrente de entrada do AVV

Dentre os problemas causados pelos componentes harmônicos na rede CA de alimentação podem-se destacar [48]-[50].

- Aquecimento em máquinas elétricas e capacitores;
- Mau funcionamento de disjuntores termomagnéticos;
- Aumento na corrente de neutro;
- Perda em condutores;
- Erro em equipamentos convencionais de medição.

Ressalta-se que, além dos problemas citados, as injeções de conteúdos harmônicos devido ao elevado número de equipamentos com reduzido fator de potência conectados na rede de distribuição CA acarreta uma redução global da eficiência do sistema, resultando em perdas desde a geração até a distribuição de energia.

2.5 Considerações finais

Neste capítulo, foi apresentado o conceito relativo à qualidade de energia destacando a relevância do afundamento de tensão quando comparado aos demais distúrbios, devido à sua grande ocorrência no sistema elétrico de potência. Neste cenário, o setor elétrico, propõe normas técnicas que estabelecem parâmetros para sua análise.

Na sequência, foi discutido sobre a sensibilidade dos AVVs perante a ocorrência dos afundamentos de tensão. Ressalta-se que importantes estudos relacionados ao tema têm sido feitos no sentido de buscar alternativas para o aumento da suportabilidade dos equipamentos a esses distúrbios.

Finalmente, foram apresentadas as consequências que a aplicação dos AVVs provocam no sistema elétrico. Conforme literatura técnica, verifica-se que a injeção de conteúdo harmônico nas redes de distribuição de energia ocorre devido ao estágio de entrada que compõem esses dispositivos.

Capítulo 3

Principais Técnicas Alternativas para o Aumento da Suportabilidade a Afundamentos de Tensão

3.1 Considerações Iniciais

Entende-se como suportabilidade de um sistema elétrico a capacidade que esse sistema tem de suprir adequadamente a potência requerida pelo equipamento que processa energia a ser fornecida a uma determinada carga, garantindo o seu bom funcionamento sob as condições de afundamento de tensão, assegurando a boa qualidade do produto associado. Os primeiros estudos sobre os impactos dos afundamentos de tensão nas cargas elétricas e em especial nos AVVs, devido à sua pouca tolerância a esses distúrbios, são reportados desde a década de noventa, frente à sua grande disseminação nas instalações industriais, [51]-[54].

Em um estudo realizado em [55], foi feita uma revisão sobre algumas das principais soluções para o aumento da suportabilidade a afundamentos de tensão em AVVs, onde são apresentadas técnicas simples, tais como as que apresentam apenas alterações no *software* de controle, mantendo a topologia da estrutura original, as que usam dispositivos de armazenamento de energia conectados ao barramento CC e as soluções que promovem alterações da estrutura original do AVV, em que, a aplicação de conversores estáticos com o objetivo de regular a tensão do barramento CC, entram em operação diante da ocorrência dos afundamentos de tensão. Todas as soluções propostas têm o propósito de manter o fornecimento de potência, garantindo o torque e a velocidade nominal do motor durante a permanência do distúrbio. Entretanto, a escolha da solução a ser implementada para um AVV dependerá da sensibilidade do

mesmo, associado ao processo industrial, bem como de uma análise do custo-benefício para se estabelecer a técnica mais adequada a ser empregada no acionamento.

Nesse contexto, este capítulo encerra-se com a apresentação da solução proposta, realçando suas principais características.

3.2 Soluções alternativas para o aumento da suportabilidade de AVVs, perante a afundamentos de tensão.

A Fig. 3.1 ilustra as principais técnicas como soluções para mitigar os afundamentos de tensão. Dentre elas existem as de implementação simples e as que promovem alteração da estrutura original. Neste capítulo é feita uma abordagem do estado da arte das principais técnicas aplicadas no contexto industrial e uma discussão sobre as vantagens e desvantagens de cada uma também será apresentada. Finalmente é apresentado o Retificador Híbrido Trifásico, como proposta para promover alta suportabilidade a afundamentos de tensão, sendo que os detalhes da nova técnica serão abordados nos próximos capítulos.

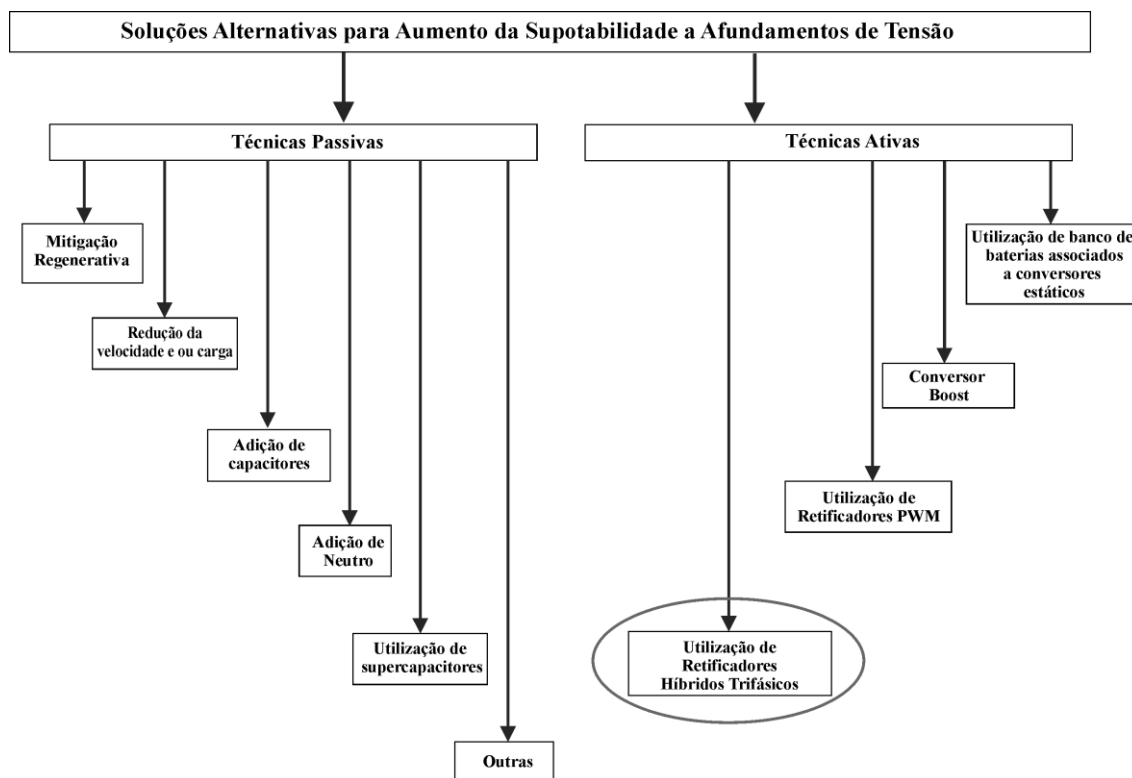


Fig. 3. 1 - Técnicas para o aumento da suportabilidade a afundamentos de Tensão

3.2.1 Mitigação regenerativa

Em [56] é apresentada a técnica denominada por “mitigação regenerativa” que consiste em transformar o motor de indução em um gerador através da redução da frequência de saída do AVV. Desta forma, por alguns instantes a velocidade síncrona, torna-se maior do que a velocidade mecânica devido à inércia do motor, convertendo a energia cinética em energia elétrica para ser armazenada no capacitor do barramento CC. Embora seja simples, é uma técnica que apresenta algumas vantagens e desvantagens tais como:

Vantagens:

- Não apresentam modificações na estrutura original, apenas modificações no *software*.
- Inversores comerciais estão disponíveis no mercado com capacidade de suportar tensão remanescente de 0,8 p.u. durante 2 segundos.
- Não ocorre desenergização do campo magnético do motor, ou seja, a aceleração não é afetada quando a alimentação da rede CA volta ao seu estado normal;
- Boa resposta dinâmica do sistema a estes distúrbios, possibilitando rápida recuperação de velocidade diante do restabelecimento das condições de fornecimento CA.

Desvantagens:

- Redução da velocidade do motor e inversão de torque;
- O tempo relacionado à capacidade de suportar afundamentos é dependente da inércia da carga;
- Não é indicada para processos contínuos
- Recomendada para aplicações em sistemas de inércia elevada.
- Não realiza CFP (Correção do Fator de Potência)

3.2.2 Redução da velocidade e/ou da carga

Em [57], é apresentada a alternativa da “redução da velocidade e/ou da carga”. Esta técnica consiste em reduzir a frequência ou a carga durante o afundamento de tensão, assim, como consequência, ocorre a redução da corrente solicitada do barramento CC com o propósito de prolongar a alimentação do AVV, devido a redução da drenagem de energia armazenada no capacitor. Esta ação produz um efeito análogo

ao da adição de capacitores ou armazenadores de energia no barramento CC, fazendo com que o acionamento seja assegurado por alguns instantes durante o afundamento de tensão.

Vantagens:

- Não apresenta modificação na estrutura original, apenas modificação no *software*.
- Para uma redução de 50% de carga e velocidade, o aumento no tempo de suportabilidade pode chegar a 4 vezes.

Desvantagens:

- Redução Somente aplicável para cargas com torque variável.
- Não recomendada para aplicações com operação velocidade/carga reduzidas.
- Não realiza PFC (Correção do Fator de Potência).

3.2.3 Adição de capacitores

Uma técnica muito simples consiste no aumento da capacitância do barramento CC do AVV. Esta adição de capacitância possibilita uma maior capacidade de armazenamento de energia para suprir o acionamento durante alguns instantes, perante a ocorrência do afundamento. Embora simples a sua implementação, apresenta custos elevados quando comparada a outras soluções [54].

Vantagens:

- Instalação simples.
- Aumento da energia armazenada no barramento CC.

Desvantagens:

- Circuitos adicionais para o carregamento dos capacitores.
- Maiores picos de corrente, podendo levar à atuação dos dispositivos de proteção e ou danificar componentes.
- Requer espaço adicional para instalação dos capacitores adicionais.
- Não realiza PFC (Correção do Fator de Potência)

3.2.4 Adição de neutro

Esta técnica consiste em transformar um retificador de seis pulsos em dois retificadores trifásicos de meia onda conectados em série. Isto é possível através da conexão no ponto de acoplamento comum entre dois capacitores em série na saída da

ponte retificadora e o neutro da fonte de alimentação em estrela (Y), em que a conexão pode ser realizada por uma chave controlada composta por dois SCRs ligados em antiparalelo, como ilustrado na Figura 3.2 [58].

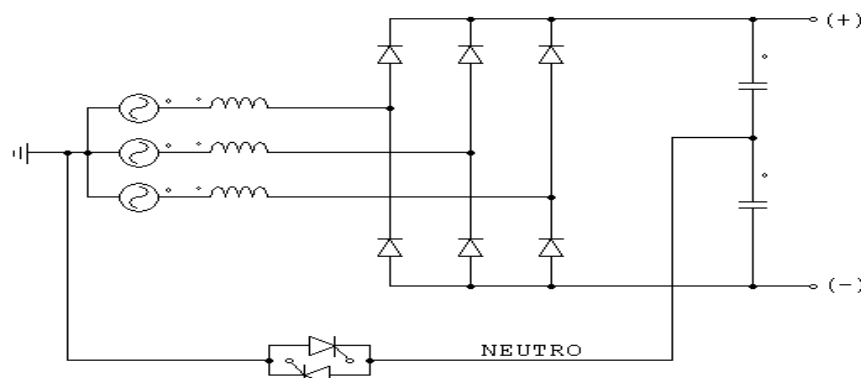


Fig. 3.2 - Topologia da estrutura do Retificador modificada com a adição do neutro.

Vantagens:

- Instalação simples.
- Baixo custo.
- Aumento de cerca de 15% da tensão no barramento CC em relação à instalação sem o condutor neutro na condição de afundamento.

Desvantagens:

- Aumento temporário da corrente do neutro.
- Aumento do *ripple* devido a redução da capacitância.
- Presença de correntes harmônicas.
- Não realiza PFC (Correção do Fator de Potência).

3.2.5 Utilização de supercapacitores

A tecnologia empregada para fabricação de supercapacitores proporciona maior capacitância e conseqüentemente maior densidade de energia armazenada quando comparados aos capacitores convencionais. Evidentemente, a utilização destes supercapacitores aumenta a suportabilidade a afundamentos de tensão. Em [15], [54] é reportado à utilização de um banco de supercapacitores constituído de oito módulos, sendo que cada módulo é composto por 26 células de 2,3/2500F ligadas em série. Este banco foi instalado para substituir capacitores convencionais a fim de obter um aumento de suportabilidade a afundamentos de tensão em cerca de 5s de um AVV trifásico que alimenta uma carga de 100 kW, 480V.

Vantagens:

- Promove suportabilidade a afundamentos temporários de tensão e interrupções.
- Ciclo de vida elevado e rápida recarga
- Fácil monitoração do carregamento.
- Pouca manutenção

Desvantagens:

- *Hardware* adicional requer espaço necessário para instalação, porém não tanto quanto a instalação de capacitores convencionais.
- Não realiza PFC (Correção do Fator de Potência).
- Custos elevados.

3.2.6 Utilização de bancos de baterias associados a conversores estáticos

A operação com bancos de baterias em “*standby*” é similar ao carregamento de energia em capacitores com a vantagem de que sua energia armazenada é muito maior que a de capacitores convencionais [54].

Vantagens:

- Promove suportabilidade a afundamentos temporários de tensão e interrupções.
- São de fácil obtenção no mercado.
- A Transferência de energia é rápida.

Desvantagens:

- *Hardware* adicional requer espaço necessário para instalação.
- Ciclo de vida relativamente baixo.
- Requer manutenção para assegurar bom desempenho.
- O eletrólito é corrosivo e pode ser perigoso para a aplicação e ainda requer dispositivo adequado para o descarte.
- Não realiza PFC (Correção do Fator de Potência)

3.2.7 Conversor Boost

No que tange ao desenvolvimento e aplicação de conversores estáticos que têm por objetivo aumentar a suportabilidade dos AVVs aos afundamentos de tensão,

destaca-se como principal técnica reportada na literatura a utilização de um conversor Boost conectado em paralelo com barramento CC disponibilizado pelo estágio retificador intrínseco aos AVVs, conforme ilustra a Figura 3.3.

Essa estratégia é bastante utilizada por fornecer boa suportabilidade para afundamentos de até 50%, sendo sua aplicação limitada para baixos níveis de potência (abaixo de 1 kW). Entretanto, essa tecnologia não promove a correção do fator de potência durante condições normais de alimentação e leva o sistema a conviver com os inerentes problemas associados com a circulação de correntes elétricas com elevado conteúdo harmônico[16], [17], [54], [59].

Vantagens:

- Promove suportabilidade para afundamentos de até 50%.
- A tensão do barramento CC pode ser ajustada pelo usuário e regulada ao valor necessário pelo inversor durante a ocorrência do distúrbio.

Desvantagens:

- *Hardware* adicional deve ser adequadamente cotado devido à corrente adicional absorvida durante afundamento de tensão.
- Incapacidade de promover suportabilidade a afundamentos no caso de interrupções

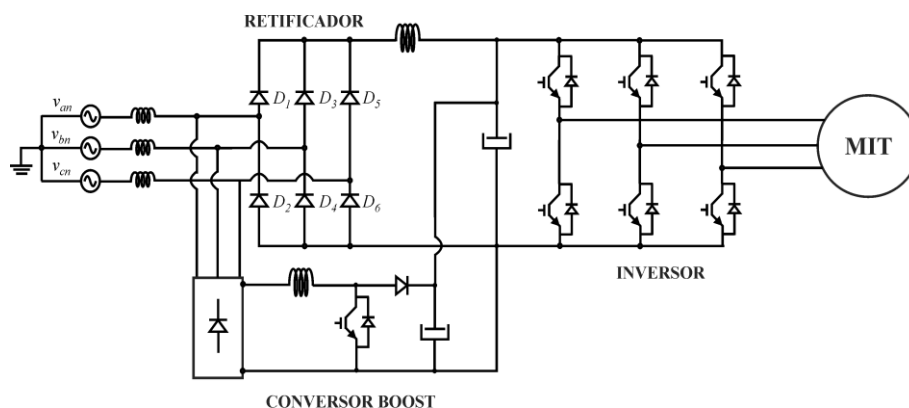


Fig. 3. 3 - Conversor Boost conectado ao AVV.

3.2.8 Utilização de retificadores PWM

Conforme a literatura especializada, retificadores PWM bidirecionais convencionais, como mencionado em [54] e ilustrados na Figura 3.4, *podem fornecer suportabilidade a afundamentos de até 10% com carga nominal. Através do aumento da potência nominal do retificador PWM por um fator de 1,5, a suportabilidade pode*

ser estendida para afundamentos de até 40% em carga nominal. Entretanto, é importante enfatizar que, mesmo com elevado fator de potência (FP), reduzida distorção harmônica total de corrente (DHT_i) e capacidade de regeneração de energia, os elevados custos envolvidos fazem com que a aplicação destes conversores seja proibitiva para a maioria das aplicações [2], [14], [15].

Vantagens:

- Bidirecionalidade do fluxo de potência permitindo frenagem regenerativa.
- Baixos índices harmônicos na corrente de entrada atendendo os limites impostos pelo IEEE 519.
- Aplicações em AVVs acima de 500 kW.

Desvantagens:

- Equivalente em custo a dois retificadores a diodos.
- O conjunto AVV mais o *hardware* do retificador ativo PWM se torna volumoso e a instalação de três indutores na entrada se torna necessário.
- O retificador ativo PWM opera o AVV com a tensão do barramento elevada, resultando em alto dv/dt nos terminais do motor.
- Elevados níveis de EMI.

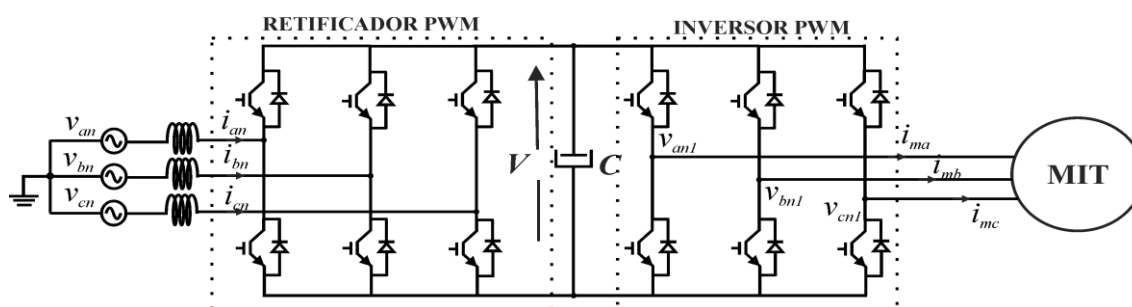


Fig. 3. 4 - AVV com retificador PWM

A Tabela 3.1 ilustra uma síntese das alternativas apresentadas até o momento, mostrando um paralelo comparativo entre as várias soluções, realçando as suas principais características técnicas.

Tab. 3. 1 - Resumo das Soluções para o Aumento de Suportabilidade a Afundamentos de Tensão

Técnica utilizada	Suportabilidade (segundos)	Potência de aplicação (W)	Eficiência (%)	Ciclo de vida (horas)	Tempo de carga (seg., min., hor.)	Correção do fator de Potência
Mitigação Regenerativa	2 s	1kW – 1MW	----	----	Contínuo	não

Redução da velocidade/carga	0,01s	5 – 10 kW	----	----	----	não
Adição de capacitores	0,1 s	100 kW	95	10000	Segundos	não
Motor com tensão reduzida	0,01 s	5 – 10 kW	----	----	----	não
Supercapacitores	5 s	5 – 10 kW	90	10000	Segundos	não
Banco de baterias	5 s, 1hr.	1kW – 1MW	70 - 90	2000	horas	não
Adição de neutro	60 s	----	-----	-----	-----	não
Conversor Boost	5 s	5 – 200 kW	90	----	----	não
Retificadores ativos	5 s	5 – 200 kW	----	----	----	sim
Célula combustível	1 hr.	10kW –2 MW	40 - 50	Contínuo	Contínuo	não
Motor-Gerador	15 s	100 kW	70	----	----	não
SMES	10 s	300–1000 kW	95	10000	Minutos - horas	não

Embora não comentadas nesta seção outras técnicas simples também podem ser implementadas, tais como, mudança da relação V/Hz com ajuste de tape do transformador [60] e a técnica da utilização do motor com tensão reduzida [57].

3.3 Utilização do RHT com conversores SEPIC para aumento da suportabilidade a afundamentos de tensão e mitigação DHT_I.

No âmbito da mitigação do conteúdo harmônico e consequentemente correção do fator de potência para aplicações em elevadas potências, pesquisas revelam como solução a utilização de retificadores convencionais associados a conversores chaveados, também denominados retificadores híbridos trifásicos, em detrimento aos eficientes retificadores trifásicos PWM que apresentam limitações construtivas e custos elevados [18]-[29], [61]-[64].

O termo híbrido mencionado se justifica por representar uma composição de dois conversores eletrônicos, distintos, que operam de forma integrada e concomitantes,

de forma a almejar resultados que um ou outro conversor não seria capaz se operasse isoladamente.

Estes retificadores híbridos se caracterizam construtivamente pela conexão paralela de topologias distintas e a distribuição de potência poderá ser programável, de forma que os grupos retificadores processem potências diferenciadas, conforme o índice de distorção harmônica que se deseja alcançar na corrente de entrada.

Neste contexto, os retificadores híbridos se destacam das topologias tradicionais, pelo fato de proporcionarem uma alimentação senoidal de cargas com elevados níveis de potência a custos relativamente menores quando comparados aos retificadores PWM. As principais características que estes retificadores podem proporcionar são:

- Imposição senoidal da corrente de entrada obtida pela composição das correntes de entrada de cada módulo retificador, proporcionando baixa distorção harmônica;
- Elevado fator de potência;
- Aumento da confiabilidade;
- Alta capacidade de processamento de potências com reduzido peso e volume;
- Custos reduzidos;
- Alto rendimento;

3.3.1 Revisão das estruturas do RHT com Conversores Chaveados.

Nesta seção será apresentada uma revisão caracterizando a evolução das topologias do RHT que resultou no trabalho proposto. Vale ressaltar que todas as estruturas descritas resultaram em tese de doutorado e mestrado e foram amplamente divulgadas através de publicações em congressos científicos e anais de revistas nacionais e internacionais [18]–[29].

3.3.1.1 Retificador híbrido multipulsos trifásico usando conversores SEPICs modificados.

Nos trabalhos publicados em [18]–[21] foram apresentadas duas topologias de retificador híbrido trifásico multipulsos, composta por um retificador trifásico de seis

pulsos não controlado, associado a conversores monofásicos chaveados, conectados em paralelo em cada braço do retificador trifásico. Na Figura 3.5 é apresentada a estrutura topológica que utiliza conversores SEPIC modificados e, na Figura 3.6, utiliza conversores Boost isolados, alimentados por transformadores. Ambas são capazes de compor os 12 pulsos ou mais da corrente de alimentação, garantindo elevado FP com reduzida DHT_1 na entrada, tal como nos retificadores de 12 pulsos e multipulsos convencionais, porém, sem a necessidade de se utilizar transformadores ou autotransformadores defasadores.

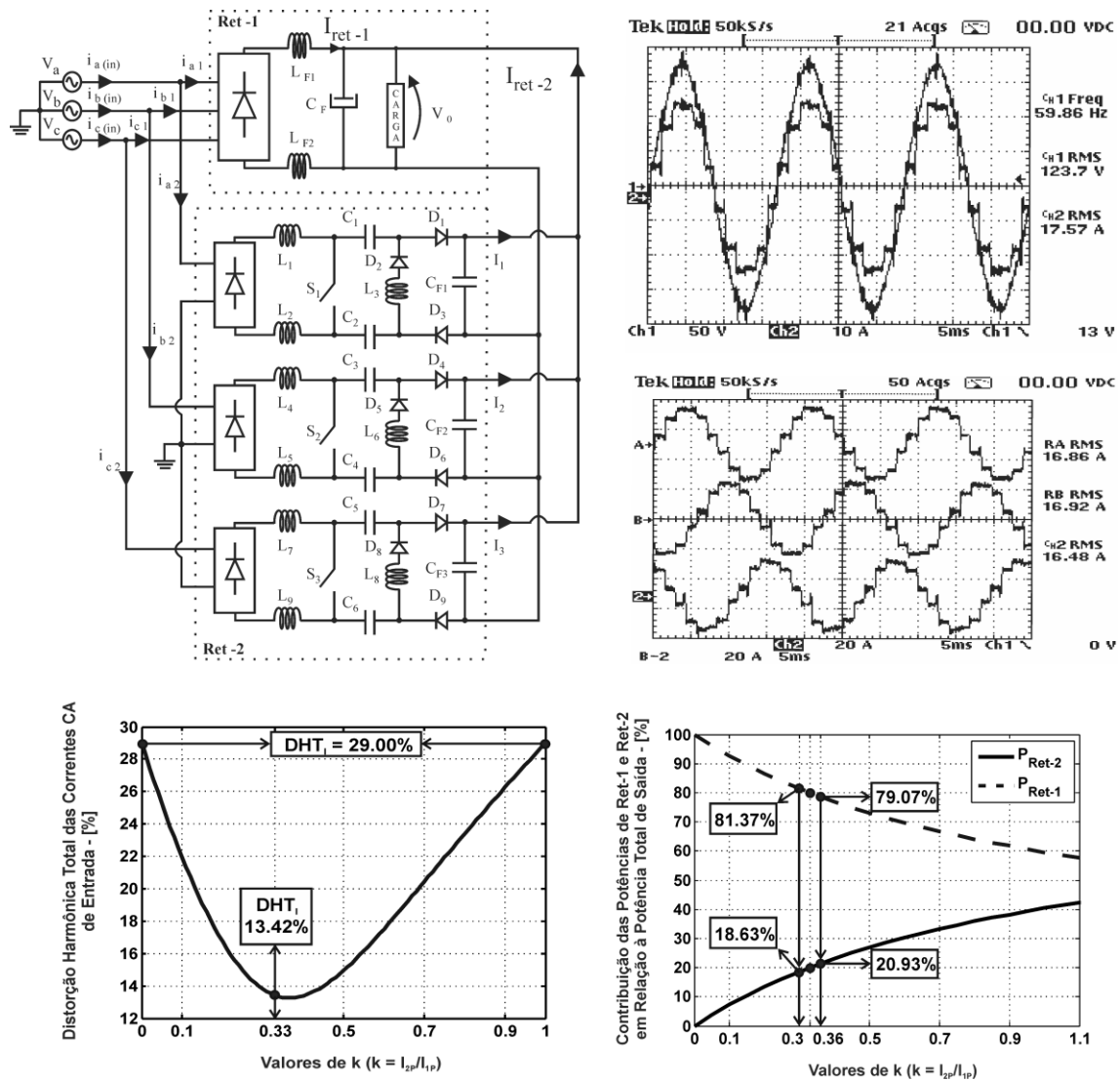


Fig. 3. 5 - Retificador híbrido multipulsos trifásico usando conversores SEPICs modificados [18], [19].

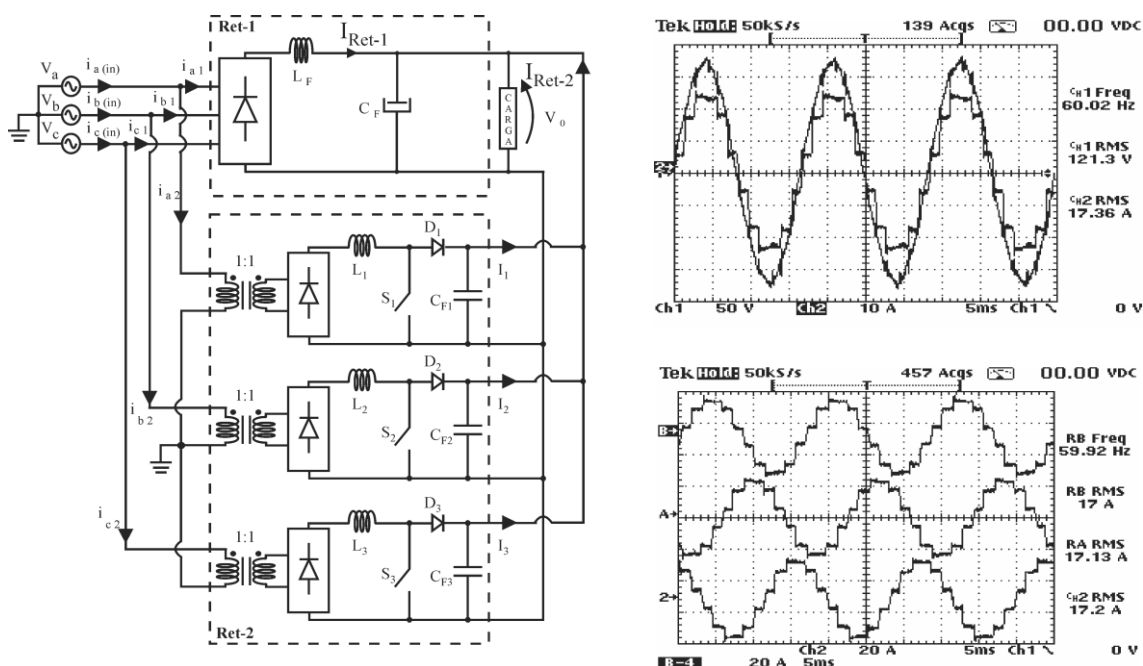


Fig. 3. 6 - Retificador híbrido multipulso trifásico usando conversores Boost [19], [21].

A magnitude e a forma de onda de corrente impostas pelos conversores chaveados determinam as porcentagens de contribuição de potência e a DHT_1 final desejadas. Para se obter uma corrente de 12 pulsos na corrente de alimentação, os conversores chaveados processam menos de 20% da potência fornecida para a carga. Dessa forma, o retificador híbrido multipulsos em pauta consiste em uma estrutura que combina a robustez, a simplicidade e a confiabilidade do retificador trifásico de seis pulsos não controlado com a operação em alta frequência dos conversores chaveados propiciando, portanto, uma considerável redução do volume, peso e tamanho da estrutura. Como consequência uma redução considerável de custos é alcançada, pois, 80% da potência fornecida para a carga é processada por um simples retificador trifásico não controlado de seis pulsos. Para a utilização de conversores Boost (Fig. 3.6), é necessário o uso de transformadores ou autotransformadores para assegurar que a tensão de entrada do retificador Boost seja sempre menor do que a tensão no barramento CC, o que torna o uso de conversores SEPIC uma proposta mais atraente.

3.3.1.2 Retificador híbrido multipulsos trifásico usando conversores SEPICs com redução dos elementos magnéticos.

No objetivo de aprimorar a estrutura apresentada na Fig. 3.5, novos esforços foram realizados com o intuito de impor correntes senoidais na entrada CA (DHT_1 inferior a 5%) e elevado fator de potência. Para tanto, torna-se necessário aumentar para 40% a potência processada pelos conversores chaveados.

Além disso, conforme ilustrado na Fig. 3.7, devido ao reposicionamento dos indutores de filtro utilizados no lado CA, problemas associados ao caminho de retorno das correntes dos conversores chaveados não foram mais observados.

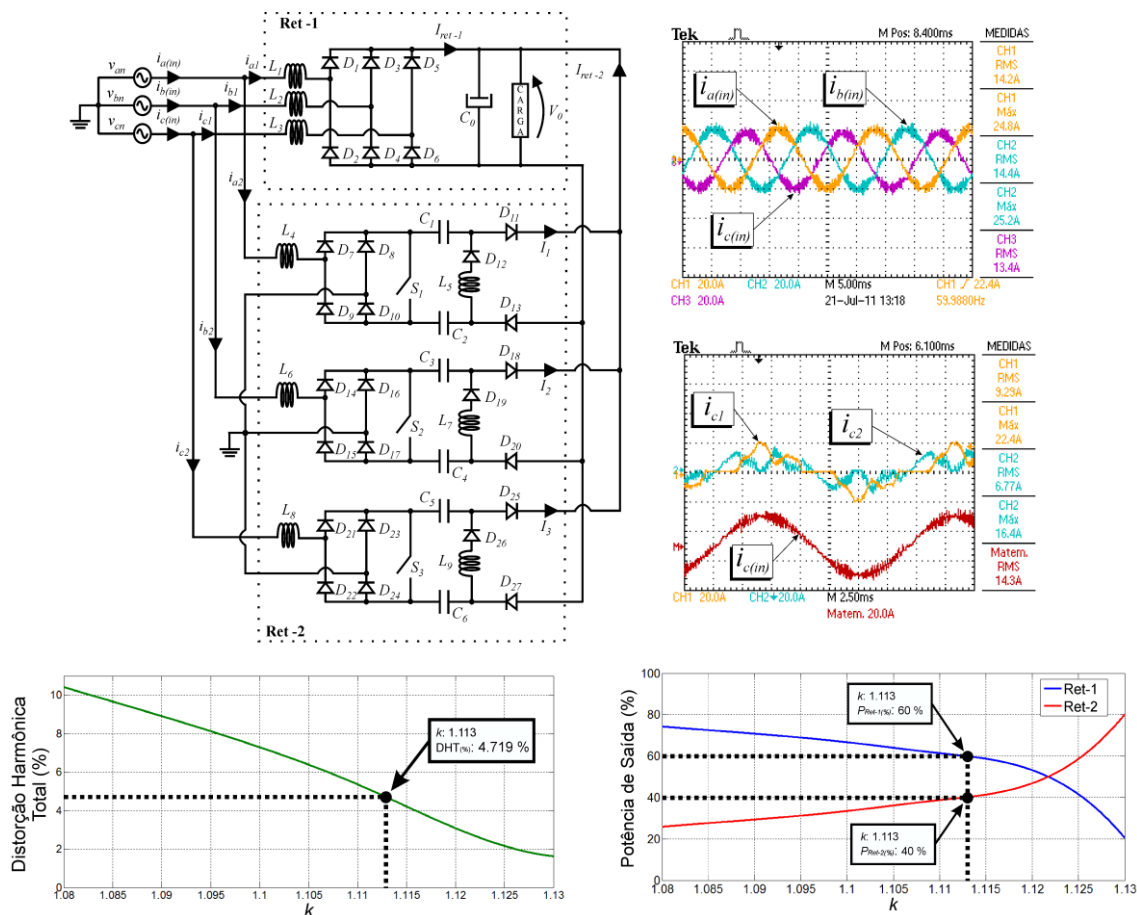


Fig. 3. 7 - Retificador híbrido multipulso trifásico usando conversores SEPIC convencionais com redução dos elementos magnéticos [22]-[24].

A implementação de uma nova estratégia de controle para imposição de correntes de linha de entrada senoidais utilizando o DSP (*Digital Signal Processor*) TMS320F28335 da Texas Instruments®, garantindo a divisão de potência entre os grupos retificadores, assegura alta confiabilidade operacional e robustez à estrutura, além de contribuir para um expressivo aumento de rendimento quando comparado com o rendimento alcançado com retificadores PWM unidirecionais com seis ou três interruptores [22].

No que tange à estratégia de controle adotada, destaca-se que a imposição de corrente nos indutores de entrada dos conversores SEPIC se baseia na técnica denominada Histerese Bang-Bang [18]-[21]. A opção pela utilização de um controlador de corrente por histerese se deve principalmente à sua robustez diante de variações de

carga, assim como pela excelente resposta dinâmica durante condições transitórias, como pode ser observado em trabalhos correlatos [22].

É importante ressaltar, que cada conversor chaveado foi projetado para 14% da potência nominal, proporcionando redução do custo e aumento da eficiência em condições normais de operação quando comparado com retificadores PWM a três interruptores [65], [66].

Conclui-se, portanto, que em sua essência, o retificador híbrido trifásico combina robustez, simplicidade e confiabilidade, tornando-se uma opção bastante interessante para aplicações industriais e ou comerciais de alta potência.

3.3.1.3 Solução Proposta da Tese - Utilização do RHT com conversor Boost cascadeado.

O presente trabalho se propõe a avançar no sentido de aprimorar as referidas estruturas retificadoras híbridas [18]-[22], apresentando uma variação topológica obtida através da inserção de um interruptor e um diodo entre a ponte retificadora do retificador não controlado e o capacitor do barramento CC, assim como ilustrado na Fig. 3.8. Por simplicidade, o retificador trifásico a diodos seguido do conversor CC-CC Boost cascadeado será denominado de Ret-1. Analogamente, o conjunto formado pelos conversores chaveados SEPIC será denominado de Ret-2. Destaca-se que o interruptor principal é ativado somente quando da ocorrência de afundamentos de tensão, fazendo com que o retificador não controlado funcione nesta condição de tensão de suprimento da rede CA, como um conversor Boost devido à ação da estratégia de controle desenvolvida. Portanto, esta característica operacional evita o superdimensionamento dos conversores SEPIC [22] e limita sua contribuição de potência no valor desejado, mesmo em condições não ideais de suprimento. Como vantagem, destaca-se que a nova estrutura topológica de retificador híbrido trifásico em pauta se caracteriza por proporcionar alto rendimento, elevado fator de potência e elevada suportabilidade a afundamentos de tensão utilizando apenas quatro interruptores.

Neste trabalho, além da análise experimental em condições de distúrbio na rede CA de alimentação, é apresentada a nova técnica de controle que tornou possível manter a contribuição de potência de cada grupo retificador conforme desejado, em qualquer condição de suprimento de tensão.

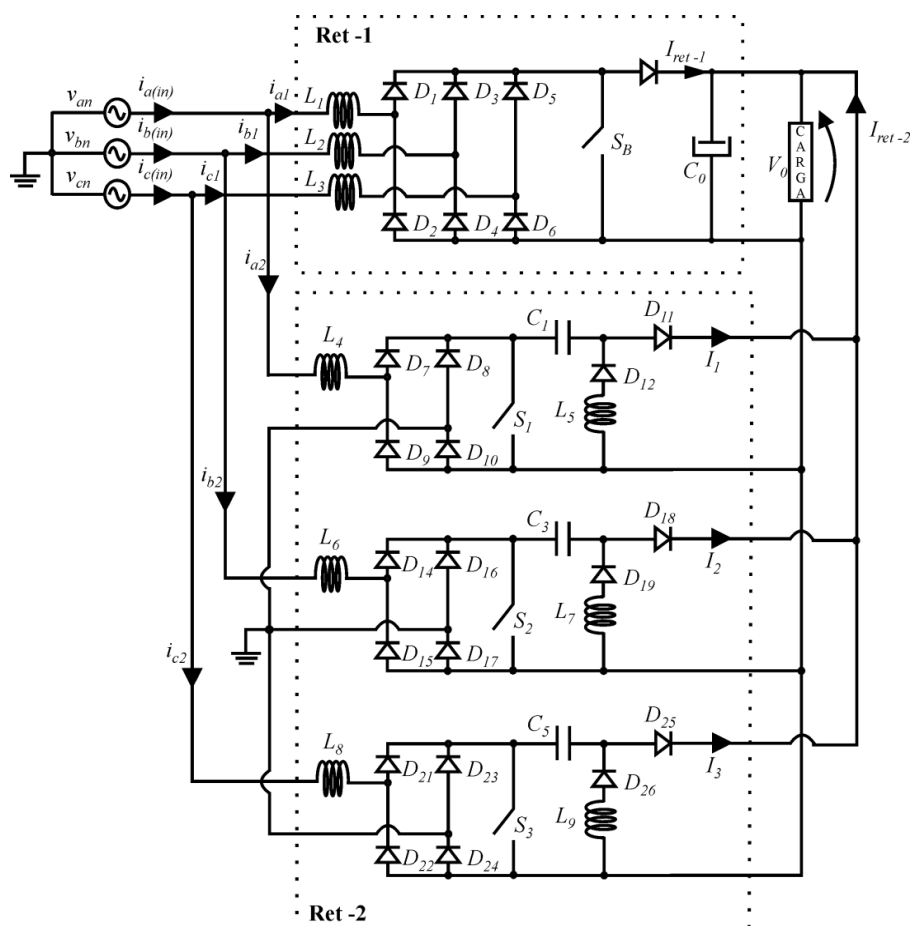


Fig. 3. 8 - Retificador híbrido com conversor Boost cascadeado [25], [27].

Reportando à tabela apresentada e situando a solução proposta no quadro comparativo em relação às demais soluções alternativas verificamos as suas características peculiares na tabela 3.2.

Tab. 3. 2 - Solução para aumento da suportabilidade utilizando o RHT conversor Boost cascadeado

Técnica utilizada	Suportabilidade (segundos)	Potência de aplicação (W)	Eficiência (%)	Ciclo de vida (horas)	Tempo de carga (seg., min., hor.)	Correção do fator de Potência
RHT com conversor Boost	contínuo	1kW–200kW	96	----	----	sim

Ressalta-se também a viabilidade técnica da adaptação dessa estrutura em instalações já existentes uma vez que a conexão paralela pode ser facilmente implementada junto ao barramento CC existente. É importante notar aqui que, além de proporcionar as vantagens, no que diz respeito às correntes com baixa DHT_i, proporcionam também elevada eficiência aliada à robustez e maior densidade de potência.

3.4 Considerações Finais

Este capítulo teve como objetivo apresentar as principais soluções alternativas para promover suportabilidade a afundamentos de tensão aos AVVs, citadas na literatura especializada. A escolha de uma solução em detrimento de outra dependerá de um estudo de custo e benefício e de uma análise técnica criteriosa das exigências do sistema elétrico.

No que tange à aplicação de conversores estáticos para mitigar afundamentos de tensão, a conexão de conversores Boost em paralelo ao retificador não controlado de seis pulsos tem sido bastante utilizadas para suprir tensão ao barramento CC durante a ocorrência do distúrbio, porém não realiza correção do fator de potência na entrada de alimentação CA do conversor global, levando o sistema a conviver com os problemas associados à presença de harmônicos, e ainda, durante a ocorrência do afundamento de tensão, o conversor Boost deve suportar toda a potência processada pela carga, onerando o custo da estrutura. Em relação aos retificadores ativos, esses se apresentam eficazes na mitigação do conteúdo harmônico das correntes na entrada CA, porém não se apresentam tão eficazes como solução para aumento da suportabilidade dos AVVs, visto que devem ser superdimensionados, o que leva a custos elevados, tornando a técnica não atraente.

Nesse contexto, foi apresentada uma breve revisão da evolução dos retificadores híbridos trifásicos, culminando com a solução proposta desta tese que é a utilização do RHT com conversores SEPIC associado a um conversor Boost cascadeado ao retificador trifásico não controlado de seis pulsos. Essa técnica apresenta as vantagens de não só promover suportabilidade a afundamentos temporários de tensão, mas também mitigar o conteúdo harmônico na entrada de alimentação CA do conversor global. Outra característica importante a ser ressaltada é que os conversores SEPIC processam apenas uma parcela de potência drenada pela carga, cerca de 40%, enquanto os 60% restantes da potência global são processados pelo retificador trifásico de seis pulsos. Essas características tornam a estrutura bastante atrativa do ponto de vista técnico e econômico ao ser aplicada em sistemas industriais.

Capítulo 4

Princípio de Funcionamento, e Equacionamento Matemático

4.1 Considerações Iniciais

Este capítulo apresenta o RHT como uma solução alternativa para melhorar a suportabilidade a afundamentos de tensão de AVVs e, adicionalmente, sob condições normais de suprimento, mitigar o conteúdo harmônico das correntes de entrada, impondo correntes senoidais na rede CA de alimentação.

Uma análise detalhada do princípio de operação é apresentada, destacando a inserção do conversor boost entre o retificador de seis pulsos e a carga, como uma melhoria em relação ao projeto original apresentado em [22].

Finalmente, o capítulo encerra-se com a apresentação dos componentes de circuito elétrico utilizados no retificador híbrido trifásico, apresentados em [31], e o dimensionamento dos componentes do conversor Boost, de forma a atender as especificações do projeto original.

4.2 Operação do Retificador Híbrido Trifásico

Conforme ilustra a Figura Fig. 4.1, o retificador híbrido trifásico proposto é constituído por uma combinação paralela de dois grupos retificadores, sendo o primeiro, um retificador trifásico de seis pulsos não controlado (também conhecido como ponte de graetz) cascadeado com um conversor Boost, associado ao segundo grupo retificador, composto por conversores SEPICs monofásicos conectados em paralelo. Os conversores chaveados são capazes de impor correntes de linha de entrada senoidais, assegurando alto fator de potência e reduzida DHT_1 .

Nesta seção será apresentado o princípio de funcionamento da estrutura proposta sob duas condições de operação, a primeira, corresponde à estrutura operando sob condições normais de suprimento da rede CA de alimentação, em que os grupos

retificadores, não controlado (Ret-1) e os conversores SEPIC (Ret-2) são ativados. A segunda corresponde à condição de afundamento de tensão em que Ret-1 entra em operação juntamente com Ret-2 com a finalidade de controlar a tensão do barramento CC, promovendo suportabilidade aos afundamentos de tensão.

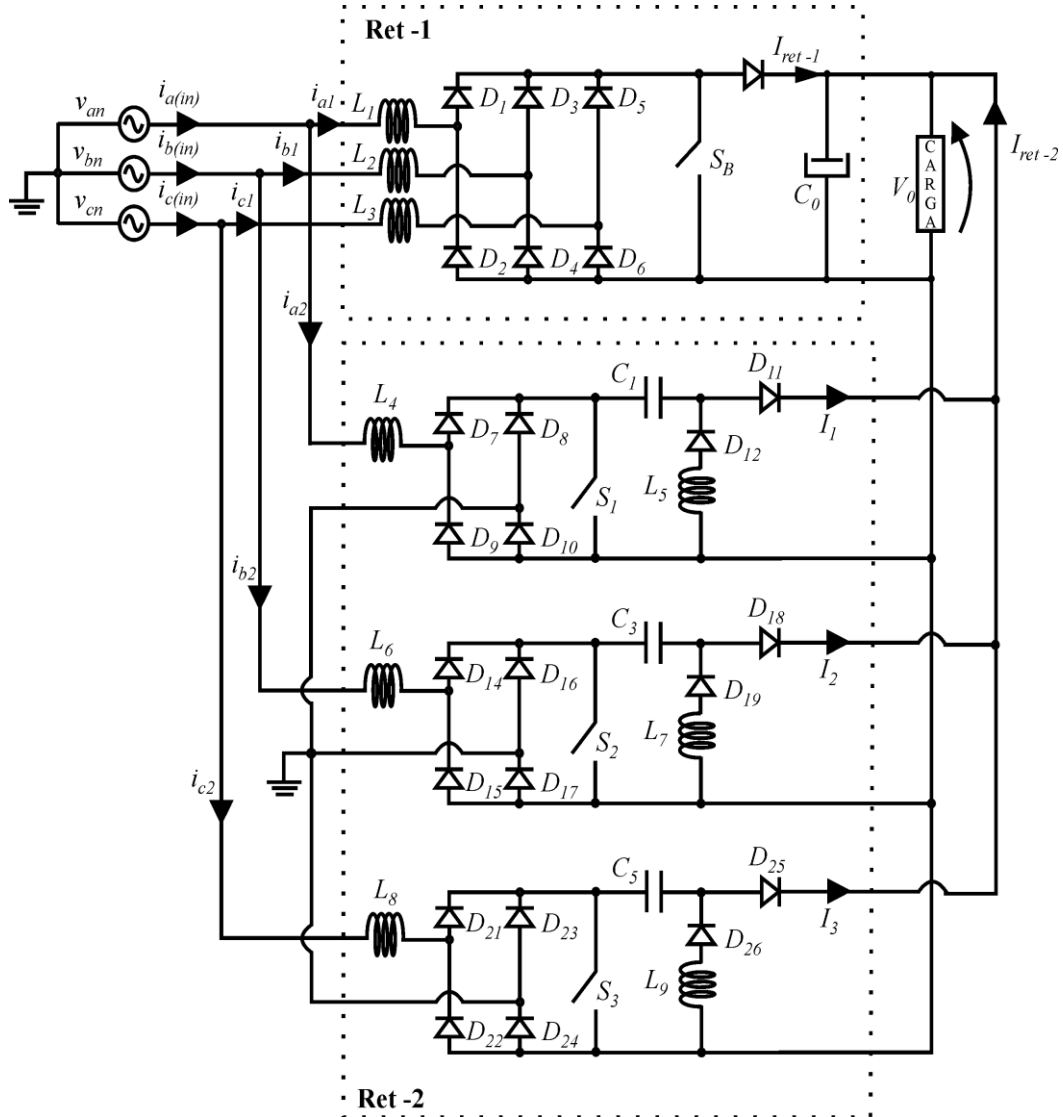


Fig. 4. 1 - Estrutura topológica do RHT proposto.

4.2.1 Tensão do Barramento CC sob Condições Normais de Alimentação

A fim de assegurar que 60% da potência nominal seja processada por Ret-1, o grupo Ret-2 não opera controlando a tensão do barramento CC, caso contrário, a tensão do barramento CC se elevaria, bloqueando os diodos da ponte retificadora do

retificador trifásico e, conseqüentemente, retirando Ret-1 de operação. Portanto, a estrutura prioriza o aumento do rendimento em detrimento da regulação de tensão do barramento CC. Isto é bastante atraente para aplicações onde uma tensão constante no barramento CC não é mandatória para muitas aplicações, em que, um segundo estágio CC-CC ou CC-CA é necessário para alimentar outros dispositivos eletrônicos, como no caso dos AVVs e sistemas embarcados de geração de energia utilizados em aeronaves e/ou navios, onde um estágio para correção do fator de potência é imperativo para a utilização dos geradores síncronos.

A modelagem matemática baseada na técnica de espaço de estados e uma abordagem teórica completa para determinar a contribuição ideal de potência de cada unidade retificadora em condições normais de suprimento podem ser encontradas em [31].

4.2.2 Composição da Corrente de Entrada

O princípio de funcionamento do RHT pode ser entendido através das correntes de entrada dos conversores integrantes da estrutura global. Por simplicidade, é feita uma análise apenas para a fase A e, por analogia, estende-se esse conceito às demais fases.

Tal como ilustrado na Fig. 4.1 o conversor proposto consiste de uma combinação paralela de dois grupos de retificadores, isto é, Ret-1 e Ret-2. Obtém-se dessa combinação, a corrente de entrada $i_{a(in)}$ que consiste da soma das correntes i_{a1} e i_{a2} , sendo que i_{a1} é a corrente clássica do retificador trifásico convencional, enquanto que a corrente i_{a2} é imposta pela referência desejada. Portanto, segue-se que a composição das correntes i_{a1} e i_{a2} (i_{a1} somada a i_{a2}) assume a forma de onda senoidal ($i_{a(in)}$), assim como o mostrado na Fig. 4.2 para a fase A.

Neste contexto, pode-se concluir que a forma de onda final da corrente de entrada depende da corrente imposta pelos conversores SEPIC e, portanto, proporciona a melhoria da DHT de corrente através de uma simples técnica de controle.

Assim,

$$i_{a(in)}(t) = i_{a1}(t) + i_{a2}(t) \quad (4.1)$$

$$i_{b(in)}(t) = i_{b1}(t) + i_{b2}(t) \quad (4.2)$$

$$i_{c(in)}(t) = i_{c1}(t) + i_{c2}(t) \quad (4.3)$$

Nos quais:

$i_{a(in)}(t)$, $i_{b(in)}(t)$, $i_{c(in)}(t)$ – Correntes de linha na entrada;

$i_{a1}(t)$, $i_{b1}(t)$, $i_{c1}(t)$ – Correntes de linha na entrada do Ret-1;

$i_{a2}(t)$, $i_{b2}(t)$, $i_{c2}(t)$ – Correntes de linha na entrada do Ret-2;

Um aspecto importante relacionado ao desempenho do retificador em foco é que, quanto menor o valor da DHT_1 desejada, maior será a potência processada pelos conversores SEPIC (Ret-2). A fim de obter uma corrente de entrada perfeitamente senoidal, os conversores SEPIC devem processar cerca de 40% da potência total fornecida à carga, de tal forma a serem atingidos os limites impostos pela norma IEC 61000-3-2 [22], [67].

Reportando-se às estruturas originalmente apresentadas em [18]-[21], destacam-se duas relevantes contribuições atribuídas à nova estratégia de controle para composição das correntes de entrada. São elas:

- Nova estratégia de controle para imposição da corrente senoidal de entrada baseada em DSP;
- Redução substancial do número e do tamanho dos elementos magnéticos (três indutores), devido à nova técnica utilizada para impor correntes senoidais na rede CA resultando em indutâncias menores;

Para explicar o que foi exposto, destaca-se que devido à nova estratégia de controle implementada, com o objetivo de obter uma corrente de linha de entrada senoidal, foi possível substituir os indutores de filtro do lado CC utilizados em [18]-[21], por três indutores colocados no lado de CA do grupo retificador Ret-1, um para cada fase. Da mesma forma, os indutores de filtro do lado CC de cada conversor SEPIC foram alocados no lado CA. Assim, os elementos magnéticos foram drasticamente reduzidos, mantendo, no entanto, as parcelas de potências processadas entre os grupos retificadores, como desejadas. Além disso, devido ao reposicionamento dos indutores de filtro utilizados, problemas associados ao caminho de retorno das correntes dos conversores chaveados [18]-[21] não foram mais observados.

4.2.3 Etapas de Operação

Analisando a Fig. 4.2, é possível observar que, para cada semi-ciclo de onda, o funcionamento do retificador híbrido trifásico apresenta nove etapas de operação. Nota-se que há intervalos em que a corrente de linha de entrada é determinada, ou pela corrente de Ret-1, ou pela corrente do conversor SEPIC de Ret-2, ou ainda pela corrente de ambos os grupos retificadores.

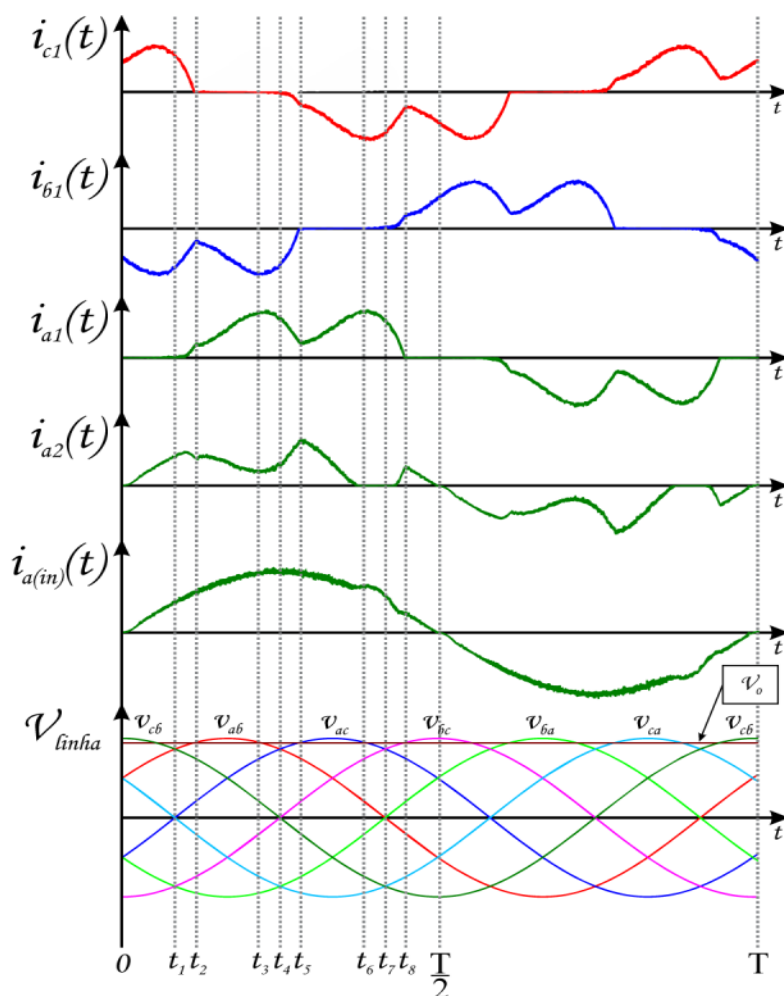


Fig. 4. 2 - Composição Formas de onda teóricas das correntes da fase A: i_{a1} , i_{a2} , $i_{a(in)}$ [31].

Conforme exposto em [31], as etapas para a composição da corrente de linha de entrada da fase A são descritas abaixo. Ressalta-se que, estas etapas são análogas para a composição das correntes de linha de entrada das fases B e C, com diferença apenas nos intervalos de tempo abaixo citados, não havendo a necessidade da explicação do princípio de funcionamento do retificador híbrido trifásico para cada uma das fases.

- **Intervalo de 0 a t_1 :**

Durante essa etapa a tensão do barramento CC é maior que as tensões de linha de entrada v_{ab} e v_{ac} , fazendo com que o diodo D_1 da ponte retificadora trifásica esteja polarizado reversamente e consequentemente bloqueado. Desta forma o conversor chaveado da fase A assume a parcela de potência exigida pela carga e a corrente i_{a2} cresce seguindo a referência senoidal imposta. Neste intervalo a corrente de linha de entrada da fase A é igual à corrente drenada pelo conversor SEPIC ligado a esta fase;

- **Intervalo de t_1 a t_2 :**

Essa etapa se caracteriza por ocorrer um fenômeno conhecido como efeito de comutação, em que, a transição de corrente de um par de diodos da ponte retificadora trifásica para outro não ocorre instantaneamente durante a mudança da atuação da nova tensão de linha devido à presença dos indutores do lado CA. Em consequência disso, durante este intervalo, está em condução simultânea o diodo que está entrando em condução (D_1) devido à atuação da tensão de linha v_{ab} e aquele que está sendo desligado (D_5), uma vez que o mesmo operou durante a atuação da tensão v_{cb} . O efeito da comutação se finaliza no instante t_2 , momento em que a corrente de linha da fase C do retificador não controlado se anula. A fase A do retificador não controlado de seis pulsos entra em operação, contribuindo com potência entregue à carga, havendo, portanto um pequeno decréscimo na corrente i_{a2} ;

- **Intervalo de t_2 a t_3 :**

Durante esse intervalo a fase A do retificador não controlado de seis pulsos permanece com a contribuição de potência entregue à carga, uma vez que a tensão de linha v_{ab} é maior que a tensão no barramento CC. Portanto, a corrente i_{a1} continua crescendo, ao mesmo tempo em que decai a contribuição de potência do conversor SEPIC da fase A. O crescimento de i_{a1} e o decréscimo de i_{a2} ocorrem até o instante em que a tensão de linha v_{ab} se torna menor que a tensão na carga;

- **Intervalo de t_3 a t_4 :**

Durante esse intervalo tensão de linha v_{ab} encontra-se menor que a tensão no barramento CC, o que faz com que a corrente i_{a1} decaia, forçando o controle a garantir a volta do crescimento da corrente i_{a2} a fim de determinar uma corrente de linha de

entrada senoidal na fase A. No fim deste intervalo, observa-se um novo efeito de comutação, que se inicia no instante t_4 ;

- **Intervalo de t_4 a t_5 :**

Durante esse intervalo ocorre novamente o efeito da comutação, em que os diodos D_4 e D_6 conduzem simultaneamente devido ao início da atuação da tensão de linha vac. Neste intervalo o crescimento negativo da corrente da fase C do retificador não controlado força o decréscimo da corrente i_{a1} , que se iguala em módulo à i_{c1} no instante t_5 . Com a queda de i_{a1} , a corrente i_{a2} , por sua vez, cresce seguindo a referência senoidal até atingir o seu valor máximo no instante t_5 ;

- **Intervalo de t_5 a t_6 :**

Durante esse intervalo a tensão v_{ac} se torna maior que a tensão no barramento CC, a fase A do retificador não controlado de seis pulsos volta a contribuir com potência entregue à carga, ao mesmo tempo em que decai a contribuição de potência do conversor SEPIC desta fase. Esta etapa se finaliza quando a corrente i_{a2} atinge zero no instante t_6 ;

- **Intervalo de t_6 a t_7 :**

Neste intervalo a referência senoidal é um pouco menor que a corrente i_{a1} , o que desabilita o conversor chaveado da fase A. Neste intervalo a corrente de linha de entrada da fase A é igual à própria corrente i_{a1} , pois há contribuição de potência por parte da fase A somente através do retificador não controlado;

- **Intervalo de t_7 a t_8 :**

Neste intervalo ocorre novamente o efeito de comutação, onde os diodos D_1 e D_3 conduzem simultaneamente devido ao início da atuação da tensão v_{bc} . Com isto, a corrente i_{a1} tende a zero até o instante t_8 , onde o diodo D_1 encontra-se reversamente polarizado. Com a redução da contribuição de potência por parte de i_{a1} , a corrente i_{a2} cresce seguindo a referência senoidal;

- **Intervalo de t_8 a $T/2$:**

Neste intervalo, a tensão da fase A encontra-se fora de operação, uma vez que a tensão no barramento CC é maior que as tensões de linha v_{ab} e v_{ac} , polarizando

reversamente o diodo D_I da ponte retificadora trifásica. Neste intervalo, a corrente de linha de entrada da fase A é igual à corrente i_{a2} , uma vez que somente o conversor chaveado contribui com potência entregue à carga.

4.2.4 Operação sob Condições de Afundamento de Tensão

Considerando as topologias do retificador híbrido trifásico apresentadas em [18]-[22], embora garantindo uma DHT_I reduzida, um aumento no FP, elevada densidade de potência e elevada eficiência, não é possível controlar a amplitude da tensão no barramento DC, com o seu valor definido pelo valor do pico de tensão na linha de alimentação CA. Essa característica operacional poderia tornar-se muito atraente para aplicações onde uma tensão constante no barramento CC não é mandatória [44], [45], [68]-[70], no entanto, considerando a aplicação dessas estruturas como o estágio de entrada para Acionamentos de Velocidade Variável (AVVs), amplamente utilizado em acionamentos de motores de indução, essas topologias apresentam como sua principal desvantagem a susceptibilidade a distúrbios que ocorrem na alimentação CA, entre os quais se destacam os afundamentos de tensão [71]. Estes distúrbios levam a sensibilização dos dispositivos de proteção contra subtensão no barramento CC dos AVVs, acarretando interrupção de processos automatizados de produção. Com isto em mente, juntamente com a intenção de melhorar as já estruturas trifásicas desenvolvidas, uma nova função para a estratégia de controle é adicionada com o objetivo de tornar a estrutura imune aos afundamentos de tensão, os quais ocorrem em grande frequência na rede de alimentação CA. Portanto, em condições normais de funcionamento, ou seja, sem interrupção ou redução da tensão de alimentação, a operação do retificador híbrido é idêntica ao descrito em [22]. No entanto, quando o afundamento de tensão é detectado na rede de alimentação CA, a estratégia de controle desenvolvida entra em ação, com o objetivo de compensar a tensão de saída, mantendo a tensão no barramento CC, com o valor desejado.

Neste contexto, duas estruturas foram avaliadas com este novo recurso. A primeira baseia-se no arranjo topológico original [22] e foi avaliada nas publicações [23], [24], a segunda, que consiste o foco desse trabalho, é constituída por uma estrutura nova obtida através da adição de um interruptor e um diodo entre a ponte retificadora não controlada e o barramento CC [25]-[29], como se mostra na Fig. 4.1.

Para a operação do RHT com conversor Boost cascadeado, diante da ocorrência de afundamentos temporários de tensão na rede CA de alimentação, o

retificador não controlado começa a operar como conversor Boost convencional regulando a tensão no barramento CC em um valor desejado até que a tensão de alimentação normal seja restabelecida. Simultaneamente, os conversores SEPIC também processam potência através da imposição de correntes senoidais na rede CA. Em condições de afundamento, a estratégia de controle desenvolvida para os conversores SEPIC prima pelo ajuste da tensão de saída através do controle da magnitude da corrente imposta no indutor de entrada. Dessa forma, de modo a assegurar que a contribuição de potência dos conversores SEPIC não exceda os 40% da potência nominal, a magnitude da corrente imposta no indutor de entrada é proporcional ao sinal de erro de tensão do barramento CC proveniente da comparação entre o valor medido e o valor de referência. Este é aplicado a um controlador PI que gera uma constante cujo valor máximo é ajustado de tal sorte que, multiplicado pela referência de corrente, esta jamais exceda um valor máximo obtido em condições normais de suprimento, limitando, portanto, a potência processada por cada conversor SEPIC durante a ocorrência do distúrbio. Como consequência, o conversor Boost é ativado regulando a tensão do barramento CC por técnica de modulação PWM convencional processando a energia necessária para regular a tensão no barramento CC conforme desejado. A limitação da corrente imposta nos conversores chaveados garante que os mesmos não precisem ser superdimensionados.

4.3 Equacionamento e determinação dos componentes do Retificador Híbrido Trifásico.

O projeto para o retificador híbrido trifásico com o conversor Boost cascadeado segue as mesmas especificações do projeto original apresentado em [31], visto que na operação do RHT sob condições normais de fornecimento CA por parte da concessionária, o conversor Boost se encontra inoperante, sendo sua atuação somente na ocorrência do afundamento de tensão.

Desta forma, as especificações e considerações de projeto do retificador não controlado de seis pulsos (Ret-1) são apresentadas nas Tab. 4.1 e 4.2. Considerou-se para o projeto uma tensão constante na carga e igual a V_o e definida uma potência total de saída P_o processada pelo retificador híbrido trifásico de 5 kW.

Tab. 4. 1 - Especificação de projeto do retificador trifásico não controlado de seis pulsos (Ret-1) [31].

Parâmetros	Símbolo	Valor
Valor de pico das tensões V_{an} , V_{bn} e V_{cn}	V_p	180 V
Tensão média de saída	V_o	293 V
Frequência da rede	f	60 Hz
Período para a frequência da rede	T	16,667 ms
Frequência angular da rede	ω	377 rad/s

Tab. 4. 2 - Considerações de projeto do retificador trifásico não controlado de seis pulsos (Ret-1) [31].

Parâmetros	Símbolo	Valor
Ondulação da tensão no capacitor de saída C_o	ΔV_o	7 V (2,4% de V_o)
Valor máximo da tensão de saída	$V_{o(max)}$	296,5 V
Valor mínimo da tensão de saída	$V_{o(min)}$	289,5 V
Potência média processada por Ret-1	P_{Ret-1}	3 kW (60% de P_o)
Corrente média de carga fornecida por Ret-1	$I_{o(Ret-1)}$	10,24 A

Da mesma forma, as especificações e considerações de projeto dos conversores chaveados são apresentadas nas Tab. 4.3 e 4.4.

Tab. 4. 3 - Especificação de projeto dos conversores chaveados (Ret-2).

Parâmetros	Símbolo	Valor
Valor de pico das tensões V_{an} , V_{bn} e V_{cn}	V_p	180 V
Tensão média de saída	V_o	293 V
Frequência de chaveamento	f_s	20 kHz
Período de chaveamento	T_s	50 μ s

Tab. 4. 4 - Considerações de projeto dos conversores chaveados (Ret-2).

Parâmetros	Símbolo	Valor
Ondulação da tensão nos capacitores C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 e C_6	ΔV_{Cs}	7,325 V (2,5% de V_o)
Potência média processada por Ret-2	P_{Ret-2}	2 kW (40% de P_o)
Potência média processada por cada SEPIC	P_{sepic}	666,67 W (13,3% de P_o)
Corrente média de carga fornecida por Ret-2	$I_{o(Ret-2)}$	6,826 A
Corrente média de carga fornecida por cada SEPIC	$I_{o(SePIC)}$	2,275 A
Ondulação da corrente nos indutores L_4, L_6 e L_8	ΔI_{Ls1}	3,413 A (50% de $I_{o(Ret-2)}$)
Ondulação da corrente nos indutores L_5, L_7 e L_9	ΔI_{Ls2}	7,5 A (110% de $I_{o(Ret-2)}$)

Tomando como base as recomendações de projeto dadas em [72], foi possível dimensionar todos componentes que compõem retificador híbrido trifásico, apresentados na tabela 4.5[31].

Tab. 4. 5 - Resumo do dimensionamento dos componentes.

Componentes	Dimensionamento
Indutores L_1, L_2 e L_3	1,11 mH
Indutores L_4, L_6 e L_8	1,20 mH
Indutores L_5, L_7 e L_9	549,20 μ H
Capacitores C_1, C_3, C_5	11,16 μ F
Capacitor de Saída C_o	3370,50 μ F

4.3.1 Equacionamento e determinação dos componentes do Conversor Boost.

Utilizando a mesma estrutura do projeto do retificador híbrido realizado em [31] e visando em sua essência a sua melhoria operacional, realizou-se o projeto e implementação do conversor Boost que foi instalado entre o retificador convencional de seis pulsos não controlado e o banco de capacitores que representa o filtro de saída.

O conversor Boost foi projetado para entrar em operação somente diante da ocorrência de afundamentos de tensão, ou seja, durante as condições normais de suprimento de energia, o interruptor Boost permanecerá desativado fazendo com que o grupo retificador Ret-1 opere apenas como um retificador normal de seis pulsos não controlado.

Para o projeto do conversor, considerou-se a máxima magnitude de afundamento de tensão que se deseja mitigar respeitando os limites de operação do ciclo de trabalho recomendado para o conversor Boost que conforme literatura técnica [73], é de uma razão cíclica de até 0,8.

A Figura 4.3 ilustra o circuito de potência do conversor projetado.

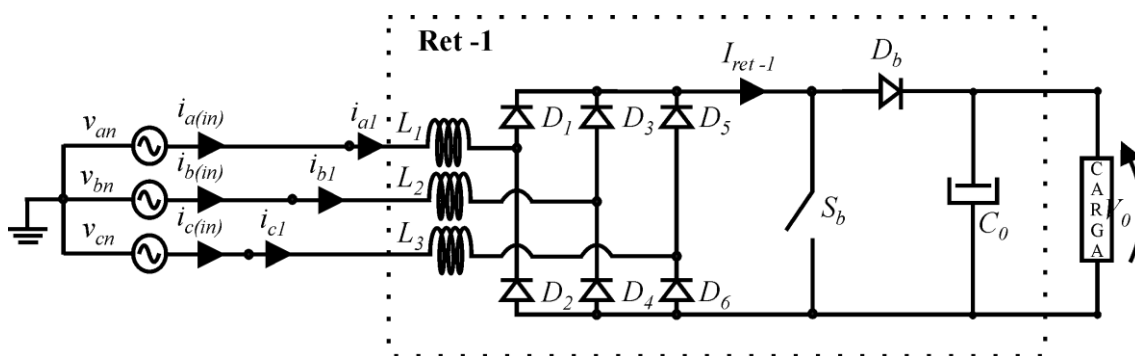


Fig. 4. 3 - Circuito de potência do retificador Boost (ponte de Graetz + conversor Boost)

Pode-se notar que os indutores que estão alocados no lado AC além de atuarem como indutores de filtro de entrada para o retificador Ret-1 durante a operação do RHT sob condições normais de suprimento, também exercerão o papel de indutores boost durante a ocorrência dos afundamentos de tensão. Desta forma, sob essa nova condição de operação, o grupo retificador Ret-1 será composto pelo retificador trifásico não controlado de seis pulsos (ponte de Graetz), uma chave Boost, um indutor Boost composto por dois indutores ligados em série, um diodo Boost e um capacitor de filtro que assegura características de fonte de tensão ao conversor Boost.

Considerando uma sequência de fases positiva e, desconsiderando o efeito de comutação dos diodos quando da utilização de indutores do lado CA, a sequência de condução dos diodos da ponte retificadora pode ser determinada pela de tensão de linha mais positiva na saída do retificador. Desta maneira é possível saber quais indutores operam como “indutores Boost” nos intervalos dos seis pulsos do retificador não controlado, conforme ilustrado na Tabela 4.6.

Tab. 4. 6 - Sequência de Operação do Retificador não Controlado.

Intervalo	Tensão de linha mais positiva	Diodos que conduzem	Indutores Boost
$0 \leq \omega t \leq \pi/3$	V_{CB}	D_5 e D_4	L_2 e L_3
$\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$	V_{AB}	D_1 e D_4	L_1 e L_2
$2\pi/3 \leq \omega t \leq \pi$	V_{AC}	D_1 e D_6	L_1 e L_3
$\pi \leq \omega t \leq 4\pi/3$	V_{BC}	D_3 e D_6	L_2 e L_3
$4\pi/3 \leq \omega t \leq 5\pi/3$	V_{BA}	D_3 e D_2	L_1 e L_2
$5\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi$	V_{CA}	D_5 e D_2	L_1 e L_3
$0 \leq \omega t \leq \pi/3$	V_{CB}	D_5 e D_4	L_2 e L_3

Uma vez que o efeito de comutação dos diodos não foi considerado, devido ao intervalo de tempo muito pequeno ao qual este fenômeno é identificado, considerou-se o projeto do conversor Boost a partir do circuito equivalente apresentado na Fig. 4.4, onde se alocou um indutor no lado CC, em que o valor da indutância equivalente corresponde à soma de dois indutores em série conectados às linhas no lado CA.

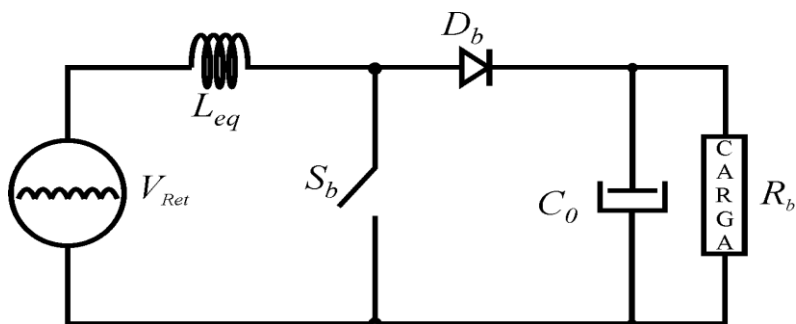


Fig. 4. 4 - Circuito equivalente do conversor Boost.

Para projeto físico do conversor Boost adotou-se a metodologia empregada em [72]-[73]. Os parâmetros para o dimensionamento dos componentes foram estabelecidos de forma que o conversor opere sempre no modo de condução contínua. A Tab. 4.5 mostra as especificações iniciais para o conversor.

Tab. 4. 7 - Considerações de projeto do conversor Boost.

Parâmetros	Símbolo	Valor
Tensão de entrada	V_{ret-l}	150 V
Tensão média de saída	V_o	300 V
Frequência de chaveamento	f_s	12 kHz
Período de chaveamento	T_s	50 μ s
Resistência de carga	R	50 Ω
Ondulação da corrente no indutor	Δ_{iL}	3,75 A (23% I_{in})
Potência	P	2 kW

4.3.1.1 Cálculo do indutor Boost

Para a especificação da potência de saída do conversor Boost, levou-se em conta as perdas no sistema e que o mesmo processa em torno de 60% da potência total da carga acionada que é representada por uma carga resistiva de 1,8 kW ou de um AVV que também representa em torno de 1,8 kW. Desta forma, a potência total do acionamento pelo RHT foi estabelecida um pouco acima da potência da carga acionada. Logo a potência escolhida foi de 2kW.

Considerando que o conversor Boost foi projetado para mitigar afundamentos de tensão de magnitude de até 50% da tensão nominal da rede CA de alimentação, o que representa uma tensão média CC na saída do retificador não controlado $V_{ret\min}$ em torno de 150V. Logo essa tensão será a tensão de entrada do conversor Boost. A tensão no capacitor do filtro de saída foi estabelecida no valor de 300V.

Desta forma:

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

$$V_{ret\max} = V_o = 300V$$

Logo, a razão cíclica para a operação do conversor na situação mais crítica é:

$$\frac{V_o}{V_{ret\min}} = \frac{1}{1-D} \rightarrow D = 0,5 \quad (4.4)$$

Levando-se em conta que o conversor irá operar por apenas poucos instantes, pode-se considerar uma eficiência de 100%. Logo a potência de saída é mesma que a potência de entrada, conforme equação (4.5).

$$P_{entrada} = P_{saida} = 1200kW \quad (4.5)$$

A corrente média de saída é determinada como a seguir:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{1200}{300} = 4A \quad (4.6)$$

Da igualdade de potência:

$$V_{ret\ min} \cdot I_{in} = V_o \cdot I_o \quad (4.7)$$

Assim, o cálculo da corrente média do indutor (I_{in}) pode ser determinado como:

$$I_{in} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_{ret\ min}} = \frac{1200}{150} = 8A \quad (4.8)$$

A ondulação de corrente no indutor assumida foi de 23,5% do seu valor máximo, assim:

$$\Delta i_L = 0,235 \cdot 8 = 1,88 A \quad (4.9)$$

Como mencionado anteriormente, durante a ocorrência de afundamentos de tensão, os indutores de filtro na entrada do retificador atuarão como indutores Boost. Portanto, serão utilizados dois indutores de 1 mH em série, totalizando uma indutância Boost de 2 mH. Logo se deve determinar a frequência de chaveamento adequada para a operação do conversor.

Conforme [72], utilizou-se a expressão matemática que determina o cálculo do valor da indutância para o indutor Boost, dado pela equação (4.10).

$$L_{eq} = \frac{V_{retmin}}{\Delta i_L} \cdot D \cdot T \quad (4.10)$$

Em que:

L_{eq} - Indutância Boost;

Δi_L - Ondulação de corrente no indutor Boost;

T - Período correspondente à de chaveamento;

D - Razão cíclica.

Rearranjando a equação (4.10) chega-se à expressão para a frequência de chaveamento a ser aplicada à chave do conversor Boost.

Assim:

$$f_s = \frac{V_{retmin}}{\Delta i_L \cdot L_{eq}} \cdot D \quad (4.11)$$

Considerando a máxima magnitude para o afundamento e admitindo uma ondulação de corrente de cerca de 23,5 %, tem-se:

$$f_s = 20 \text{ kHz} \quad (4.12)$$

4.3.1.2 Dimensionamento do Capacitor do Filtro de saída

O capacitor do filtro de saída C_o a ser utilizado para o conversor Boost pode ser calculado através da Eq. (4.13) [72].

$$C_o = \frac{I_o}{\Delta V_o} \cdot D \cdot T \quad (4.13)$$

Entretanto, considerando a restrição da adequação às especificações do projeto original, utilizou-se a mesma capacitância de saída do barramento CC calculada em [74], através da equação (4.14).

$$C_o = \frac{P_o}{6 \cdot f \cdot (V_{o(max)}^2 - V_{o(min)}^2)} \quad (4.14)$$

Em que f é a frequência da rede, 60Hz; P é a potência processada global processada pelo RHT; $V_{o(Max)}$ é a máxima tensão sobre o capacitor e $V_{o(Min)}$ é a mínima tensão no capacitor.

Desta forma, foi utilizado um banco de 05 capacitores de 470 uF/400 V conectados em paralelo, totalizando uma capacitância total de 3290 uF.

4.3.1.3 Dimensionamento do diodo Boost

Considerando que a operação do conversor Boost será no modo de condução contínua, a especificação do diodo de saída do conversor Boost será com base nas correntes média e eficaz e a tensão máxima reversa que o mesmo ficará submetido.

O valor médio da corrente do diodo Boost possui o mesmo valor especificado para a corrente de saída, considerando 60% da potência processada pela carga.

Desta forma,

$$I_{Dbmed} = I_o = 4A \quad (4.15)$$

Para o cálculo da corrente eficaz a que o diodo está submetido, aplicou-se a expressão obtida em [72] e reescrita na equação (4.16).

$$I_{Dbef} = \sqrt{(1-D)} \cdot I_{in} \quad (4.16)$$

Diante da ocorrência do afundamento, o que implica na mínima tensão média na saída do retificador, o que corresponde a 50% da tensão nominal de saída no capacitor de filtro C_o , a corrente será máxima. Portanto, o valor da razão cíclica a ser utilizada é 0,5.

Desta forma:

$$I_{Dbef} = \sqrt{(1-0,5)} \cdot 8 = 5,65A \quad (4.17)$$

Em relação à especificação de tensão para o diodo Boost, adotou-se um valor pouco acima, cerca de 30% maior que a máxima tensão reversa que o mesmo estará submetido durante a sua operação. Ressalta-se que essa situação ocorre quando a chave Boost estiver fechada, o que implica que a máxima tensão reversa sobre o diodo é a própria tensão de saída. Logo:

$$V_{Dmax} = 1,2 \cdot V_o = 1,2 \cdot 300 = 360V \quad (4.18)$$

4.3.1.4 Dimensionamento da chave Boost

Da mesma forma realizada para análise do dimensionamento do diodo Boost, a especificação para a chave Boost S_b é com base nos valores médio e eficaz de corrente que a mesma está submetida.

Para o cálculo da corrente média da chave Boost, aplicou-se a expressão obtida em [72] e reescrita na equação (4.19).

$$I_{Sbmed} = D.I_{in} \quad (4.19)$$

Substituindo os valores de D e I_{in} , obtém-se:

$$I_{Sbmed} = 0,5.8 = 4A \quad (4.20)$$

Para o cálculo da corrente eficaz na chave Boost, aplicou-se a expressão obtida em [72] e reescrita na equação (4.21).

$$I_{Sbef} = \sqrt{D}.I_{in} \quad (4.21)$$

Da mesma forma, substituindo os valores de D e I_{in} , obtém-se:

$$I_{Sbef} = \sqrt{0,5}.8 = 5,65A \quad (4.22)$$

Considerando o intervalo durante o tempo em que a chave Boost está aberta, o diodo Boost se encontra diretamente polarizado e, portanto a chave Boost durante essa etapa está submetida à tensão de saída V_o . Desta forma, dimensiona-se a tensão dessa chave um pouco maior que a tensão de saída, garantindo uma margem de segurança, evitando queimas indesejáveis que possam ocorrer perante as variações na rede de alimentação e ou na própria operação do conversor.

Assim, a tensão da chave Boost deve ser:

$$V_{SBmax} = 1,3.V_o = 1,3.300 = 390V \quad (4.23)$$

4.5 Considerações Finais.

Este capítulo apresentou uma abordagem do RHT proposto, sob o ponto de vista analítico, no que se refere à sua operação sob condições normais de alimentação CA de tensão e, ainda, sob condições de afundamentos de tensão.

Foram apresentados os dados de dimensionamento dos elementos indutivos, capacitivos e dos semicondutores dos conversores que compõem a estrutura híbrida proposta.

Na sequência, foi apresentado o dimensionamento da chave e do diodo Boost considerando a adequação do mesmo ao projeto original dado em [31].

Capítulo 5

Estratégia de Controle, Análise dos Conversores no Espaço de Estado Médio e Resultados Experimentais

5.1 Considerações Iniciais

Este capítulo se destina à apresentação da estratégia de controle desenvolvida e implementada em laboratório. Embora a estrutura apresente resultados satisfatórios, alguns problemas relacionados a essa estratégia foram observados e serão ressaltados no final deste capítulo, fato esse que resultou na evolução e desenvolvimento de uma nova estratégia de controle, capaz de proporcionar maior flexibilidade operacional à estrutura, e que será apresentada no capítulo 6.

Na sequência, é apresentada a técnica de modelagem por espaços de estado médio, utilizada para a determinação das funções de transferência das plantas dos conversores Boost e SEPIC. Essa análise se faz necessária quanto ao projeto do controlador de tensão utilizado para a compensação da tensão no barramento CC durante a ocorrência de um afundamento temporário de tensão, bem como para o projeto dos controladores dos conversores SEPIC, a fim de definir a divisão de processamento de potência entre as estruturas retificadoras Ret-1 e Ret-2.

Finalmente, são apresentados os resultados experimentais que corroboram com a teoria exposta.

5.2 Estratégia de Controle

A Fig. 5.1 ilustra a estratégia de controle adotada para determinar tanto a operação do RHT para condições normais de suprimento da rede elétrica como para operação sob condições de afundamentos temporários de tensão. O fluxograma que descreve as etapas de execução da estratégia de controle é apresentado na Fig. 5.2.

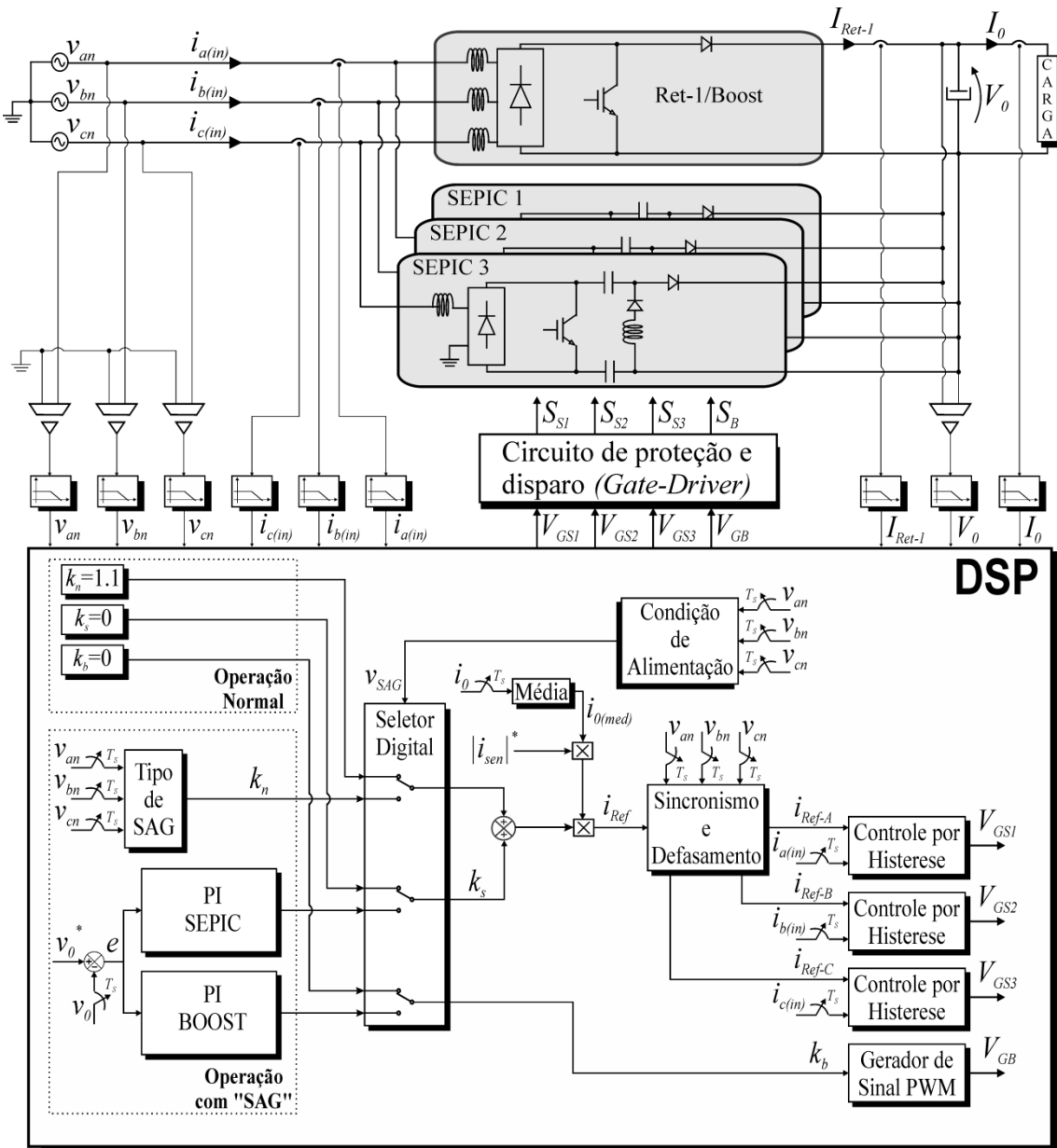


Fig. 5.1 - Diagrama esquemático da estratégia de controle implementada para o RHT com conversor Boost cascadeado com o retificador de seis pulsos utilizando DSP.

A validação do modelo discreto desenvolvido foi realizada por intermédio de algoritmos desenvolvidos em linguagem 'C' os quais foram implementados utilizando o processador digital de sinais *TMS320F28335* da *Texas Instruments®* [75]. A opção pela utilização de técnicas de controle digital se deve a alta capacidade de processamento e maior flexibilidade operacional promovida por estes dispositivos [76], [77].

O código de controle desenvolvido abrange duas condições de operação, uma para condição normal de fornecimento CA e outra para condições de afundamento. As condições de suprimento irão determinar as ações de controle que se fazem necessárias para assegurar a eficácia da solução proposta no que tange à imposição das

correntes senoidais na entrada CA e ao aumento da suportabilidade a afundamentos de tensão em AVVs.

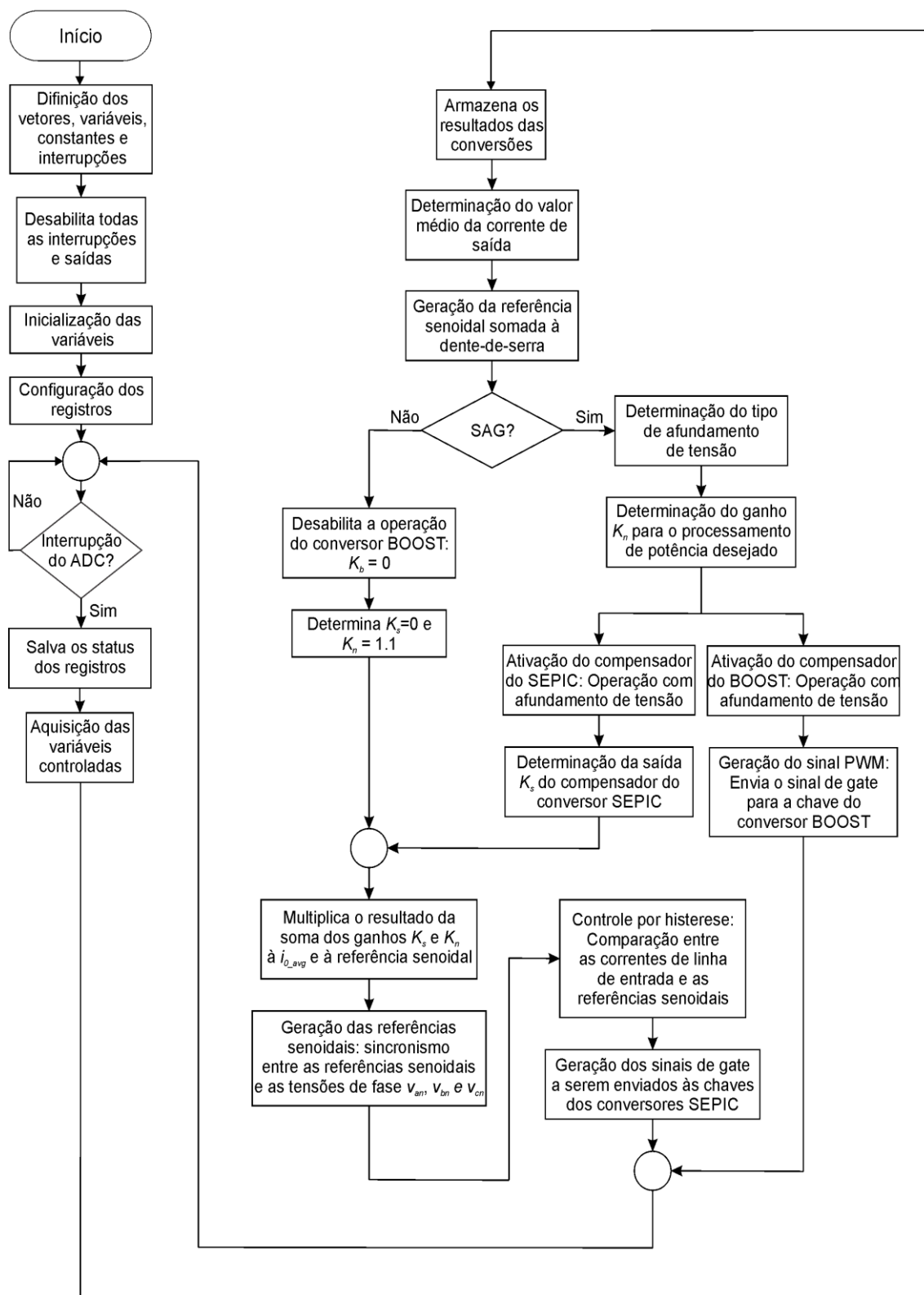


Fig. 5. 2 - Fluxograma da estratégia de controle.

A Fig. 5.3 ilustra o diagrama de blocos do circuito de controle correspondente às condições normais de fornecimento CA.

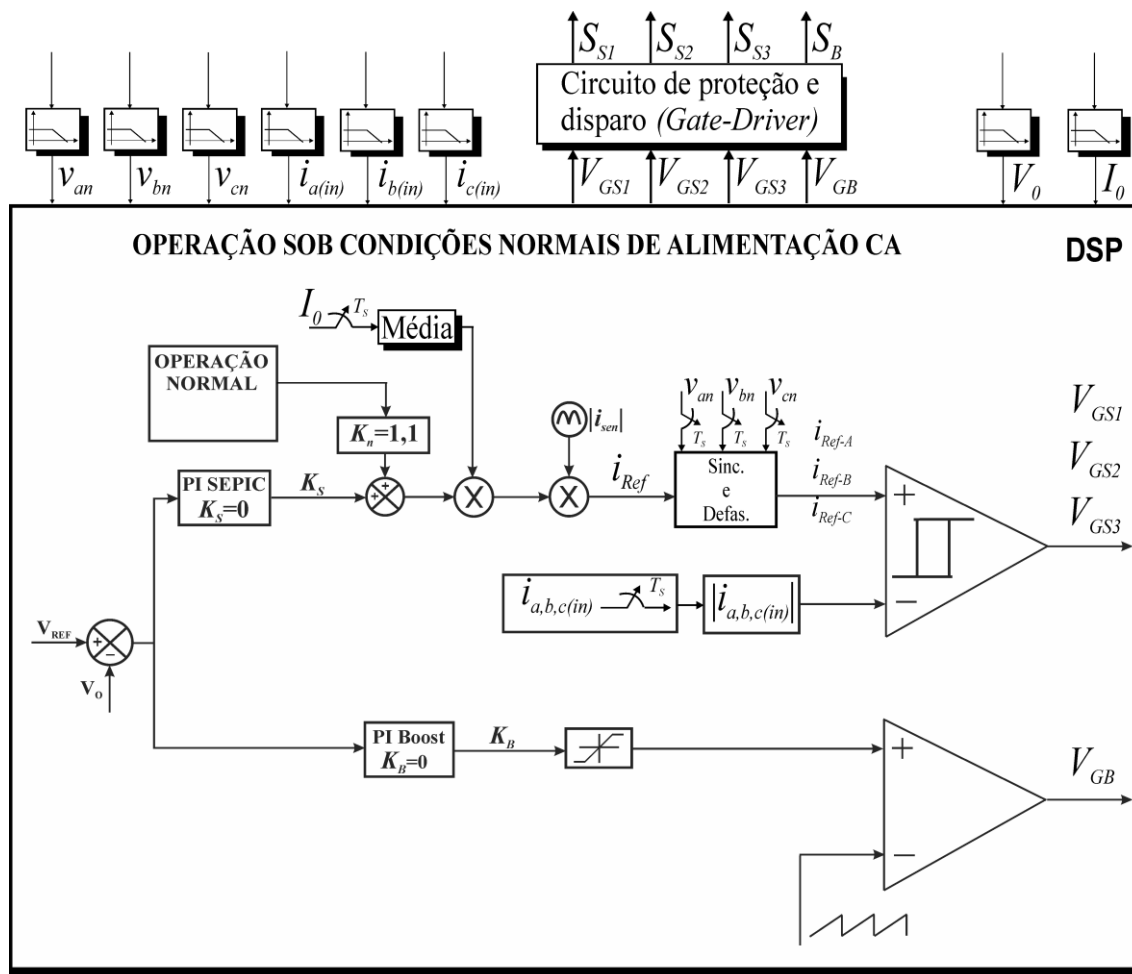


Fig. 5. 3 - Diagrama de blocos do controle correspondente à operação sem afundamento de tensão.

Nesta condição de operação do RHT, a técnica de controle desenvolvida se baseia na imposição das correntes de linha de entrada com baixa distorção harmônica (DHT_I) e elevado fator de potência (FP). O controle da tensão de saída não é realizado, sendo seu valor definido pelo valor de pico das tensões de linha de alimentação e pelo valor do seno do ângulo que determina o início da condução dos diodos da ponte retificadora. Assim, a estratégia de controle proposta se concentra em impor correntes senoidais na entrada, limitando a potência ativa processada pelos conversores SEPIC, garantindo, portanto, que os conversores SEPIC jamais assumirão a potência total entregue à carga, caso contrário, a tensão no barramento CC se elevaria, ocasionando a retirada do retificador não controlado (Ret-1) de operação.

Durante a execução do algoritmo de controle, primeiramente inicializam-se todas as variáveis e constantes necessárias durante a execução do programa. Na

sequência, são configurados todos os registros necessários para o funcionamento do DSP, incluindo o conversor A/D e as interrupções necessárias.

Para impor correntes senoidais na rede CA trifásica de alimentação são, primeiramente, realizadas oito aquisições pelo conversor Analógico-Digital (A/D) do DSP: o sinal de corrente da carga (I_o); os sinais de corrente de linha de entrada das fases A , B e C ($i_{a(in)}$, $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$); os sinais de tensão fase-neutro (v_{an} , v_{bn} e v_{cn}); e o sinal da tensão de saída (V_o). É importante ressaltar que a aquisição das tensões de alimentação é realizada para determinação do tipo de afundamento de tensão presente no alimentador para sincronismo das referências senoidais.

A estratégia de controle adotada consiste, primeiramente em gerar uma referência senoidal a partir de uma senoide pura e retificada, criada digitalmente ($|i_{sen}|^*$). Vale ressaltar que, a frequência de amostragem deve ser pelo menos duas vezes maior que o valor da frequência de chaveamento, conforme o teorema de *Nyquist*. Adotou-se uma frequência de amostragem de 100 kHz para as aquisições realizadas pelo conversor Analógico-Digital do DSP, uma vez que a frequência de chaveamento é limitada em 20 kHz pela dinâmica do sistema, sendo que os indutores e capacitores foram projetados para esta frequência.

Para a operação sob condições normais de alimentação CA, a estratégia determina que o algoritmo de controle gere duas constantes: os ganhos $I_{o(med)}$ e k_n . O ganho $I_{o(med)}$ representa o valor médio da corrente de carga calculada a cada amostragem de I_o . Este ganho, uma vez multiplicado à referência senoidal pura criada digitalmente, determina que a amplitude da mesma varie conforme as alterações de carga. O ganho k_n , representa um valor fixo que estabelece a divisão do processamento de potência entre os conversores integrantes do RHT, sendo seu valor determinado pela modelagem matemática [31]. Durante condições normais de alimentação, o ganho k_n foi estabelecido com um valor de 1,11. Esse ganho que multiplicado ao ganho $I_{o(med)}$ e à referência senoidal ($|i_{sen}|^*$), determina a referência final de corrente (i_{Ref}). Uma vez gerado o sinal i_{Ref} , o módulo de sincronismo e defasamento detecta a passagem por zero das tensões F-N (v_{an} , v_{bn} e v_{cn}). Desta forma, o sinal i_{Ref} é sincronizado com todas as tensões de fase gerando as referências senoidais (i_{Ref-A} , i_{Ref-B} , i_{Ref-C}) que estão defasadas de 120° entre si, conforme a sequência de fases determinada pelo sistema de alimentação CA.

Em seguida, através de um comparador de histerese, são realizadas as comparações entre os valores retificados das correntes de linha de entrada de cada fase

do retificador híbrido ($|i_{a(in)}|$, $|i_{b(in)}|$ e $|i_{c(in)}|$) e as referências senoidais geradas (i_{Ref-A} , i_{Ref-B} e i_{Ref-C}). O comparador determina que, quando os valores dos sinais das correntes de linha adquiridas forem menores que as respectivas referências, níveis altos de pulso são enviados para os interruptores dos conversores chaveados, e caso contrário, são enviados níveis baixos. Os sinais de gatilho enviados para as chaves (V_{GS1} , V_{GS2} e V_{GS3}) são provenientes de pinos de entrada/saída do DSP, que variam seus estados em níveis altos e baixos, conforme a necessidade do processo.

Analisando a Fig. 5.1, observa-se a presença de dois compensadores PI que serão ativados, caso haja a ocorrência de afundamentos de tensão. Entretanto, para condições normais de suprimento, o controlador *PI* dos conversores SEPIC está desativado e sua saída Ks é ajustada com o valor zero. Portanto, estabelece-se que a amplitude da referência senoidal decorrente varie somente com a realimentação, através do valor médio da corrente de saída (I_{0-med}) e de um ganho Kn ($Kn=1,11$), responsável por assegurar a divisão do processamento de potência pelos grupos retificadores Ret-1 e Ret-2. Da mesma forma, a saída Kb do compensador do conversor Boost, também é setada para o valor zero, desabilitando a operação do conversor Boost, que passa a atuar como um simples retificador trifásico não controlado.

Para a operação sob condições de afundamentos temporários de tensão na rede CA de alimentação, o conversor Boost é acionado de maneira que o controle define a razão cíclica adequada para o chaveamento necessário, a fim de se obter a compensação da tensão no barramento CC. Portanto, o conversor Boost entra em operação somente durante tais distúrbios da rede elétrica. Assim como na operação sob condições normais de suprimento, o controle determina a divisão do processamento de potência entre o conversor Boost e os conversores SEPIC, garantindo que nenhum dos conversores assumam toda a potência ativa média requerida pela carga. Durante a ocorrência de afundamentos não há a preocupação com a imposição de correntes de linha de entrada senoidais ou com o controle de fator de potência. Fig. 5.4 ilustra o funcionamento do controle sob condições de afundamento temporário de tensão.

Diante da ocorrência destes distúrbios, primeiramente, deve-se determinar qual o tipo de afundamento de tensão está presente na rede de alimentação para o estabelecimento do ganho Kn que será multiplicado por uma referência senoidal de corrente, assegurando o funcionamento do retificador híbrido, com o conversor Boost processando 60% da potência ativa total, sendo os 40% restantes processados pelos conversores SEPIC. Deve-se assegurar ainda que os conversores SEPIC não excedam a

os 40% de potência necessária para manter a tensão de saída em 300 V, conforme desejado. A determinação do tipo de afundamento de tensão é necessária, uma vez que, para cada tipo de afundamento, a razão cíclica média varia para que o conversor Boost mantenha a tensão pré-determinada no barramento CC, modificando a porcentagem da potência ativa média processada por cada grupo retificador, o que resulta na alteração do valor do ganho K_n . Considerando o afundamento do tipo A, o ganho de K_n foi estabelecido para 0,51 e para os afundamentos dos tipos B e E, os ganhos foram de 0,2 e 0,305, respectivamente.

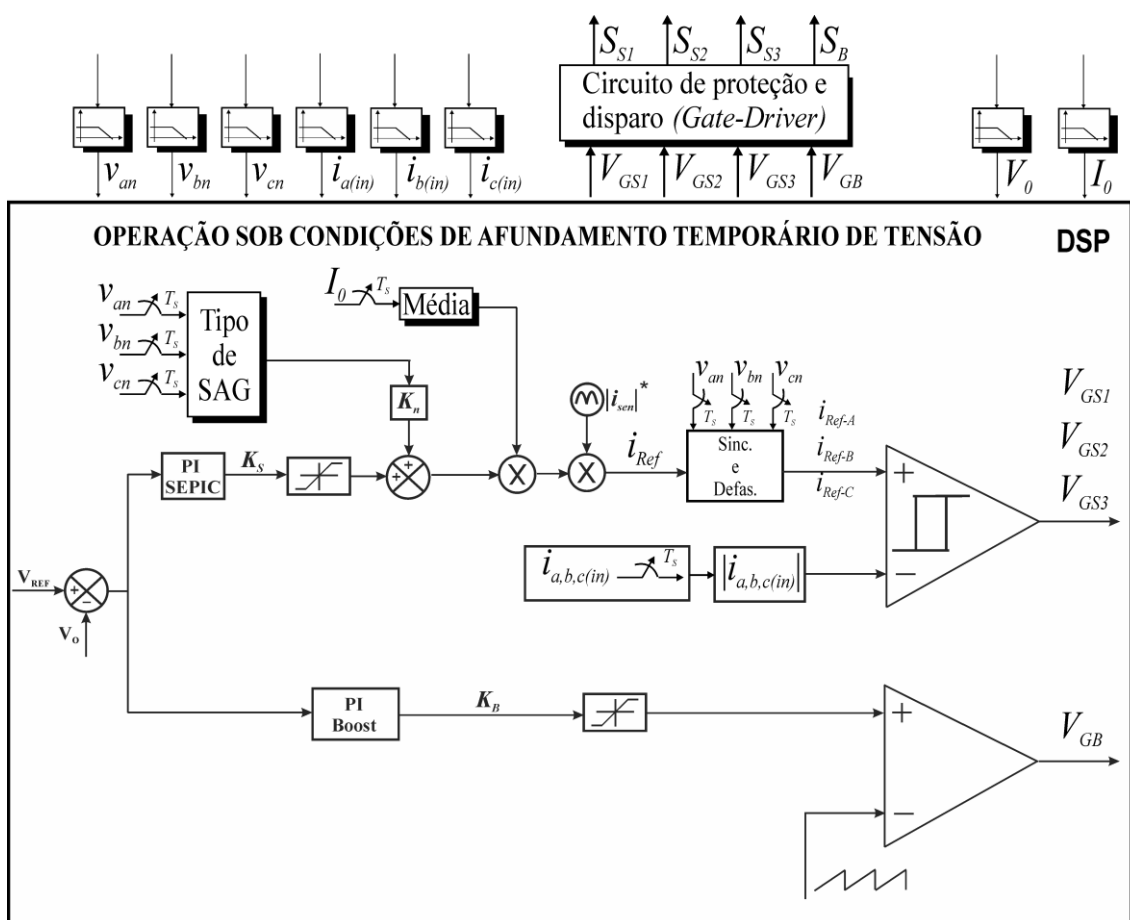


Fig. 5. 4 - Diagrama de blocos do controle correspondente à operação sob condições de afundamento temporário de tensão.

Além da operação para a determinação do ganho K_n , durante a condição de afundamento, ocorrerá a ativação de dois compensadores PI, um para cada grupo retificador de modo a manter a tensão de saída em 300V. Utilizando a técnica de espaços de estados médio [78] são obtidas as funções de transferências dos conversores SEPIC e Boost. A primeira é característica do controle de tensão de saída pela corrente

imposta no indutor de entrada ($G_{voil}(s)$) e a segunda é característica do controle de tensão de saída pela variação da razão cíclica ($G_{voD}(s)$). A partir destas são projetados os compensadores PI.

O ganho K_s do controlador PI de cada conversor SEPIC é somado ao ganho K_n , e o resultado desta soma é multiplicado pela referência senoidal criada digitalmente a fim de garantir que as amplitudes das referências senoidais de corrente aumentem durante o afundamento, determinando, portanto, a compensação da tensão de saída por imposição de corrente no indutor de entrada. Considerando a possibilidade do ganho do controlador ser maior do que o necessário, o que influenciaria diretamente em um valor não ideal para as amplitudes das referências de corrente a serem impostas pelos conversores SEPICs, foi necessário estabelecer um saturador, de forma a garantir que a contribuição de potência processada pelo grupo retificador dois seja mantida conforme o desejado.

Considerando já determinados os valores dos ganhos K_n e K_s , conforme descrito anteriormente, a soma destes é multiplicada, juntamente com o valor médio da corrente de saída pela referência senoidal criada digitalmente. Depois de gerada esta referência, inicia-se o processo de sincronismo com as tensões fase-neutro da rede de fornecimento.

O ganho K_b do compensador PI do conversor Boost, por sua vez, é utilizado para comparação com a saída PWM do DSP que corresponde a uma tensão de rampa análoga a uma dente de serra na frequência de 20 kHz. A saída desta comparação determina os pulsos PWM que são enviados para o circuito de gatilho utilizado no acionamento do interruptor do conversor Boost. Desta forma, este compensador tem a função exclusiva de zerar o erro de tensão em regime permanente ajustando, por consequência, a tensão no barramento CC em 300 V, sem se preocupar com o processamento de potência, o qual é controlado pelo ganho K_n que determina a contribuição de potência dos conversores SEPIC, sendo esta limitada em 40% da potência nominal. O restante necessário para controle da tensão de saída será processado pelo conversor Boost, podendo chegar a 60%, em condição nominal de carga.

Para uma tensão máxima de 400 V, permitida pelos capacitores de saída, a máxima razão cíclica permitida para o sinal PWM enviado para o circuito de gatilho do conversor Boost, é dada por:

$$\frac{400}{150} = \frac{1}{1-D} \rightarrow D = \frac{400-150}{400} = 0,75 \quad (5.1)$$

Para a avaliação experimental da estrutura proposta, sob condições de afundamento de tensão, a potência de saída foi limitada em 2 kW, conforme relatado no capítulo 4.

5.3 Análise dos Conversores Utilizando a Técnica de Espaço de Estado Médio

Matematicamente, pode-se modelar e analisar qualquer sistema físico com múltiplas entradas e saídas como um sistema linear invariante no tempo, representando-o no espaço de estados mediante as seguintes relações matriciais:

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \quad (5.2)$$

$$y(t) = C \cdot x(t) + E \cdot u(t) \quad (5.3)$$

Em que,

$x(t)$ – Vetor de estados;

$\dot{x}(t)$ – Derivada do vetor de estados;

$u(t)$ – Vetor de entrada;

A – Matriz de sistema;

B – Matriz de entrada;

C – Matriz de saída;

E – Matriz de ação avante.

Portanto, para dar início à análise por espaços de estado médio, é necessário primeiramente definir as variáveis de estados e os componentes do vetor de entrada e, através de uma abordagem no domínio do tempo, determinar as matrizes de sistema, entrada, de saída e de ação avante do sistema físico ao qual se deseja realizar a modelagem. Como o objetivo é modelar os circuitos elétricos dos conversores Boost e SEPIC, e consequentemente determinar suas funções de transferências, é necessário então estabelecer uma análise de circuitos elétricos para se determinar as referidas matrizes. Vale salientar que em circuitos elétricos, tradicionalmente, o número de variáveis de estado suficientes para a completa representação do sistema coincide com o

número de elementos armazenadores de energia presentes no circuito. Por conveniência, escolhe-se a corrente no indutor e a tensão no capacitor como variáveis de estado.

É importante ressaltar que, os conversores Boost e SEPIC apresentam duas configurações de circuitos, sendo uma para a chave em condução e outra para a chave em aberto, tornando necessário determinar todas as matrizes de estado, para cada uma das configurações.

Partindo do pressuposto que os conversores foco desta tese estão operando no modo contínuo de condução, as matrizes de sistema, de entrada, de saída e de ação avante por valores médios, em um período de chaveamento, são dadas por:

$$A_{med} = A_1 \cdot D_{med} + A_2 \cdot [1 - D_{med}] \quad (5.4)$$

$$B_{med} = B_1 \cdot D_{med} + B_2 \cdot [1 - D_{med}] \quad (5.5)$$

$$C_{med} = C_1 \cdot D_{med} + C_2 \cdot [1 - D_{med}] \quad (5.6)$$

$$E_{med} = E_1 \cdot D_{med} + E_2 \cdot [1 - D_{med}] \quad (5.7)$$

Em que,

A_{med} – Matriz de sistema por valores médios;

B_{med} – Matriz de entrada por valores médios;

C_{med} – Matriz de saída por valores médios;

E_{med} – Matriz de ação avante por valores médios;

A_1 – Matriz de sistema para a condição de chave fechada;

B_1 – Matriz de entrada para a condição de chave fechada;

C_1 – Matriz de saída para a condição de chave fechada;

E_1 – Matriz de ação avante para a condição de chave fechada;

A_2 – Matriz de sistema para a condição de chave aberta;

B_2 – Matriz de entrada para a condição de chave aberta;

C_2 – Matriz de saída para a condição de chave aberta;

E_2 – Matriz de ação avante para a condição de chave aberta;

D_{med} – Razão cíclica média.

Uma vez determinadas as matrizes médias, lineariza-se o sistema de equações de estado ao redor do *ponto de operação*. Considera-se como *ponto de operação* para um sistema aquele que corresponde à operação com as especificações de projeto. Nesta situação, os valores representativos das variáveis de estado são os valores eficazes ou os valores de pico (constantes). Portanto, as derivadas das variáveis de estado no ponto de operação são nulas [79]. Desta forma, igualando-se $\dot{x}(t)$ a zero e

substituindo-se os valores médios de (5.4), (5.5), (5.6) e (5.7) em (5.2) e (5.3), e, é possível determinar os valores das variáveis de estado no ponto de operação.

$$\dot{X}_{med} = A_{med} \cdot X_{med} + B_{med} \cdot U_{med} \quad (5.8)$$

$$0 = A_{med} \cdot X_{med} + B_{med} \cdot U_{med} \quad (5.9)$$

$$(5.10)$$

$$Y_{med} = C_{med} \cdot X_{med} + E_{med} \cdot U_{med} \quad (5.11)$$

Em que,

X_{med} – Vetor das variáveis de estado no ponto de operação;

U_{med} – Vetor de entrada no ponto de operação.

Y_{med} – Vetor das saídas no ponto de operação;

Substituindo-se (5.10) em (5.11) determina-se os valores das saídas no ponto de operação.

$$Y_{med} = (-C_{med} \cdot A_{med}^{-1} \cdot B_{med} + E_{med}) \cdot U_{med} \quad (5.12)$$

De posse de X_{med} e Y_{med} , determina-se então o modelo de pequenos sinais, perturbando-se as variáveis de estado e as saídas no ponto de operação. Considera-se que o valor no ponto de operação é composto pelo valor médio e pelas pequenas perturbações ao redor deste ponto. Introduzem-se também perturbações na razão cíclica para a análise do modelo matemático [75]. Portanto:

$$x(t) = X_{med} + \hat{x}(t) \quad (5.13)$$

$$y(t) = Y_{med} + \hat{y}(t) \quad (5.14)$$

$$u(t) = U_{med} + \hat{u}(t) \quad (5.15)$$

$$d(t) = D_{med} + \hat{d}(t) \quad (5.16)$$

$$d'(t) = 1 - d(t) = 1 - [D_{med} + \hat{d}(t)] = D'_{med} - \hat{d}(t) \quad (5.17)$$

Substituindo-se (5.13), (5.15), (5.16) e (5.17) em (5.2), tem-se que:

$$\dot{x}(t) = [A_1 \cdot d(t) + A_2 \cdot d'(t)] \cdot x(t) + [B_1 \cdot d(t) + B_2 \cdot d'(t)] \cdot u(t) \quad (5.18)$$

$$\frac{d[X_{med} + \hat{x}(t)]}{dt} = \{A_1 \cdot [D_{med} + \hat{d}(t)] + A_2 \cdot [D'_{med} - \hat{d}(t)]\} \cdot [X_{med} + \hat{x}(t)] + \{B_1 \cdot [D_{med} + \hat{d}(t)] + B_2 \cdot [D'_{med} - \hat{d}(t)]\} \cdot [U_{med} + \hat{u}(t)] \quad (5.19)$$

Desenvolvendo-se (5.19) tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{d[X_{med} + \hat{x}(t)]}{dt} = & \{A_1 \cdot [D_{med} + \hat{d}(t)] + A_2 \cdot [D'_{med} - \hat{d}(t)]\} \cdot X_{med} + \\ & \{A_1 \cdot [D_{med} + \hat{d}(t)] + A_2 \cdot [D'_{med} - \hat{d}(t)]\} \cdot \hat{x}(t) + \\ & \{B_1 \cdot [D_{med} + \hat{d}(t)] + B_2 \cdot [D'_{med} - \hat{d}(t)]\} \cdot U_{med} + \\ & \{B_1 \cdot [D_{med} + \hat{d}(t)] + B_2 \cdot [D'_{med} - \hat{d}(t)]\} \cdot \hat{u}(t) \end{aligned} \quad (5.20)$$

$$\begin{aligned} \frac{d[X_{med} + \hat{x}(t)]}{dt} = & [A_1 \cdot D_{med} + A_2 \cdot D'_{med}] \cdot X_{med} + [A_1 \cdot \hat{d}(t) - A_2 \cdot \hat{d}(t)] \cdot X_{med} + \\ & [A_1 \cdot D_{med} + A_2 \cdot D'_{med}] \cdot \hat{x}(t) + [A_1 \cdot \hat{d}(t) - A_2 \cdot \hat{d}(t)] \cdot \hat{x}(t) + \\ & [B_1 \cdot D_{med} + B_2 \cdot D'_{med}] \cdot U_{med} + [B_1 \cdot \hat{d}(t) - B_2 \cdot \hat{d}(t)] \cdot U_{med} + \\ & [B_1 \cdot D_{med} + B_2 \cdot D'_{med}] \cdot \hat{u}(t) + [B_1 \cdot \hat{d}(t) - B_2 \cdot \hat{d}(t)] \cdot \hat{u}(t) \end{aligned} \quad (5.21)$$

Como a multiplicação de duas perturbações gera um valor muito pequeno, os 4º e 8º termos da equação (5.21) podem ser desconsiderados. Logo a equação (5.21) pode ser reescrita como:

$$\begin{aligned} \frac{d[X_{med} + \hat{x}(t)]}{dt} = & A_{med} \cdot X_{med} + A_{med} \cdot \hat{x}(t) + [A_1 - A_2] \cdot X_{med} \cdot \hat{d}(t) + \\ & B_{med} \cdot U_{med} + B_{med} \cdot \hat{u}(t) + [B_1 - B_2] \cdot U_{med} \cdot \hat{d}(t) \end{aligned} \quad (5.22)$$

Mas:

$$\frac{dX_{med}}{dt} = A_{med} \cdot X_{med} + B_{med} \cdot U_{med} \quad (5.23)$$

E:

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = \frac{d[X_{med} + \hat{x}(t)]}{dt} - \frac{dX_{med}}{dt} \quad (5.24)$$

Substituindo (5.22) e (5.23) em (5.24) e considerando as derivadas dos valores no ponto de operação (constantes) iguais a zero, determina-se (5.25).

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{x}(t)}{dt} = & A_{med} \cdot X_{med} + A_{med} \cdot \hat{x}(t) + [A_1 - A_2] \cdot X_{med} \cdot \hat{d}(t) + B_{med} \cdot U_{med} + \\ & B_{med} \cdot \hat{u}(t) + [B_1 - B_2] \cdot U_{med} \cdot \hat{d}(t) - A_{med} \cdot X_{med} - B_{med} \cdot U_{med} \end{aligned} \quad (5.25)$$

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A_{med} \cdot \hat{x}(t) + B_{med} \cdot \hat{u}(t) + [(A_1 - A_2) \cdot X_{med} + (B_1 - B_2) \cdot U_{med}] \cdot \hat{d}(t) \quad (5.26)$$

Definindo:

$$B_d = (A_1 - A_2) \cdot X_{med} + (B_1 - B_2) \cdot U_{med} \quad (5.27)$$

Logo:

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A_{med} \cdot \hat{x}(t) + B_{med} \cdot \hat{u}(t) + B_d \cdot \hat{d}(t) \quad (5.28)$$

Realizando a transformada de Laplace em (5.28), tem-se:

$$\mathcal{L}\left\{\frac{d\hat{x}(t)}{dt}\right\} = \mathcal{L}\{A_{med} \cdot \hat{x}(t) + B_{med} \cdot \hat{u}(t) + B_d \cdot \hat{d}(t)\} \quad (5.29)$$

$$s \cdot I \cdot \hat{X}(s) - \hat{x}(0) = A_{med} \cdot \hat{X}(s) + B_{med} \cdot \hat{U}(s) + B_d \cdot \hat{D}(s) \quad (5.30)$$

Em que,

I – Matriz identidade de ordem igual ao número de variáveis de estado;

Considerando que o valor inicial $\hat{x}(0)$ seja zero, tem-se que:

$$(s \cdot I - A_{med}) \cdot \hat{X}(s) = B_{med} \cdot \hat{U}(s) + B_d \cdot \hat{D}(s) \quad (5.31)$$

$$\hat{X}(s) = (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot [B_{med} \cdot \hat{U}(s) + B_d \cdot \hat{D}(s)] \quad (5.32)$$

Aplicando o princípio da superposição em (5.32), considerando $\hat{U}(s) = 0$, calculam-se as funções de transferência das variáveis de estado em relação à razão cíclica.

$$\hat{X}(s) = (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_d \cdot \hat{D}(s) \quad (5.33)$$

$$G_{xd}(s) = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{D}(s)} = (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_d \quad (5.34)$$

Aplicando o princípio da superposição em (5.32), considerando $\hat{D}(s) = 0$, calculam-se as funções de transferência das variáveis de estado em relação à matriz de entrada.

$$\hat{X}(s) = (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_{med} \cdot \hat{U}(s) \quad (5.35)$$

$$G_{xu}(s) = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{U}(s)} = (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_{med} \quad (5.36)$$

Substituindo-se (5.14), (5.15), (5.16) e (5.17) em (5.3), tem-se que:

$$y(t) = [C_1 \cdot d(t) + C_2 \cdot d'(t)] \cdot x(t) + [E_1 \cdot d(t) + E_2 \cdot d'(t)] \cdot u(t) \quad (5.37)$$

$$Y_{med} + \hat{y}(t) = \{C_1 \cdot [D_{med} + \hat{d}(t)] + C_2 \cdot [D'_{med} - \hat{d}(t)]\} \cdot [X_{med} + \hat{x}(t)] + \{E_1 \cdot [D_{med} + \hat{d}(t)] + E_2 \cdot [D'_{med} - \hat{d}(t)]\} \cdot [U_{med} + \hat{u}(t)] \quad (5.38)$$

Desenvolvendo-se (5.38) tem-se:

$$\begin{aligned} Y_{med} + \hat{y}(t) = & \{C_1 \cdot [D_{med} + \hat{d}(t)] + C_2 \cdot [D'_{med} - \hat{d}(t)]\} \cdot X_{med} + \\ & \{C_1 \cdot [D_{med} + \hat{d}(t)] + C_2 \cdot [D'_{med} - \hat{d}(t)]\} \cdot \hat{x}(t) + \\ & \{E_1 \cdot [D_{med} + \hat{d}(t)] + E_2 \cdot [D'_{med} - \hat{d}(t)]\} \cdot U_{med} + \\ & \{E_1 \cdot [D_{med} + \hat{d}(t)] + E_2 \cdot [D'_{med} - \hat{d}(t)]\} \cdot \hat{u}(t) \end{aligned} \quad (5.39)$$

$$\begin{aligned} Y_{med} + \hat{y}(t) = & [C_1 \cdot D_{med} + C_2 \cdot D'_{med}] \cdot X_{med} + [C_1 \cdot \hat{d}(t) - C_2 \cdot \hat{d}(t)] \cdot X_{med} \\ & [C_1 \cdot D_{med} + C_2 \cdot D'_{med}] \cdot \hat{x}(t) + [C_1 \cdot \hat{d}(t) - C_2 \cdot \hat{d}(t)] \cdot \hat{x}(t) \\ & [E_1 \cdot D_{med} + E_2 \cdot D'_{med}] \cdot U_{med} + [E_1 \cdot \hat{d}(t) - E_2 \cdot \hat{d}(t)] \cdot U_{med} \\ & [E_1 \cdot D_{med} + E_2 \cdot D'_{med}] \cdot \hat{u}(t) + [E_1 \cdot \hat{d}(t) - E_2 \cdot \hat{d}(t)] \cdot \hat{u}(t) \end{aligned} \quad (5.40)$$

Como a multiplicação de duas perturbações gera um valor muito pequeno, os 4º e 8º termos da equação (5.40) podem ser desconsiderados. Logo a equação (5.40) pode ser reescrita como:

$$Y_{med} + \hat{y}(t) = C_{med} \cdot X_{med} + C_{med} \cdot \hat{x}(t) + [C_1 - C_2] \cdot X_{med} \cdot \hat{d}(t) + E_{med} \cdot U_{med} + E_{med} \cdot \hat{u}(t) + [E_1 - E_2] \cdot U_{med} \cdot \hat{d}(t) \quad (5.41)$$

Mas:

$$Y_{med} = C_{med} \cdot X_{med} + E_{med} \cdot U_{med} \quad (5.42)$$

Substituindo (5.42) em (5.41), determina-se (5.43).

$$\begin{aligned} \hat{y}(t) = & C_{med} \cdot X_{med} + C_{med} \cdot \hat{x}(t) + [C_1 - C_2] \cdot X_{med} \cdot \hat{d}(t) + E_{med} \cdot U_{med} + \\ & E_{med} \cdot \hat{u}(t) + [E_1 - E_2] \cdot U_{med} \cdot \hat{d}(t) - C_{med} \cdot X_{med} - E_{med} \cdot U_{med} \end{aligned} \quad (5.43)$$

$$\hat{y}(t) = C_{med} \cdot \hat{x}(t) + E_{med} \cdot \hat{u}(t) + [(C_1 - C_2) \cdot X_{med} + (E_1 - E_2) \cdot U_{med}] \cdot \hat{d}(t) \quad (5.44)$$

Definindo:

$$E_d = (C_1 - C_2) \cdot X_{med} + (E_1 - E_2) \cdot U_{med} \quad (5.45)$$

Logo:

$$\hat{y}(t) = C_{med} \cdot \hat{x}(t) + E_{med} \cdot \hat{u}(t) + E_d \cdot \hat{d}(t) \quad (5.46)$$

Realizando a transformada de Laplace em (5.46), tem-se:

$$\mathcal{L}\{\hat{y}(t)\} = \mathcal{L}\{C_{med} \cdot \hat{x}(t) + E_{med} \cdot \hat{u}(t) + E_d \cdot \hat{d}(t)\} \quad (5.47)$$

$$\hat{Y}(s) = C_{med} \cdot \hat{X}(s) + E_{med} \cdot \hat{U}(s) + E_d \cdot \hat{D}(s) \quad (5.48)$$

Substituindo a Eq. (5.32) em (5.48), tem-se:

$$\hat{Y}(s) = C_{med} \cdot \{(s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot [B_{med} \cdot \hat{U}(s) + B_d \cdot \hat{D}(s)]\} + E_{med} \cdot \hat{U}(s) + E_d \cdot \hat{D}(s) \quad (5.49)$$

Aplicando o princípio da superposição em (5.49), considerando $\hat{U}(s) = 0$, calculam-se as funções de transferência das saídas em relação à razão cíclica.

$$\hat{Y}(s) = [C_{med} \cdot (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_d + E_d] \cdot \hat{D}(s) \quad (5.50)$$

$$G_{yd}(s) = \frac{\hat{Y}(s)}{\hat{D}(s)} = C_{med} \cdot (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_d + E_d \quad (5.51)$$

Aplicando o princípio da superposição em (5.49), considerando $\hat{D}(s) = 0$, calculam-se as funções de transferência das variáveis de estado em relação à matriz de entrada.

$$\hat{Y}(s) = [C_{med} \cdot (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_{med} + E_{med}] \cdot \hat{U}(s) \quad (5.52)$$

$$G_{yu}(s) = \frac{\hat{Y}(s)}{\hat{U}(s)} = C_{med} \cdot (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_{med} + E_{med} \quad (5.53)$$

Através das equações (5.34), (5.36), (5.51) e (5.53), pode-se determinar todas as possíveis funções de transferência dos conversores Boost e SEPIC, sendo necessário saber determinar qual função de transferência é adequada para representar o sistema definido pela estratégia de controle.

5.4 Determinação das Funções de Transferência dos Conversores Boost e SEPIC

Para que a estratégia de controle estabelecida seja executada corretamente, é necessário projetar os controladores de tensão e potência, que por sua vez, dependem da determinação das funções de transferência das plantas dos conversores Boost e SEPIC respectivamente. Para dar início à análise por espaços de estado médio e facilitar a modelagem no domínio do tempo dos conversores Boost e SEPIC, torna-se preciso determinar um circuito equivalente simplificado para cada conversor e analisá-los separadamente, uma vez que cada um desempenha uma função específica na estratégia de controle.

Para a modelagem por espaços de estado médio do conversor Boost, em comparação à estrutura original do RHT apresentado na Fig. 5.5. Considerou-se um circuito equivalente, ilustrado na Fig. 5.6, onde a ponte retificadora trifásica RT foi substituída por uma tensão retificada de seis pulsos denominada V_{Ret} e os indutores de entrada L_1 , L_2 e L_3 foram transferidos para o lado CC na forma de um indutor de indutância equivalente L_{eq} igual a duas vezes a indutância dos indutores do lado CA, uma vez que quando uma tensão de linha está atuante sobre a ponte retificadora trifásica, duas tensões de fase estão ativas, determinando um caminho de circulação da corrente pelo circuito de Ret-1 através de duas indutâncias.

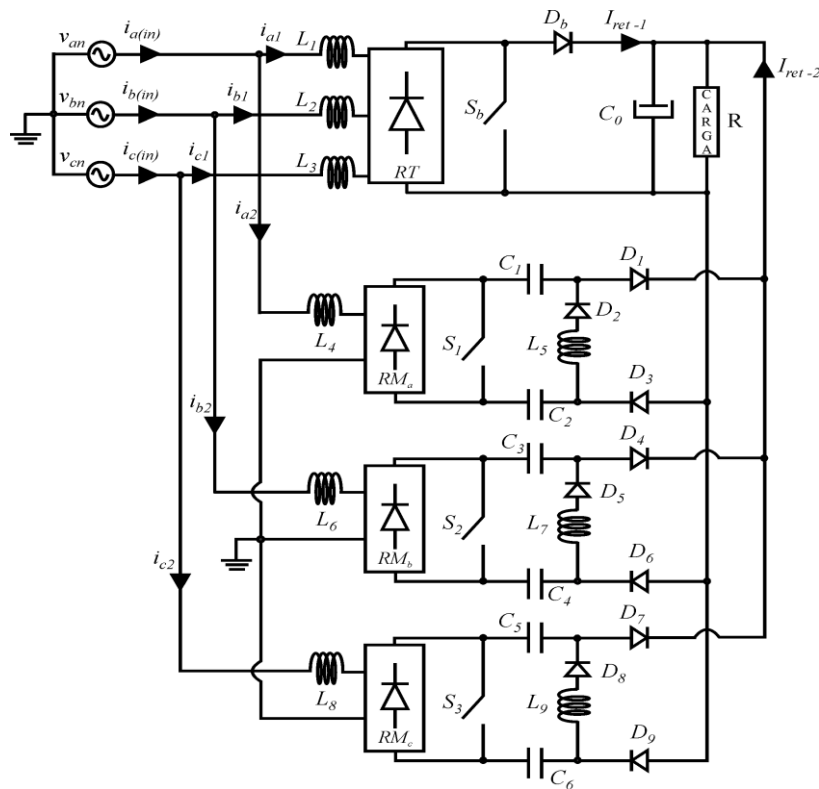


Fig. 5.5 - Estrutura topológica do RHT proposto.

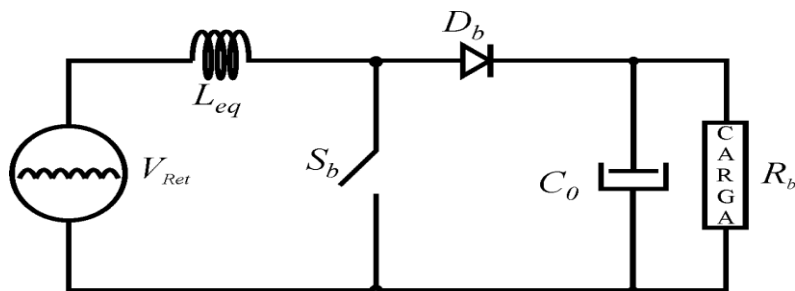


Fig. 5.6 - Circuito equivalente do conversor Boost para análise por espaços de estado médio.

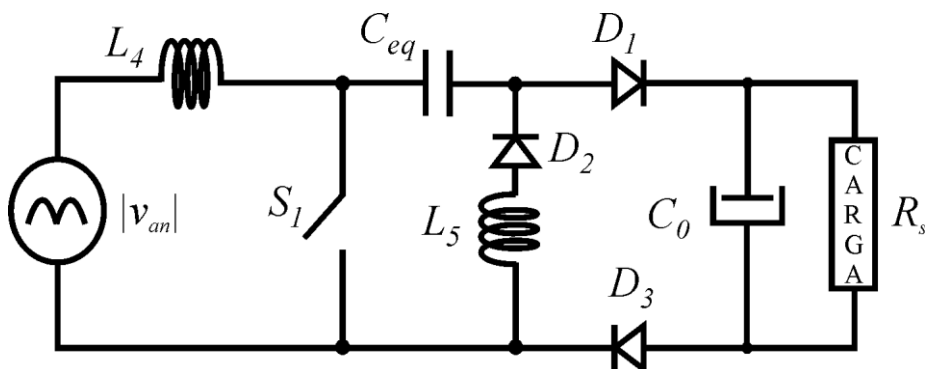


Fig. 5.7 - Circuito equivalente do conversor SEPIC para análise por espaços de estado médio.

Para a modelagem por espaços de estado médio dos conversores SEPIC, tomando como exemplo a fase A, considerou-se o circuito equivalente ilustrado na Fig. 5.7, onde a ponte retificadora monofásica RM_a foi substituída pela tensão v_{an} retificada;

o indutor de entrada L_4 foi transferido para o lado CC; e utilizou-se um capacitor de transferência de energia C_{eq} igual à série dos capacitores C_1 e C_2 .

Uma vez realizadas estas simplificações nos circuitos elétricos dos conversores Boost e SEPIC, dá-se início a análise por espaços de estado médio para a determinação de suas funções de transferência, cujas explicações são apresentadas nas subseções que se seguem.

5.4.1 Análise por Espaços de Estado Médio do Conversor Boost

Conforme mencionado anteriormente, o número de variáveis de estado para um circuito elétrico coincide com o número de elementos armazenadores de energia presentes neste circuito. Como o circuito equivalente do conversor Boost, ilustrado na Fig. 5.6, apresenta dois elementos armazenadores de energia, que são o indutor L_{eq} e o capacitor de saída C_o , haverá então duas variáveis de estado para este sistema: a corrente $i_{Leq}(t)$ que circula pelo indutor L_{eq} e a tensão $v_{Co}(t)$ sobre o capacitor C_o . Logo, as variáveis de estado para o conversor Boost podem ser definidas através da Eq. (5.54).

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{Leq}(t) \\ v_{Co}(t) \end{bmatrix} \quad (5.54)$$

O vetor de entrada é determinado pelas fontes de alimentação presentes no sistema. Logo, para o conversor Boost, o vetor de entrada é composto pela tensão $V_{Ret}(t)$.

$$u(t) = [V_{Ret}(t)] \quad (5.55)$$

Vale salientar que, o conversor Boost apresenta duas configurações de circuitos, sendo uma para a chave em condução e outra para a chave em aberto, tornando necessário estabelecer a modelagem no domínio do tempo a fim de se determinar todas as matrizes de estado para cada uma das configurações.

O circuito equivalente do conversor Boost para a chave S_b fechada é ilustrado na Fig. 5.8.

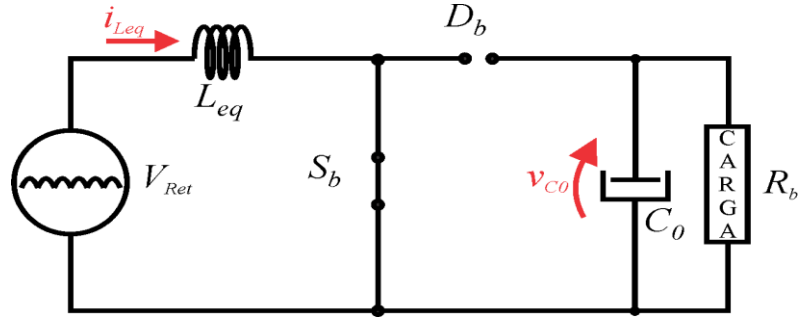


Fig. 5. 8 - Circuito equivalente do conversor Boost para a chave S_b fechada.

Pelo método de *Kirchhoff* das malhas, é possível determinar a equação da derivada da corrente no indutor L_{eq} para a condição de chave fechada:

$$\frac{di_{Leq}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{eq}} \cdot V_{Ret}(t) \quad (5.56)$$

Pelo método de *Kirchhoff* dos nós, é possível determinar a equação da derivada da tensão no capacitor C_o para a condição de chave fechada:

$$\frac{dv_{Co}(t)}{dt} = -\frac{1}{R_b \cdot C_o} \cdot v_{Co}(t) \quad (5.57)$$

Colocando as equações (5.56) e (5.57) na forma matricial de acordo com a Eq. (5.2), tem-se que:

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \frac{di_{Leq}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{Co}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_b \cdot C_o} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Leq}(t) \\ v_{Co}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{eq}} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_{Ret}(t)] \quad (5.58)$$

Logo as matrizes de sistema e de entrada do conversor Boost para a condição de chave S_b fechada são dadas por (5.59) e (5.60), respectivamente.

$$A_I = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_b \cdot C_o} \end{bmatrix} \quad (5.59)$$

$$B_l = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{eq}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.60)$$

O circuito equivalente do conversor Boost para a chave S_b aberta é ilustrado na Fig. 5.9.

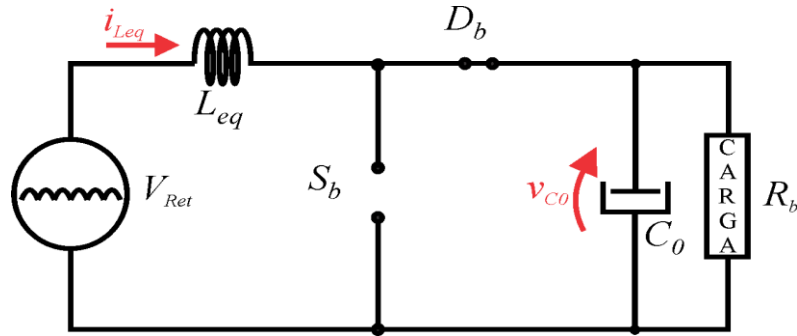


Fig. 5.9 - Circuito equivalente do conversor Boost para a chave S_b aberta.

Pelo método de *Kirchhoff* das malhas, é possível determinar a equação da derivada da corrente no indutor L_{eq} para a condição de chave aberta:

$$\frac{di_{Leq}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{eq}} \cdot v_{Co}(t) + \frac{1}{L_{eq}} \cdot V_{Ret}(t) \quad (5.61)$$

Pelo método de *Kirchhoff* dos nós, é possível determinar a equação da derivada da tensão no capacitor C_o para a condição de chave aberta:

$$\frac{dv_{Co}(t)}{dt} = \frac{1}{C_o} \cdot i_{Leq}(t) - \frac{1}{R_b \cdot C_o} \cdot v_{Co}(t) \quad (5.62)$$

Colocando as equações (5.61) e (5.62) na forma matricial de acordo com a Eq. (5.1), tem-se que:

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \frac{di_{Leq}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{Co}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{eq}} \\ \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R_b \cdot C_o} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Leq}(t) \\ v_{Co}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{eq}} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_{Ret}(t)] \quad (5.63)$$

Logo as matrizes de sistema e de entrada do conversor Boost para a condição de chave S_b aberta são dadas por (5.64) e (5.65) respectivamente.

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{eq}} \\ \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R_b \cdot C_o} \end{bmatrix} \quad (5.64)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{eq}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.65)$$

Através de (5.4) e (5.5) é possível determinar as matrizes de sistema e de entrada por valores médios, em um período de chaveamento do conversor Boost.

$$A_{med} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{D-1}{L_{eq}} \\ \frac{1-D}{C_o} & -\frac{1}{R_b \cdot C_o} \end{bmatrix} \quad (5.66)$$

$$B_{med} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{eq}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.67)$$

De posse de (5.66) e (5.67) calcula-se o valor das variáveis de estado no ponto de operação a partir da Eq. (5.10).

$$X_{med} = \begin{bmatrix} \frac{V_{Ret}}{R_b \cdot (D_{med} - 1)^2} \\ -\frac{V_{Ret}}{D_{med} - 1} \end{bmatrix} \quad (5.68)$$

Uma vez determinado X_{med} , calcula-se o valor de B_d a partir da Eq. (5.27).

$$B_d = \begin{bmatrix} -\frac{V_{Ret}}{L_{eq} \cdot (D_{med} - 1)} \\ -\frac{V_{Ret}}{R_b \cdot C_o \cdot (D_{med} - 1)^2} \end{bmatrix} \quad (5.69)$$

Através de (5.34) calculam-se as funções de transferência das variáveis de estado do conversor Boost em relação à razão cíclica.

$$G_{xd} = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{D}(s)} = \begin{bmatrix} -\frac{V_{Ret} \cdot (C_o \cdot R_b \cdot s + 2)}{(D_{med} - 1) \cdot (R_b \cdot D_{med}^2 - 2 \cdot R_b \cdot D_{med} + C_o \cdot L_{eq} \cdot R_b \cdot s^2 + L_{eq} \cdot s + R_b)} \\ \frac{V_{Ret} \cdot (R_b \cdot D_{med}^2 - 2 \cdot R_b \cdot D_{med} + R_b - L_{eq} \cdot s)}{(D_{med} - 1)^2 \cdot (R_b \cdot D_{med}^2 - 2 \cdot R_b \cdot D_{med} + C_o \cdot L_{eq} \cdot R_b \cdot s^2 + L_{eq} \cdot s + R_b)} \end{bmatrix} \quad (5.70)$$

Sendo:

$$\hat{X}(s) = \begin{bmatrix} \hat{I}_{Leq}(s) \\ \hat{V}_{Co}(s) \end{bmatrix} \quad (5.71)$$

Como o objetivo do controle do conversor Boost é estabelecer o seu chaveamento atuando diretamente sobre a razão cíclica de tal forma a garantir a compensação da queda da tensão no barramento CC devido à ocorrência de afundamentos temporários de tensão, para a análise e projeto do controlador de tensão é utilizada a função de transferência da tensão no capacitor C_o em função da razão cíclica, que é o elemento da segunda linha da matriz $G_{xd}(s)$.

$$\frac{\hat{V}_{Co}(s)}{\hat{D}(s)} = \frac{V_{Ret} \cdot (R_b \cdot D_{med}^2 - 2 \cdot R_b \cdot D_{med} + R_b - L_{eq} \cdot s)}{(D_{med} - 1)^2 \cdot (R_b \cdot D_{med}^2 - 2 \cdot R_b \cdot D_{med} + C_o \cdot L_{eq} \cdot R_b \cdot s^2 + L_{eq} \cdot s + R_b)} \quad (5.72)$$

A Tab. 5.1 apresenta os parâmetros utilizados para a determinação da função de transferência da tensão no barramento CC em função da razão cíclica, levando em consideração que o conversor Boost opera na ocorrência de um afundamento de 50% da tensão nas três fases (condição crítica).

O valor da resistência de carga equivalente a 60% da potência total de saída (R_b) pode ser determinado através de (5.73).

$$R_b = \frac{V_{Co}^2}{P_{Ret} - 1} = 83,33 \Omega \quad (5.73)$$

Tab. 5. 1 - Parâmetros de projeto para determinação da FT da planta do conversor Boost.

Parâmetros	Símbolo	Valor
Valor eficaz da tensão de alimentação para 50% de afundamento	V_{Ret}	150 V
Tensão média de saída	V_{Co}	300 V
Potência ativa média processada	P_{Ret-I}	1080 W (60% de P_o)
Indutor equivalente	L_{eq}	2 mH
Capacitor de saída	C_o	3290 μ F

O valor da razão cíclica média D_{med} é determinado a partir do ganho estático do conversor Boost. O ganho estático é determinado a partir da Eq. (5.74).

$$\frac{V_{Co}}{V_{Ret}} = \frac{I}{I - D_{med}} \quad (5.74)$$

Isolando-se D_{med} em (5.74) tem-se que:

$$D_{med} = \frac{V_{Co} - V_{Ret}}{V_{Co}} = 0,5033 \quad (5.75)$$

De posse dos valores de R_b , D_{med} e dos parâmetros da Tab. 5.1, a função de transferência da planta do conversor Boost para a aplicação estabelecida pela estratégia de controle pode ser calculada através da Eq. (5.76).

$$\frac{\hat{V}_{Co}(s)}{\hat{D}(s)} = -\frac{0.298 \cdot s - 3063}{0.0001353 \cdot s^2 + 0.0004934 \cdot s + 5.071} \quad (5.76)$$

5.4.2 Análise por Espaço de Estado Médio dos Conversores SEPIC

Para a análise por espaços de estado médio do conversor SEPIC, foi realizada a análise somente para o SEPIC da fase A, sendo que as expressões para os cálculos que se estabelecem nesta subseção são os mesmos para os conversores SEPIC das fases B e C.

Como o circuito equivalente do conversor SEPIC, ilustrado na Fig. 5.5, apresenta quatro elementos armazenadores de energia, que são os indutores L_4 e L_5 , o capacitor equivalente de armazenamento de energia C_{eq} e o capacitor de saída C_o ,

haverá então quatro variáveis de estado para este sistema: as correntes $i_{L4}(t)$ e $i_{L5}(t)$ que circulam pelos indutores L_4 e L_5 respectivamente, e as tensões $v_{Ceq}(t)$ e $v_{Co}(t)$ nos capacitores C_{eq} e C_o , respectivamente.

Logo, as variáveis de estado para o conversor SEPIC podem ser definidas através da Eq. (5.77).

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{L4}(t) \\ i_{L5}(t) \\ v_{Ceq}(t) \\ v_{Co}(t) \end{bmatrix} \quad (5.77)$$

O vetor de entrada é determinado pelas fontes de alimentação presentes no sistema. Logo, para o conversor SEPIC da fase A, o vetor de entrada é composto pela tensão F-N $v_{an}(t)$ retificada.

$$u(t) = [|v_{an}(t)|] \quad (5.78)$$

Assim como acontece com o conversor Boost, o conversor SEPIC apresenta duas configurações de circuitos, sendo uma para a chave fechada e outra para a chave aberta, tornando necessário estabelecer a modelagem no domínio do tempo a fim de se determinar todas as matrizes de estado, para cada uma das configurações.

O circuito equivalente do conversor SEPIC para a chave S_l fechada é ilustrado na Fig. 5.10.

Pelo método de Kirchhoff das malhas, é possível determinar as equações das derivadas das correntes nos indutores L_4 e L_5 para a condição de chave fechada:

$$\frac{di_{L4}(t)}{dt} = \frac{1}{L_4} \cdot |v_{an}(t)| \quad (5.79)$$

$$\frac{di_{L5}(t)}{dt} = \frac{1}{L_5} \cdot v_{Ceq}(t) \quad (5.80)$$

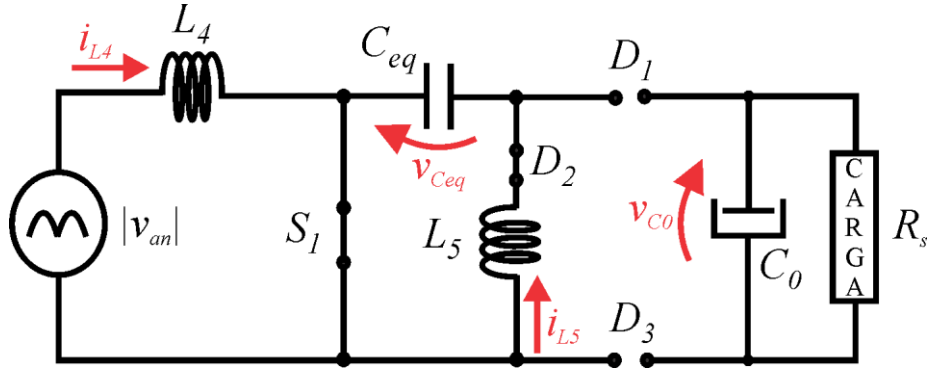


Fig. 5. 10 - Circuito equivalente do conversor SEPIC da fase A para a chave S1 fechada.

Pelo método de *Kirchhoff* dos nós, é possível determinar as equações das derivadas das tensões nos capacitores C_{eq} e C_o , para a condição de chave fechada:

$$\frac{dv_{Ceq}(t)}{dt} = -\frac{1}{C_{eq}} \cdot i_{L5}(t) \quad (5.81)$$

$$\frac{dv_{Co}(t)}{dt} = -\frac{1}{R_s \cdot C_o} \cdot v_{Co}(t) \quad (5.82)$$

Colocando as equações (5.79), (5.80), (5.81) e (5.82) na forma matricial de acordo com a Eq. (5.1), tem-se que:

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \frac{di_{L4}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L5}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{Ceq}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{Co}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_5} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R \cdot C_o} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L4}(t) \\ i_{L5}(t) \\ v_{Ceq}(t) \\ v_{Co}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_4} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [v_{an}(t)] \quad (5.83)$$

Logo as matrizes de sistema e de entrada do conversor SEPIC da fase A para a condição de chave S_1 fechada são dadas por (5.84) e (5.85), respectivamente.

$$A_I = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_5} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R \cdot C_o} \end{bmatrix} \quad (5.84)$$

$$B_I = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_4} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.85)$$

Uma vez que o controle de processamento de potência por parte dos conversores SEPIC consiste em controlar a quantidade de corrente fornecida à carga, a partir da variação das correntes nos indutores de entrada, torna-se necessário determinar a expressão da corrente de carga fornecida por cada conversor SEPIC. A expressão da corrente de carga fornecida pelo SEPIC da fase A para a condição de chave fechada pode ser expressa por (5.86).

$$i_{o(sepic)}(t) = 0 \quad (5.86)$$

Colocando a Eq. (5.86) na forma matricial de acordo com a Eq. (5.3), tem-se que:

$$y(t) = [i_{o(sepic)}(t)] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L4}(t) \\ i_{L5}(t) \\ v_{Ceq}(t) \\ v_{Co}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [v_{an}(t)] \quad (5.87)$$

Logo as matrizes de saída e de ação avanço do conversor SEPIC da fase A para a condição de chave S_I fechada são dadas por (5.88) e (5.89) respectivamente.

$$C_I = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.88)$$

$$E_I = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.89)$$

O circuito equivalente do conversor SEPIC da fase A para a chave S_1 aberta é ilustrado na Fig. 5.11.

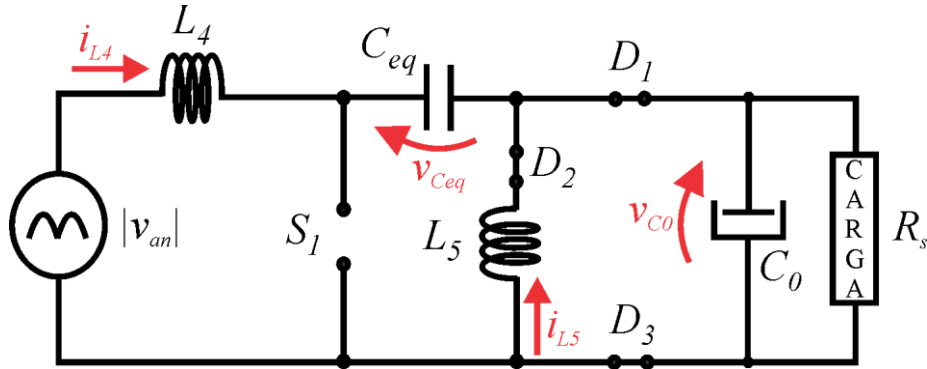


Fig. 5. 11 - Circuito equivalente do conversor SEPIC da fase A para a chave S1 aberta.

Pelo método de *Kirchhoff* das malhas, é possível determinar as equações das derivadas das correntes nos indutores L_4 e L_5 para a condição de chave aberta:

$$\frac{di_{L4}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_4} \cdot v_{Ceq}(t) - \frac{1}{L_4} \cdot v_{Co}(t) + \frac{1}{L_4} \cdot |v_{an}(t)| \quad (5.90)$$

$$\frac{di_{L5}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_5} \cdot v_{Co}(t) \quad (5.91)$$

Pelo método de *Kirchhoff* dos nós, é possível determinar as equações das derivadas das tensões nos capacitores C_{eq} e C_o para a condição de chave aberta:

$$\frac{dv_{Ceq}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{eq}} \cdot i_{L4}(t) \quad (5.92)$$

$$\frac{dv_{Co}(t)}{dt} = \frac{1}{C_o} \cdot i_{L4}(t) + \frac{1}{C_o} \cdot i_{L5}(t) - \frac{1}{R_s \cdot C_o} \cdot v_{Co}(t) \quad (5.93)$$

Colocando as equações (5.90), (5.91), (5.92) e (5.93) na forma matricial de acordo com a Eq. (5.2), tem-se que:

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \frac{di_{L4}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L5}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{Ceq}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{Co}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_4} & -\frac{1}{L_4} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_5} \\ \frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_o} & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{R \cdot C_o} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L4}(t) \\ i_{L5}(t) \\ v_{Ceq}(t) \\ v_{Co}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_4} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [v_{an}(t)] \quad (5.94)$$

Logo as matrizes de sistema e de entrada do conversor SEPIC da fase A para a condição de chave S_I aberta são dadas por (5.95) e (5.96), respectivamente.

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_4} & -\frac{1}{L_4} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_5} \\ \frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_o} & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{R \cdot C_o} \end{bmatrix} \quad (5.95)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_4} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.96)$$

Através de (5.4) e (5.5) é possível determinar as matrizes de sistema e de entrada, respectivamente, por valores médios em um período de chaveamento do conversor SEPIC.

$$A_{med} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D_{med}-1}{L_4} & \frac{D_{med}-1}{L_4} \\ 0 & 0 & \frac{D_{med}}{L_5} & \frac{D_{med}-1}{L_5} \\ -\frac{D_{med}-1}{C_{eq}} & -\frac{D_{med}}{C_{eq}} & 0 & 0 \\ -\frac{D_{med}-1}{C_o} & -\frac{D_{med}-1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{R_s \cdot C_o} \end{bmatrix} \quad (5.97)$$

$$B_{med} = \begin{bmatrix} \frac{I}{L_4} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.98)$$

De posse de (5.97) e (5.98) calcula-se o valor das variáveis de estado no ponto de operação a partir da Eq. (5.10).

$$X_{med} = \begin{bmatrix} \frac{D_{med}^2 \cdot |V_{an}|}{R_s \cdot (D_{med} - I)^2} \\ -\frac{D_{med} \cdot |V_{an}|}{R_s \cdot (D_{med} - I)} \\ |V_{an}| \\ -\frac{D_{med} \cdot |V_{an}|}{D_{med} - I} \end{bmatrix} \quad (5.99)$$

Uma vez determinado X_{med} , calcula-se o valor de B_d a partir de (5.27).

$$B_d = \begin{bmatrix} -\frac{|V_{an}|}{L_4 \cdot (D_{med} - I)} \\ -\frac{|V_{an}|}{L_5 \cdot (D_{med} - I)} \\ \frac{D_{med} \cdot |V_{an}|}{C_{eq} \cdot R_s \cdot (D_{med} - I)^2} \\ -\frac{D_{med} \cdot |V_{an}|}{C_o \cdot R_s \cdot (D_{med} - I)^2} \end{bmatrix} \quad (5.100)$$

Através de (5.36) calculam-se as funções de transferência das variáveis de estado do conversor SEPIC da fase A em relação ao vetor de entrada.

Logo as funções de transferência das correntes nos indutores L_4 e L_5 em função da tensão F-N v_{an} retificada são iguais aos elementos da primeira e da segunda linhas da matriz $G_{xu}(s)$, respectivamente.

$$G_{xu}(s) = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{U}(s)} = \left[\begin{array}{c} \frac{D_{med}^2 + s \cdot (C_{eq} \cdot R_s + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot R_s + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot R_s - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot R_s) + C_{eq} \cdot L_5 \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^3}{\left(\begin{array}{l} R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + L_5 \cdot s + D_{med}^2 \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot s - 2 \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 + \\ C_o \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^4 \end{array} \right)} \\ \\ \frac{(D_{med} - 1) \cdot (D_{med} - C_{eq} \cdot R_s \cdot s + C_o \cdot D_{med} \cdot R_s \cdot s + C_{eq} \cdot D_{med} \cdot R_s \cdot s)}{\left(\begin{array}{l} R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + L_5 \cdot s + D_{med}^2 \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot s - 2 \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 + \\ C_o \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^4 \end{array} \right)} \\ \\ \frac{R_s + s \cdot (L_5 - D_{med} \cdot L_5) + s^2 \cdot (C_o \cdot L_5 \cdot R_s - C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s) - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot R_s}{\left(\begin{array}{l} R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + L_5 \cdot s + D_{med}^2 \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot s - 2 \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 + \\ C_o \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^4 \end{array} \right)} \\ \\ \frac{s^2 \cdot (C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s - C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s) - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s - D_{med}^2 \cdot R_s}{\left(\begin{array}{l} R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + L_5 \cdot s + D_{med}^2 \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot s - 2 \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 + \\ C_o \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^4 \end{array} \right)} \end{array} \right] \quad (5.101)$$

Por conseguinte, as funções de transferência das tensões nos capacitores C_{eq} e C_o em função da tensão F-N v_{an} retificada são iguais aos elementos da terceira e da quarta linhas da matriz $G_{xu}(s)$, respectivamente. Portanto:

$$\frac{\hat{I}_{L4}(s)}{\hat{U}(s)} = - \frac{D_{med}^2 + s \cdot (C_{eq} \cdot R_s + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot R_s + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot R_s - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot R_s) + C_{eq} \cdot L_5 \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^3}{\left(\begin{array}{l} R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + L_5 \cdot s + D_{med}^2 \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot s - 2 \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 + \\ C_o \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^4 \end{array} \right)} \quad (5.102)$$

$$\frac{\hat{I}_{L5}(s)}{\hat{U}(s)} = \frac{(D_{med} - 1) \cdot (D_{med} - C_{eq} \cdot R_s \cdot s + C_o \cdot D_{med} \cdot R_s \cdot s + C_{eq} \cdot D_{med} \cdot R_s \cdot s)}{\left(R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + L_5 \cdot s + D_{med}^2 \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot s - 2 \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 + \right. \\ \left. C_o \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + \right. \\ \left. C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \right. \\ \left. 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^4 \right) \quad (5.103)$$

$$\frac{\hat{V}_{Ceq}(s)}{\hat{U}(s)} = \frac{R_s + s \cdot (L_5 - D_{med} \cdot L_5) + s^2 \cdot (C_o \cdot L_5 \cdot R_s - C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s) - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot R_s}{\left(R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + L_5 \cdot s + D_{med}^2 \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot s - 2 \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 + \right. \\ \left. C_o \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + \right. \\ \left. C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \right. \\ \left. 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^4 \right) \quad (5.104)$$

$$\frac{\hat{V}_{Co}(s)}{\hat{U}(s)} = \frac{s^2 \cdot (C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s - C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s) - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s - D_{med}^2 \cdot R_s}{\left(R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + L_5 \cdot s + D_{med}^2 \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot s - 2 \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 + \right. \\ \left. C_o \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + \right. \\ \left. C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \right. \\ \left. 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^4 \right) \quad (5.105)$$

Sendo:

$$\hat{U}(s) = [\hat{V}_{an}(s)] \quad (5.106)$$

Dividindo (5.105) por (5.102) calcula-se as funções de transferência da tensão de saída do conversor SEPIC da fase A em relação à corrente imposta no indutor de entrada, mostrada em 5.107.

$$G_{vi} = \frac{G_{xu}(s)_{31}}{G_{xu}(s)_{11}} = \frac{\hat{V}_{Co}(s)}{\hat{I}_{L4}(s)} = \frac{s^2 \cdot (C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s - C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s) - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s - D_{med}^2 \cdot R_s}{D_{med}^2 + s \cdot (C_{eq} \cdot R_s + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot R_s + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot R_s - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot R_s) + C_{eq} \cdot L_5 \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^3} \quad (5.107)$$

A Tab. 5.2 apresenta os parâmetros utilizados para a determinação da função de transferência da tensão de saída do conversor SEPIC (V_{Co}) em função da corrente no indutor de entrada L_4 , levando em consideração que os conversores SEPIC operam tanto para condição normal de suprimento da rede CA como na ocorrência de um afundamento de 50% da tensão nas três fases (condição crítica).

O valor da resistência de carga equivalente a 33,33% da potência total processada por Ret-2 (R_s) pode ser determinado através de (5.108).

$$R_s = \frac{V_{Co}^2}{P_s} = 375 \Omega \quad (5.108)$$

O valor da razão cíclica média D_{med} é determinado a partir do ganho estático do conversor SEPIC. O ganho estático é determinado a partir da Eq. (5.109).

$$\frac{V_{Co}}{|V_{an}|} = \frac{D_{med}}{1 - D_{med}} \quad (5.109)$$

Isolando-se D_{med} em (5.109) tem-se que:

$$D_{med} = \frac{V_{Co}}{V_{Co} + |V_{an}|} \quad (5.110)$$

Tab. 5. 2 - Parâmetros de projeto para determinação da FT da planta do conversor SEPIC.

Parâmetros	Símbolo	Valor
Valor eficaz da tensão F-N V_{an} retificada para 50% de afundamento	$ V_{an_avg_sag} $	57.294
Tensão média de saída	V_{Co}	300 V
Potência ativa média processada pelos conversores SEPIC	P_{Ret-2}	720 W (40% de P_o)
Potência ativa média processada por cada conversor SEPIC	P_s	240 W (33,33% de P_{Ret-2})
Indutor de entrada	L_4	1mH
Indutor de transferência de energia	L_5	500 μ H
Capacitor equivalente de transferência de energia	C_{eq}	11 μ F
Capacitor de saída	C_o	3290 μ F

Para condição normal suprimento da rede elétrica, a razão cíclica média pode ser determinada através de (5.111) e para condição de afundamento temporário de tensão a razão cíclica média pode ser calculada através de (5.112).

$$D_{med(normal)} = \frac{V_{Co}}{V_{Co} + |V_{an(normal)}|} = 0,625 \quad (5.111)$$

$$D_{med(sag)} = \frac{V_{Co}}{V_{Co} + |V_{an(sag)}|} = 0,769 \quad (5.112)$$

De posse dos valores de R_s , $D_{med(normal)}$, $D_{med(sag)}$ e dos parâmetros da Tab. 5.2, as função de transferência da planta do conversor SEPIC para condição normal de operação e para condição de afundamento de tensão podem ser calculadas através da Eq. (5.107).

$$\frac{\hat{V}_{Co}(s)}{\hat{I}_{L4}(s)}^{(normal)} = -\frac{7,734 \cdot s^2 + 87,89}{6,188e - 9 \cdot s^3 + 5,5e - 9 \cdot s^2 + 0,44 \cdot s + 0,3906} \quad (5.113)$$

$$\frac{\hat{V}_{Co}(s)}{\hat{I}_{L4}(s)}^{(sag)} = -\frac{4,76e - 7 \cdot s^2 + 66,57}{6,188e - 9 \cdot s^3 + 5,5e - 9 \cdot s^2 + 0,6659 \cdot s + 0,5917} \quad (5.114)$$

5.5 Projeto dos Controladores

O controlador é capaz de alterar o comportamento da planta em malha aberta com a finalidade de melhorar o desempenho do sistema em relação a alguma variação que possa acarretar em uma mudança na variável de interesse. Nos conversores estáticos, o controlador deve fazer o sistema trabalhar em uma margem de fase positiva, ou seja, garantir que o sistema seja estável e também fazer com que a variável de saída (tensão) se mantenha mesmo com presença de distúrbios.

Visando atender os requisitos necessários para obtenção da estabilidade do sistema e garantir a divisão do processamento de potência, o projeto dos controladores foi realizado conforme apresentado em [27], em que, determinou-se a função de transferência contínua do compensador de primeira ordem utilizado para controle dos conversores SEPIC.

$$\frac{Ks(s)}{E(s)} = 0,004 \cdot \frac{0,01 \cdot s + 1}{0,01 \cdot s} = 0,004 \cdot \frac{s + 100}{s} \quad (5.115)$$

De posse de (5.115), utilizou-se então o método de Tustin para determinação da função de transferência discreta do compensador. Seguindo o teorema de Niquist que estabelece que a frequência de amostragem seja pelo menos duas vezes maior que o valor da frequência de chaveamento, adotou-se uma frequência de amostragem de 100

kHz e assim, obteve-se a função de transferência discreta do compensador do conversor SEPIC dada por (5.116).

$$\frac{Ks(z)}{E(z)} = \frac{0,00402 \cdot z - 0,003998}{z - 1} \quad (5.116)$$

A equação das diferenças deste compensador para a implementação digital no código de controle é determinada por (5.117).

$$Ks[k] = Ks[k-1] + 0,00402 \cdot E[k] - 0,003998 \cdot E[k-1] \quad (5.117)$$

Em que:

Ks – Constante fornecida pelo compensador PI dos conversores SEPIC;

E – Diferença entre as tensões de referência e de saída;

k – Amostra atual;

$k-1$ – Amostra anterior.

A constante Ks do compensador PI do conversor SEPIC é multiplicada pela referência senoidal criada digitalmente a fim de garantir que as amplitudes das referências senoidais de corrente aumentem durante o afundamento, determinando, portanto, a compensação da tensão de saída por imposição de corrente no indutor de entrada. Dessa forma, garante-se que a contribuição de potência processada pelo grupo retificador Ret-2 seja mantida conforme desejado.

A função de transferência contínua do compensador PI de primeira ordem utilizado para controle do conversor Boost é dado por (5.118) e foi projetado seguindo os mesmos critérios estabilidade utilizados no projeto do compensador PI dos conversores SEPIC.

$$\frac{Kb(s)}{E(s)} = 20 \cdot \frac{0,01 \cdot s + 1}{0,01 \cdot s} = 20 \cdot \frac{s + 100}{s} \quad (5.118)$$

Analogamente, utilizando o método de Tustin para uma frequência de amostragem de 100 kHz, obtém-se o compensador discreto dado por (5.123).

$$\frac{Kb(z)}{E(z)} = \frac{20,01 \cdot z - 19,99}{z - 1} \quad (5.119)$$

A equação das diferenças deste compensador para a implementação digital no código de controle é então determinada por (5.120).

$$Kb[k] = Kb[k - 1] + 20,01 \cdot E[k] - 19,99 \cdot E[k - 1] \quad (5.120)$$

Em que:

kb – Constante fornecida pelo compensador PI do conversor Boost.

5.6 Principais Resultados Experimentais

Para corroborar com a teoria exposta, são apresentados os principais resultados experimentais para os afundamentos dos tipos A, B e E, os quais foram possíveis de serem reproduzidos nas dependências do NUPEP. Ressalta-se que para os trabalhos de tese a serem desenvolvidos no futuro próximo, serão possíveis realizar os testes para todos os sete afundamentos listados na literatura técnica, visto que será adquirido um equipamento capaz de produzir afundamentos nas tensões de fase com alteração do ângulo de fase.

A estratégia de controle apresentada no capítulo 4 foi implementada em laboratório utilizando o *DSP TMS320F28335*.

5.6.1 Protótipo Desenvolvido

Para validar as proposições dessa tese, foi desenvolvido um protótipo com capacidade de processar até 5 kW quando operando sob condições normais de suprimento de tensão CA e nas condições de afundamento de tensão a estrutura é capaz de processar até 1,8 kW em função do projeto estabelecido para o conversor Boost. A Fig. 5.12 apresenta a topologia do arranjo experimental implementado.

Inicialmente desenvolveu-se um estudo de planejamento e projeto para a estrutura através do *software SolidWorks®* em que foi possível estabelecer a alocação dos dispositivos integrantes do RHT, tais como, conversores SEPICs, Retificador de seis pulsos, elementos indutivos, dissipadores, contadores, dispositivos de proteção, etc. Desta forma, o projeto previsto estabelece a construção de um protótipo em seis níveis a

ser montado em um rack com dimensões de 50 cm de comprimento, 35 cm de largura e 95 cm de altura, como ilustrado na Fig. 5.13.

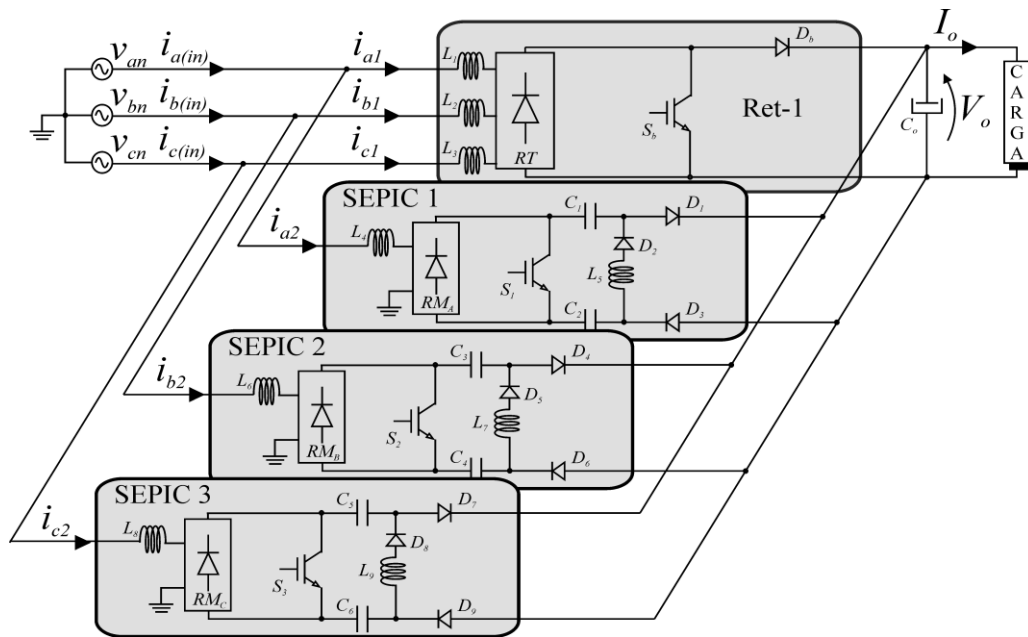


Fig. 5.12 - Arranjo topológico do circuito de potência do RHT.

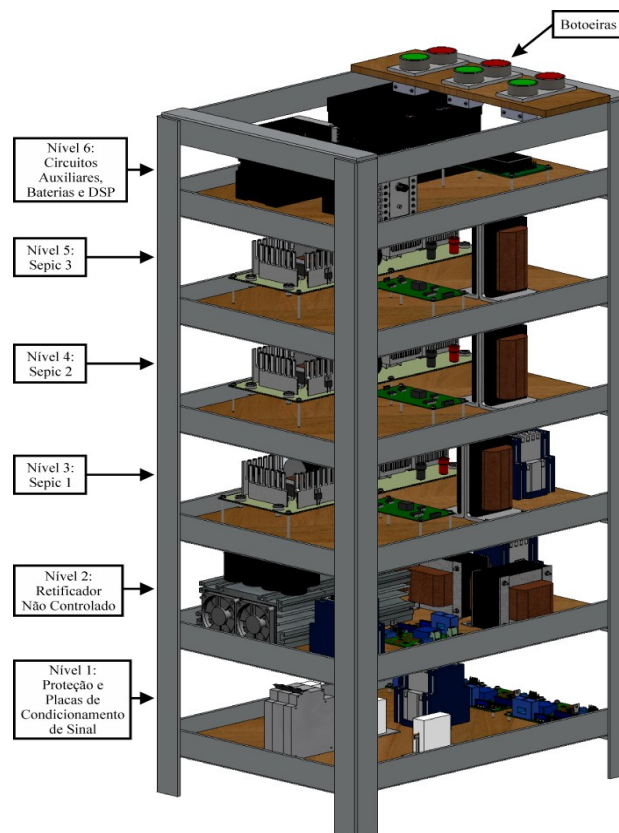


Fig. 5.13 - Planejamento do protótipo do retificador híbrido trifásico implementado em laboratório.

A Fig. 5.14 ilustra o módulo que está alocado no primeiro nível do retificador híbrido trifásico, composto pelos dispositivos:

- **Disjuntor tripolar** - realiza a função de proteção da estrutura contra curto-circuito.
- **Fusíveis** – os fusíveis de ação rápida foram previstos para a proteção da ponte retificadora.
- **Contator 1** – Contator de acionamento geral da estrutura.
- **Sensores** - Placas para a aquisição e condicionamento dos sinais das correntes de linha de entrada e das tensões F-N v_{an} , v_{bn} , e v_{cn} , que serão enviados para o conversor Analógico-Digital do DSP.

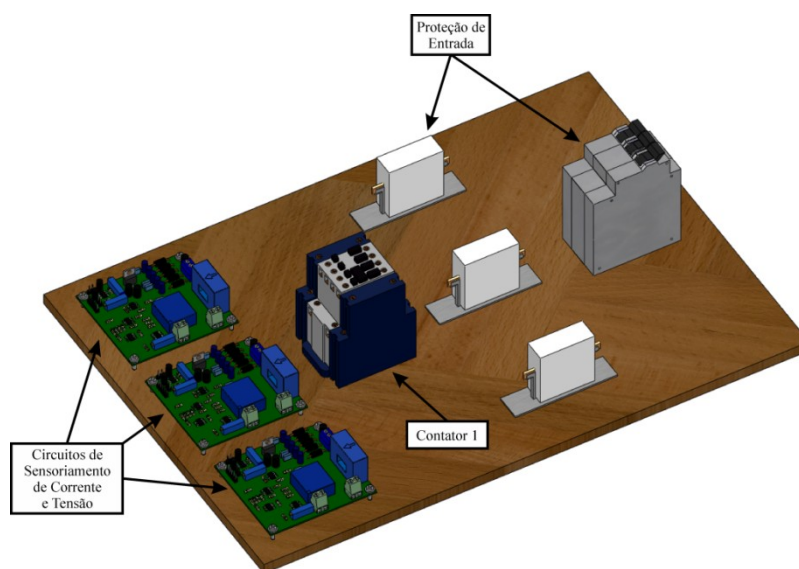


Fig. 5. 14 -1º Nível: Alimentação trifásica, proteção e sensoriamentos de tensão e corrente.

A Fig. 5.15 ilustra o módulo alocado no segundo nível do retificador híbrido trifásico. Neste, está instalado o grupo retificador Ret-1 e acessórios para o acionamento do mesmo tais como:

- **Contator 2**- Tem a função em conjunto com o contator 1 de realizar a pré-carga do capacitor de saída, protegendo a ponte retificadora trifásica contra correntes elevadas no momento da partida da estrutura.
- **Indutores de entrada**– Realizam duas funções: a primeira como filtros de entrada para o grupo retificador Ret-1, quando em operação sob condições normais de fornecimento de tensão CA e a segunda

como indutores Boost durante a **condição de afundamento de tensão**.

- **Ponte retificadora Trifásica** – Fornece uma tensão CC retificada a ser filtrada pelo capacitor de saída viabilizando um barramento CC com baixo *ripple* a ser empregada como estágio de entrada para o circuito inversor.
- **Chave Boost e diodo Boost integrados** – A chave e o diodo que compõem o conversor Boost, são integrados em um módulo conforme ilustra a Fig. 5.13. O conversor Boost possui a função de manter a tensão no barramento CC constante diante da ocorrência de afundamentos de tensão.
- **Capacitores de saída** – Constitui um banco de capacitores que tem função de filtrar a tensão fornecida pela ponte retificadora trifásica, viabilizando um barramento CC com baixo *ripple* a ser empregado como estágio de entrada para o circuito inversor.
- **Contator 3** – Utilizado para conectar a carga ao barramento CC após a pré-carga dos capacitores de saída.
- **Sensor** – Placa de aquisição e condicionamento dos sinais da corrente de carga e da tensão no barramento CC a serem enviados para o conversor Analógico-Digital do DSP.

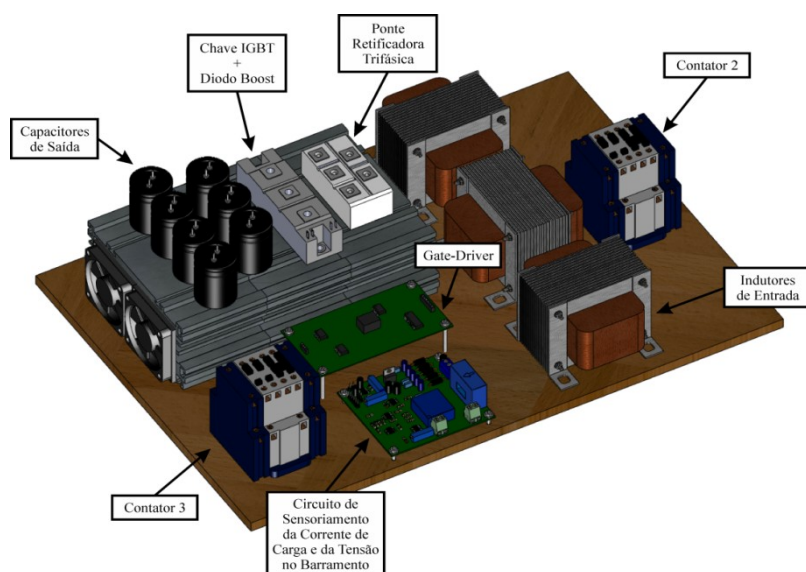


Fig. 5. 15 -2º Nível: Retificador trifásico não controlado de seis pulsos com conversor Boost.

A Fig. 5.16 ilustra o módulo do conversor SEPIC com seus respectivos componentes. Os três conversores SEPICs são montados em módulos separados, um para cada nível que em conjunto que constituem o grupo Ret-2 e estão alocados no terceiro, quarto e quinto nível respectivamente. Todos os três módulos são idênticos em sua composição, com exceção que no módulo que está posicionado no nível 4, apresenta o contator 4, responsável por promover a conexão ou isolamento do grupo Ret-2 para o caso que se deseje realizar testes somente no grupo retificador Ret-1. Em cada módulo é possível observar o posicionamento dos elementos constituintes, tais como:

- **Dissipador e ponte retificadora monofásica**
- **Chave IGBT** - Montada em dissipador com ventilação forçada,
- **Indutores de entrada e saída do conversor SEPIC**
- **Diodos**
- **Capacitores**
- **Gate driver** – Responsável por tratar os pulsos oriundos do DSP e aplicá-lo as devidas proteções ao terminal de gatilho do IGBT.

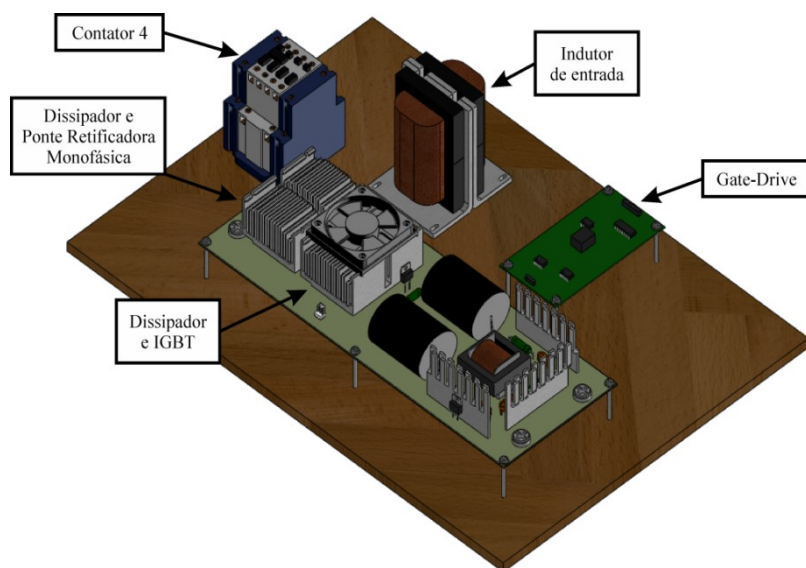


Fig. 5. 16 -3º, 4º e 5º Níveis: Conversor SEPIC e Gate-Driver para acionamento da chave-IGBT.

A Fig. 5.17 ilustra o módulo alocado no sexto nível e constituído por:

- **DSP** – Processador digital de sinais TMS28335 que viabiliza o controle de toda a estrutura

- **Duas baterias** – Ligadas em série que possuem a função de alimentar as bobinas dos contatores e o conversor CC-CC.
- **Conversor CC-CC** – Tem a função de converter os 24 V provenientes das duas baterias em ± 15 V e ± 5 V para alimentação dos circuitos de sensoriamento, dos gate-drivers e do DSP.
- **Carregador de bateria** – Tem a função de manter as baterias sempre carregadas para prover energia para o acionamento dos contatores demais dispositivos eletrônicos.

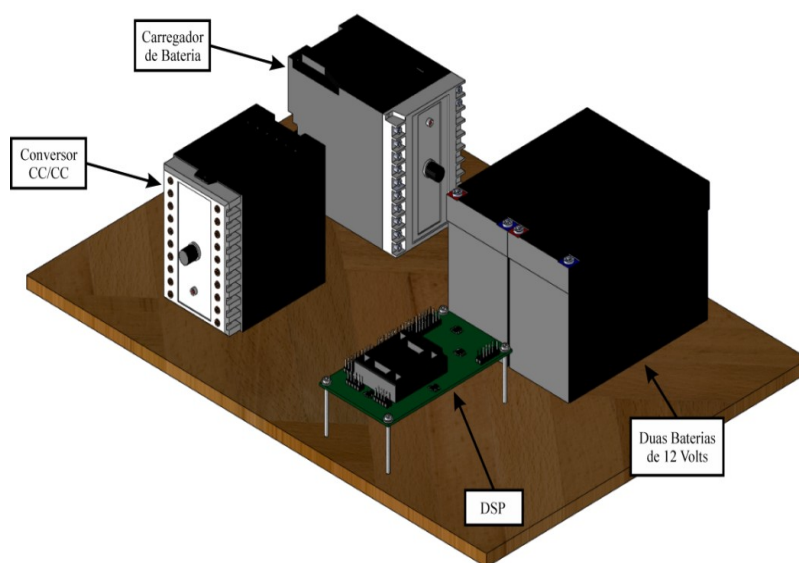
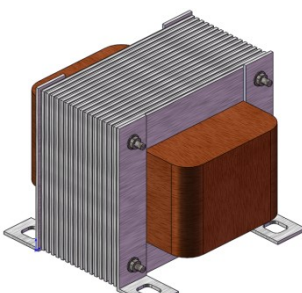


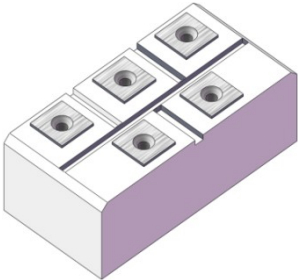
Fig. 5. 17 - 6º Nível: DSP, conversor CC/CC e carregador de baterias para alimentação de duas baterias de 12 V.

Conforme [31] foi possível determinar todos os componentes utilizados na estrutura do retificador trifásico híbrido, apresentados nas tabelas (Tab. 5.3 a 5.12) a seguir.

Tab. 5. 3 - Indutores L1, L2 e L3.

	Indutância	1 mH
	Corrente de Pico Máxima	14,7 A
	Corrente Eficaz Máxima	12,57 A
	Número de Espiras	64
	Bitola do Fio	AWG 13
	Número de Condutores em Paralelo	2
	Núcleo	Chapa de Aço Silício

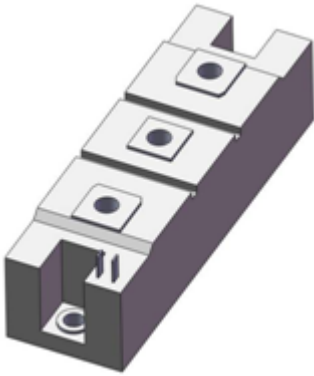
Tab. 5. 4 - Ponte retificadora trifásica: SKD 62/12 da SEMIKRON®.

	Corrente Máxima a 85° C	86 A
	Corrente de Pico	500 A
	Máxima Tensão de Pico Reverso	1200 V
	Máxima Queda de Tensão Direta	1.8 V

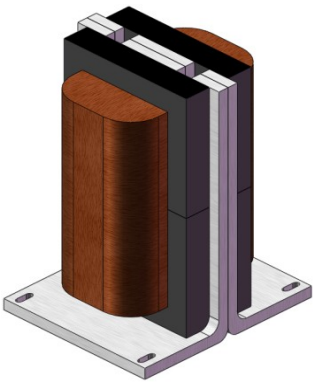
Tab. 5. 5 - Capacitor de saída Co.

	Quantidade de Capacitores em Paralelo	7
	Capacitância Unitária	470 μ F
	Capacitância Total	3290 μ F
	Tensão de Pico Máxima	400 V
	Tensão Média Máxima	500 V

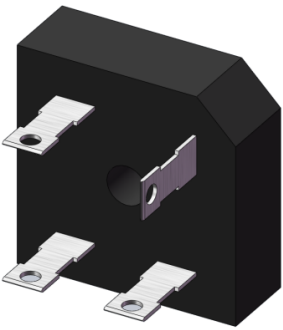
Tab. 5. 6 - IGBT: Módulo SKM75GB123D

	IGBT	
	Tensão coletor-emissor	1200 V
	Corrente de coletor a 85° C	75 A
	Pico de corrente no coletor	150 A
	Tensão entre gate e emissor	± 20 V
	Tensão coletor-emissor	1200 V
	Diodo Inverso	
	Máxima corrente direta a 80 °C	50 A
	Máximo pico de corrente	150 A
	Diodo de Roda Livre	
	Máxima corrente direta a 80 °C	65 A
	Máximo pico de corrente	200 A

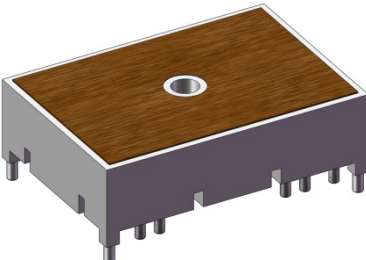
Tab. 5. 7 - Indutores L_4 , L_6 e L_8 .

	Indutância	1 mH
	Corrente de Pico Máxima	13,25 A
	Corrente Eficaz Máxima	8,82 A
	Número de Espiras	56
	Bitola do Fio	AWG 14
	Número de Condutores em Paralelo	2
	Núcleo	Ferrite EE-65/33/36

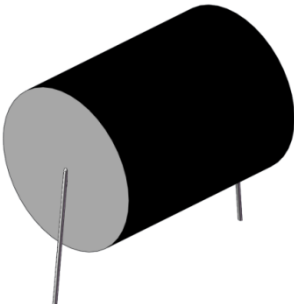
Tab. 5. 8 - Ponte retificadora monofásica: TB358 da TAITRON®.

	Máxima Tensão de Pico Reverso	800 V
	Máxima Tensão RMS	560 V
	Máxima Corrente Média a 50°C	35 A
	Pico de Corrente	400 A
	Capacitância da Junção	300 pF

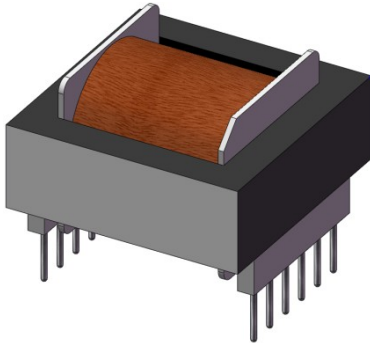
Tab. 5. 9 - Chaves S_1 , S_2 e S_3 : IGBT SK60GAR125 da SEMITOP® 2.

	Tensão entre Coletor e Emissor	1200 V
	Corrente do Coletor a 25 °C	51 A
	Corrente do Coletor a 80 °C	35 A
	Pico de Corrente no Coletor	100 A
	Tensão entre Gate e Source	±20V

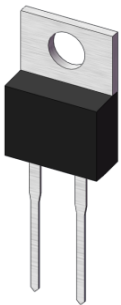
Tab. 5. 10 - Capacitores C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , C_5 , C_6 , C_7 , C_8 e C_9 .

	Capacitância	22 μ F
	Tensão de Pico Máxima	800 V
	Tensão Média Máxima	500 V
	Corrente Máxima	30 A
	Corrente de Pico Máxima	100 A

Tab. 5. 11 - Indutores L_5 , L_7 e L_9 .

	Indutância	500 μ H
	Corrente de Pico Máxima	20,5 A
	Corrente Eficaz Máxima	5,2 A
	Número de Espiras	96
	Bitola do Fio	AWG 17
	Número de Condutores em Paralelo	2
	Núcleo	Ferrite EE-55/28/21

Tab. 5. 12 - Diodos D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , D_5 , D_6 , D_7 , D_8 e D_9 : APT15D100K da ADVANCED POWER TECHNOLOGY®.

	Máxima Tensão Reversa	1000 V
	Máxima Queda de Tensão Direta	2.3 V
	Máxima Corrente Média	15 A
	Máxima Corrente RMS	31 A
	Capacitância da Junção	17 pF

A seguir serão apresentados os dispositivos utilizados para aquisição e condicionamento dos sinais a serem enviados ao DSP F28335.

Para que se realize a estratégia de controle digital é necessário inicialmente fazer a aquisição de todos os sinais envolvidos no controle proposto. A Tab. 5.13 ilustra as características do módulo de aquisição e condicionamento de sinais de corrente e de tensão. O Módulo tem por função a leitura e tratamento de sinais de tensão e corrente para que estes possam ser interpretados pelo DSP.

As placas utilizadas possuem um sensor de tensão e um sensor de corrente, ambos de efeito Hall. Os sinais de saída da placa saturam-se em 3.3 V e possuem um nível DC de 1,5 V. A compensação do nível DC de 1,5 V inserido pelas placas de aquisição é realizada digitalmente, diminuindo das variáveis que recebem os sinais aquisicionados o valor digital correspondente a 1,5 V analógico.

Tab. 5. 13 - Módulo para aquisição e condicionamento de sinais de corrente e de tensão.

	Máxima alimentação +15 (relação ao <i>gnd</i>)	14.8 V
	Máxima alimentação -15 (relação ao <i>gnd</i>)	-14.8 V
	Mínima alimentação +15 (relação ao <i>gnd</i>)	15.2 V
	Mínima alimentação -15 (relação ao <i>gnd</i>)	-15.2 V
	Máxima corrente eficaz nominal de medição	50 A
	Faixa de medição de corrente	-70 A a +70 A
	Máxima tensão eficaz nominal de medição	500 V
	Faixa de medição de tensão	-500 V a +500 V

No DSP F28335 o nível alto nos pinos GPIO representa um sinal de 3.3 V de amplitude. A placa de conversão condiciona os sinais oriundos dos pinos de saída do DSP de 3,3V para 15 V permitindo a geração dos pulsos de ataque dos Gates das chaves dos conversores SEPIC e Boost. A Fig. 5.18 ilustra a placa de conversão de sinais de 3,3 V para 15 V.



Fig. 5. 18 - Placa de conversão de 3,3 V para 15 V.

Uma vez que os sinais de pulsos foram condicionados pela placa de conversão, os mesmos são enviados para o *gate-driver* SKHI 10/12 da *Semikron*[®], que por sua vez realiza a adequação dos sinais de entrada com amplitude de 0 a 15 V para os sinais de ataque de *gate* com amplitude entre -8 e 15 V. Dentre outras funções do *gate-driver*, destacam-se as proteções contra sobrechavamento e curto circuito através do monitoramento do coletor e emissor do interruptor. A tab. 5.14 apresenta as principais características do *gate-driver* utilizado no protótipo.

Tab. 5. 14 - *Gate-Driver SKHI 10/12 da SEMIKRON®.*

	Mínima tensão de alimentação	14.4 V
	Máxima tensão de alimentação	15.6 V
	Máxima corrente de alimentação	0.3 A
	Tensão de <i>gate</i> fornecida para acionamento da chave	+ 15 V
	Tensão de <i>gate</i> fornecida para desligamento da chave	- 8 V
	Resistência de entrada	10 kΩ
	Tensão de referência para monitoramento da tensão entre coletor e emissor da chave	5.2 V

Com exceção do acionamento dos contatores para realizar a pré-carga do banco de capacitores do barramento CC e para a simulação dos afundamentos de tensão, todo o controle a ser executado é digital e realizado pelo DSP *TMS320F28335®* da *TEXAS INSTRUMENTS®*. A Tab. 5.15 ilustra o DSP utilizado destacando as suas principais características técnicas.

Tab. 5. 15 - DSP *TMS320F28335®* da *TEXAS INSTRUMENTS®*.

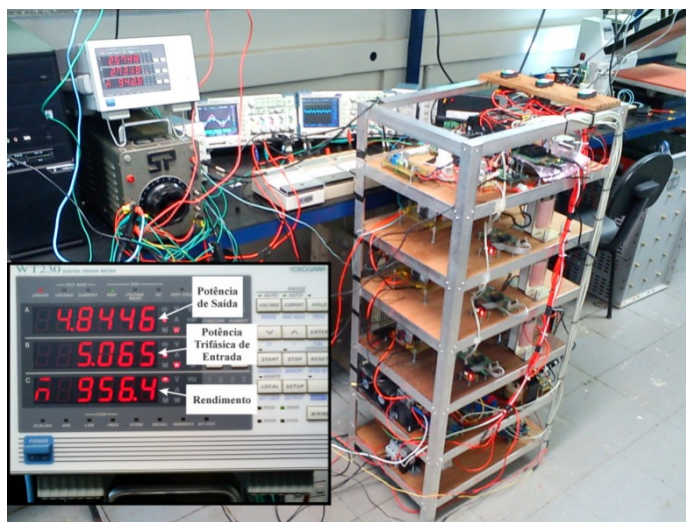
	Arquitetura de ponto flutuante de 32 bits
	Conversor analógico/digital (A/D) ultra-rápido, na faixa de 80 ns
	512 KB de memória flash
	68 KB de memória RAM
	Frequência de <i>clock</i> de 150 MHz
	176 pinos conectores para possível comunicação com outros dispositivos

Uma vez que o estudo prévio permitiu estabelecer a melhor disposição dos componentes da estrutura do retificador híbrido proposto, um protótipo para uma potência de saída de 5 kW foi construído em laboratório. Para os estudos desta tese, visando uma adequação com a inserção do interruptor e do diodo Boost, a potência de operação foi limitada para no máximo 2 kW. Desta forma, garante-se que os dispositivos utilizados no projeto original não sofram stresses de tensão e corrente durante a operação sob afundamentos de tensão.

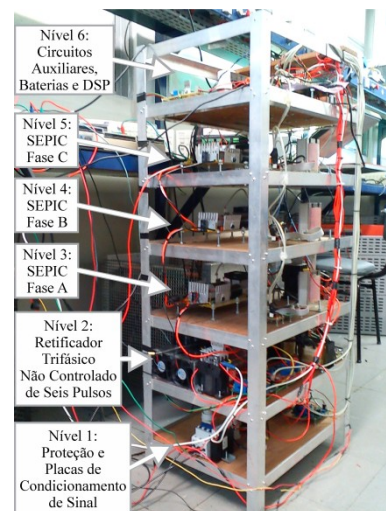
A Fig. 5.19 ilustra o protótipo do RHT desenvolvido em conformidade com projeto realizado em CAD e a Tab. 5.16 mostra o resumo dos componentes utilizados na estrutura proposta.

Tab. 5. 16 - Resumo dos parâmetros do protótipo do retificador híbrido trifásico implementado.

Componentes	Ret-1 (Retificador de 6 pulsos + conversor Boost)	Ret-2
Ponte Retificadora	$RT: SKD 62/12$	$RM_A, RM_B \text{ e } RM_C: TB358$
Indutor	$L_1, L_2 \text{ e } L_3 = 1 \text{ mH}$	$L_4, L_6 \text{ e } L_8 = 2 \text{ mH}$ $L_5, L_7 \text{ e } L_9 = 500 \mu\text{H}$
Capacitor	$C_o = 3290 \mu\text{F}$	$C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 \text{ e } C_6 = 22 \mu\text{F}$
Chave	IGBT: Módulo SKM75GB123D	$S_1, S_2 \text{ e } S_3: \text{IGBT } SK60GAR125$
Diodo		$D_{1...9}: APT15D100K$
Potência Ativa Média Processada	$P_{Ret-1(med)} = 1,2 \text{ kW (60 \%)}$	$P_{Ret-2(med)} = 0,8 \text{ kW (40 \%)}$



(a)



(b)

Fig. 5. 19 -(a) Protótipo do retificador híbrido trifásico desenvolvido em laboratório e equipamentos de medição; e (b) apresentação dos níveis do protótipo.

5.6.2 Resultados para Operação do RHT sob Condições Normais de Alimentação CA.

A Fig. 5.20 demonstra como a corrente de linha de entrada da fase A é composta. Pode-se observar que a corrente de linha é o resultado da combinação das correntes de entrada do retificador Ret-1 (Retificador + BOOST) com as correntes de linha drenadas pelo Ret-2, conversores SEPICs conectados em paralelo com Ret-1. Observa-se ainda que a forma de onda obtida é senoidal, estando em fase com a tensão de entrada, garantindo um elevado fator de potência, mitigando o conteúdo harmônico na rede CA de fornecimento.

A Fig. 5.21 ilustra as três correntes de entrada ($i_{a(in)}$, $i_{b(in)}$, $i_{c(in)}$) em duas diferentes condições de carga. Observa-se, portanto, que correntes senoidais são obtidas para ampla faixa de variação de carga. Deve-se ressaltar que, por se tratar de um controlador por histerese, na condição mínima de carga, observa-se um acentuado *ripple* de corrente em alta frequência. As Figs. 5.22 a 5.24 ilustram o espectro harmônico das correntes de linha de entrada das três fases em condições nominais de operação, provando a eficácia da solução proposta no que tange à redução da DHT_1 assim como ao atendimento aos limites impostos pela norma IEC 61000-3-2. Pode-se notar através da análise da DHT_1 alcançada em cada fase do sistema que valores ligeiramente diferentes foram obtidos, mas nunca excedendo 5%, o que tornam os resultados bastante satisfatórios. A análise experimental do espectro de frequência das correntes de entrada foi efetuada usando o aplicativo computacional *Tektronix Power Analysis Application Software*[®] (TPS2PWR1) e também, o *software Matlab*[®]. A referida análise foi possível utilizando-se um vetor de pontos de cada sinal adquirido com o osciloscópio. O valor final de DHT de $i_{b(in)}$ é o mais baixo, e as pequenas diferenças entre os resultados de DHT de $i_{a(in)}$, $i_{b(in)}$, e $i_{c(in)}$ encontradas com o TPS2PWR1 também foram confirmadas utilizando o *software Matlab*[®], levando-se em consideração a mesma ordem harmônica (até a 50ª ordem).

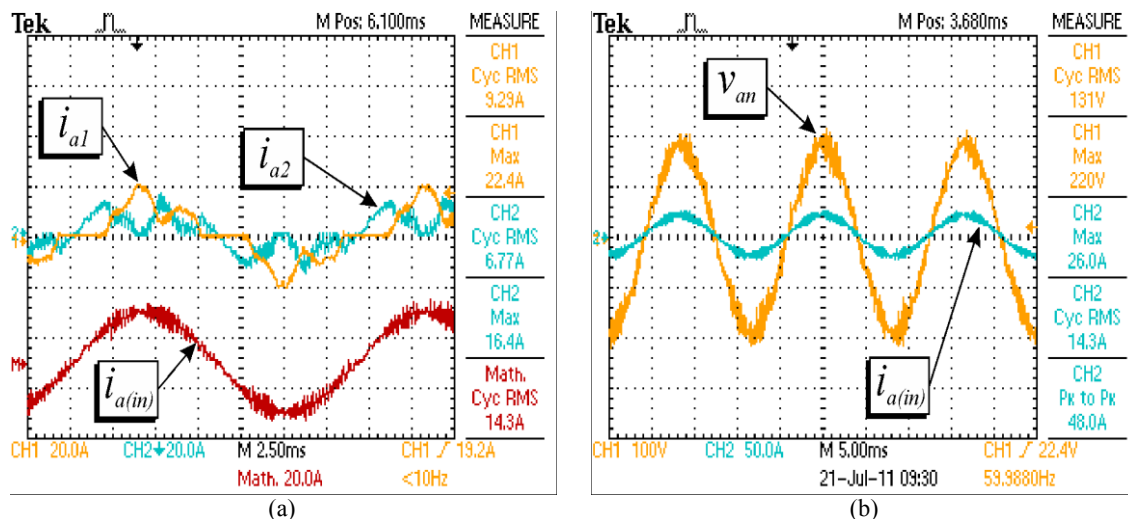


Fig. 5. 20 - Imposição da corrente de linha de entrada - Fase A

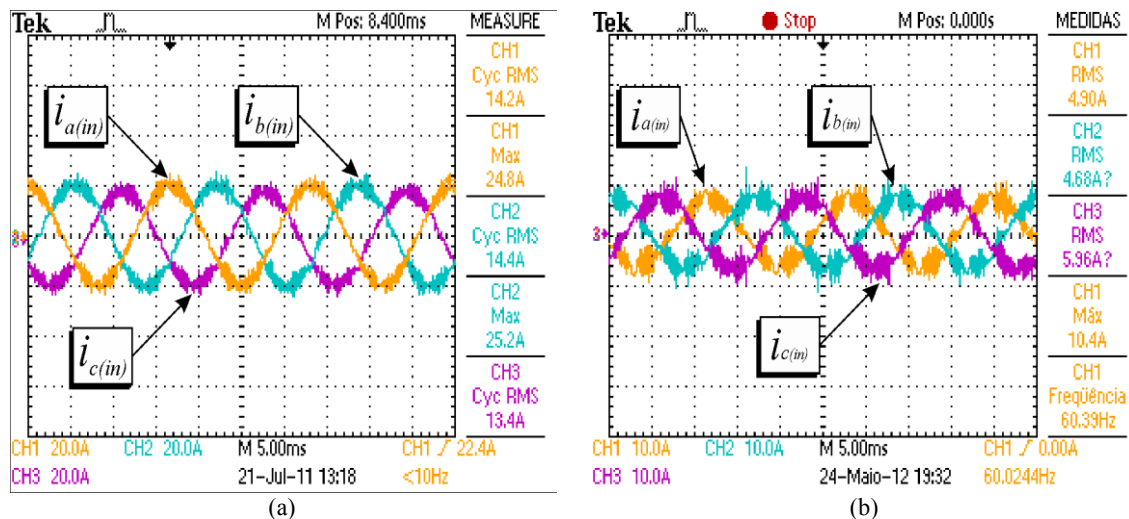


Fig. 5.21 - Correntes de linha de entrada $i_{a(in)}$, $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$ - (a) Potência de saída igual a 5 kW (b) Potência de saída igual a 1,8 kW

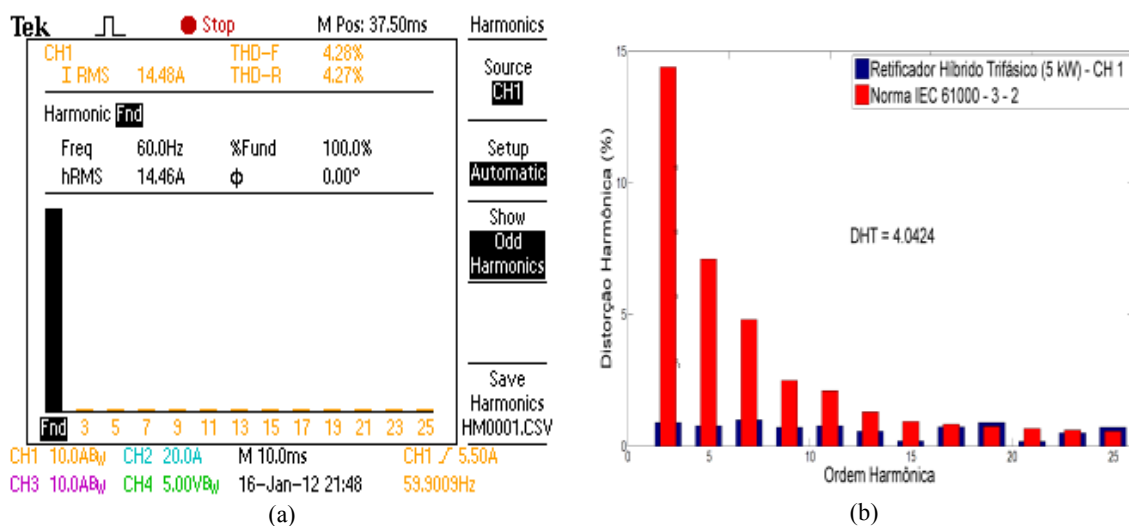


Fig. 5.22 -Espectro harmônico da corrente $i_{a(in)}$

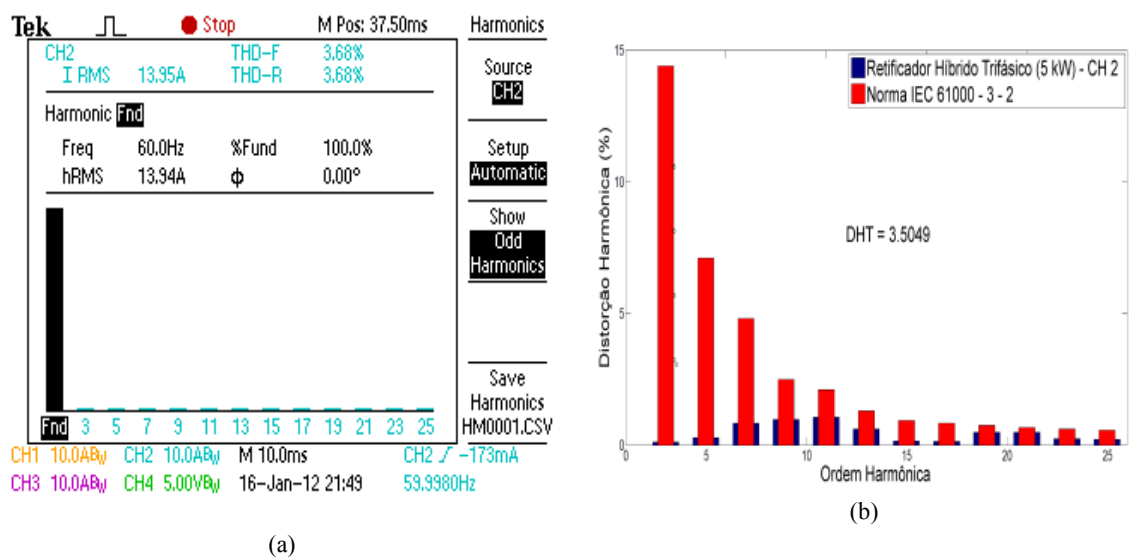


Fig. 5.23 - Espectro harmônico da corrente $i_{b(in)}$

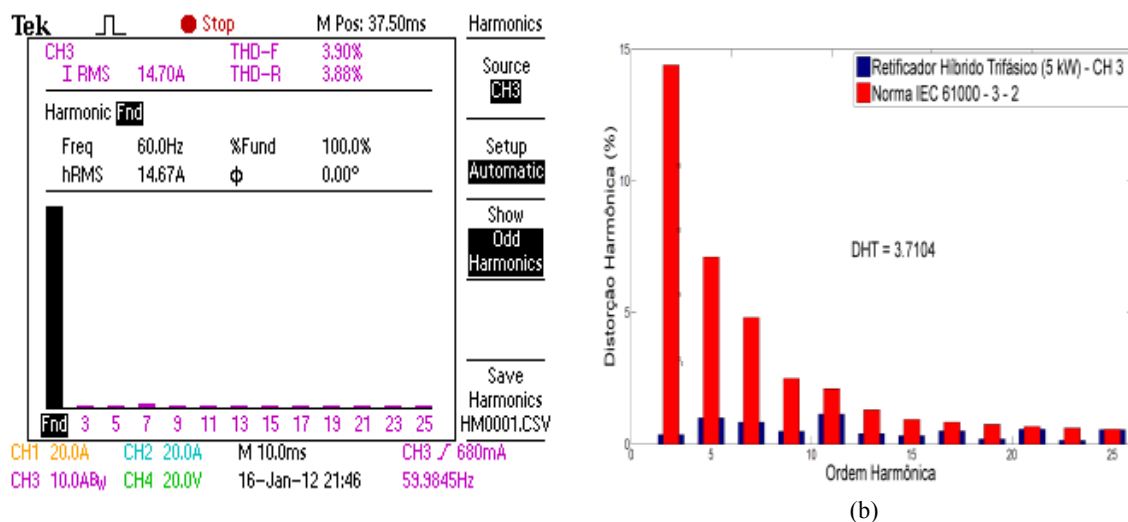
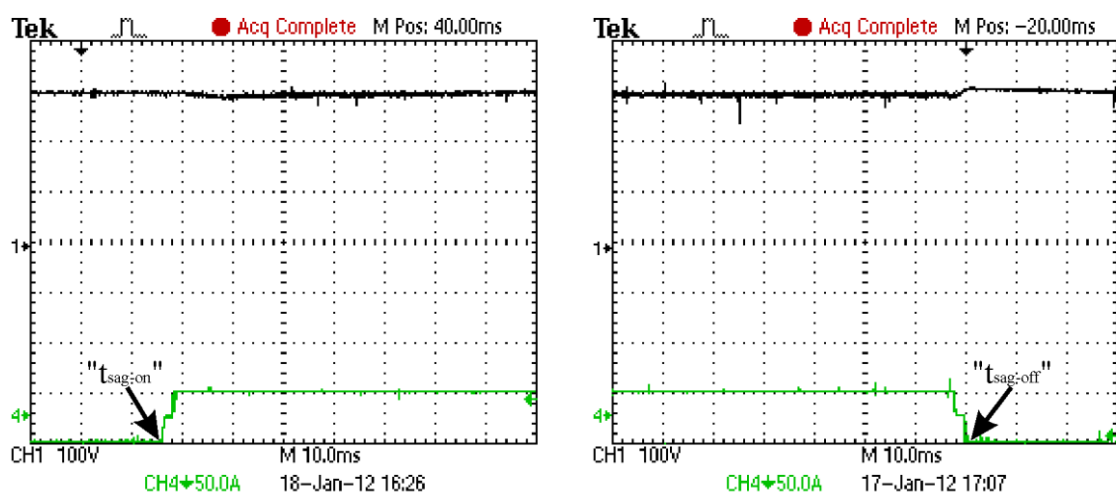
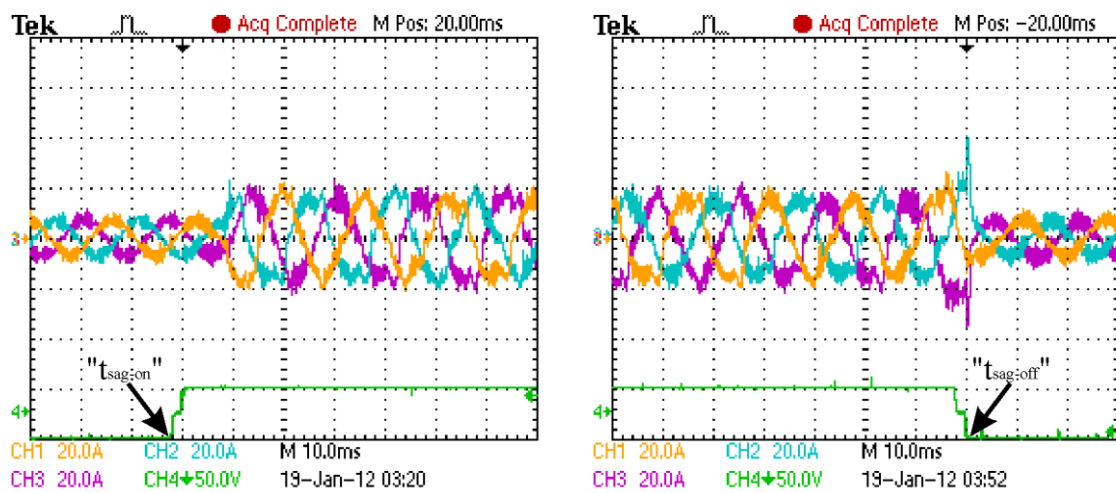
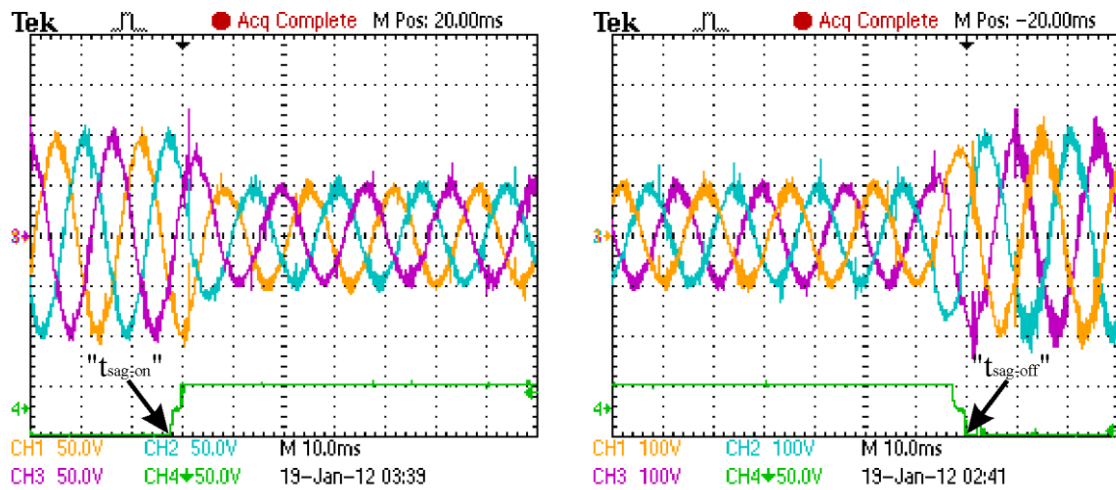


Fig. 5. 24 - Espectro harmônio da corrente $i_{c(in)}$

5.6.3 Resultados para Operação do RHT sob Afundamento de Tensão

Com o intuito de reproduzir os afundamentos de tensão dos tipos A, B e E em laboratório, foi elaborado um arranjo experimental em que o tap do transformador que alimenta a estrutura do retificador híbrido é comutado através de equipamentos eletromagnéticos. Para os afundamentos citados, observou-se que a resposta do conversor foi rápida e a tensão no barramento CC manteve-se em 300 V como desejado. A Fig. 5.25 ilustra as tensões fase-neutro de entrada durante o afundamento de tensão do tipo A, para $h = 0,5$ pu. A ocorrência do afundamento de tensão do tipo A em um sistema trifásico e, conseqüentemente, os instantes nos quais o algoritmo de controle é chaveado de acordo com a condição do afundamento ($t_{\text{sag-on}}$ e $t_{\text{sag-off}}$) estão também destacados.

A Fig. 5.26 apresenta as formas de onda das correntes da alimentação CA para o mesmo tipo de afundamento em que é possível verificar a eficácia do controle devido à imposição de correntes senoidais. O fato de que a estrutura apresenta excelentes resultados em termos de suportabilidade a afundamentos de tensão foi comprovado pelo comportamento da tensão no barramento CC que permaneceu praticamente inalterado, mesmo com a ocorrência do tipo de afundamento mais severo, como ilustrado na Fig. 5.27.



Analogamente, os resultados experimentais para os afundamentos dos tipos B e E são apresentados nas Figs. 5.28 a 5.33.

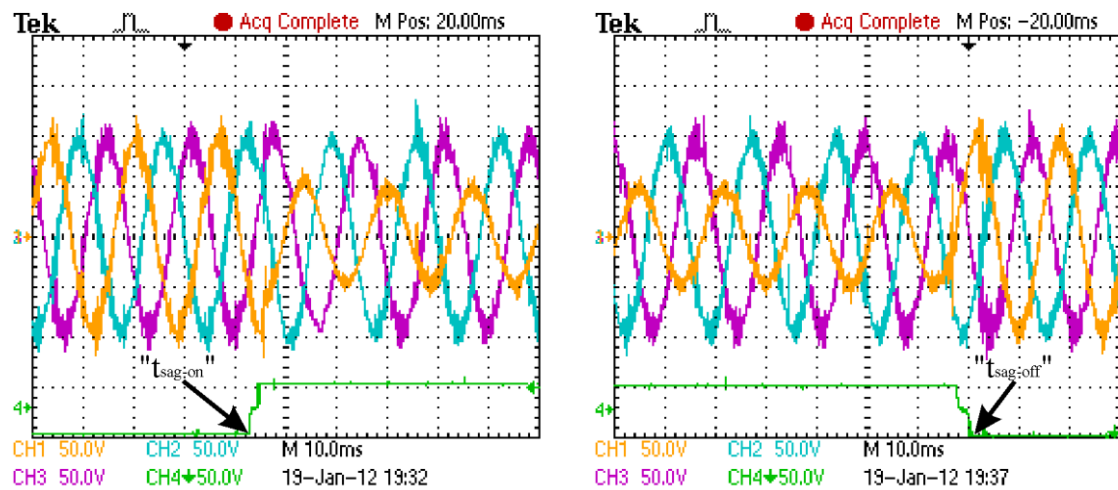


Fig. 5. 28 -Tensões de fase de entrada sob afundamento de tensão do tipo B, destacando os instantes tsag-on e tsag-off

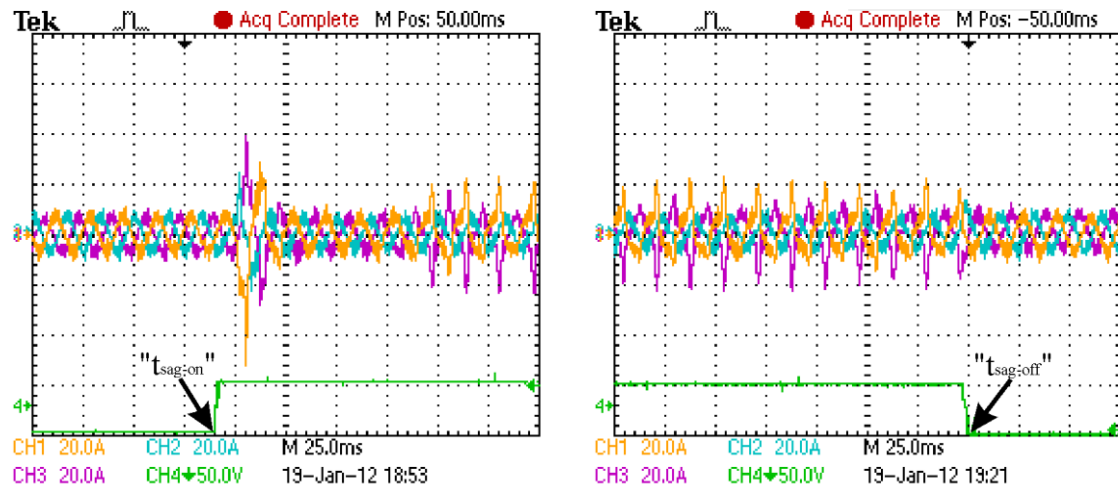


Fig. 5. 29 - Correntes de linha de entrada sob afundamento de tensão do tipo B, destacando os instantes tsag-on e tsag-off .

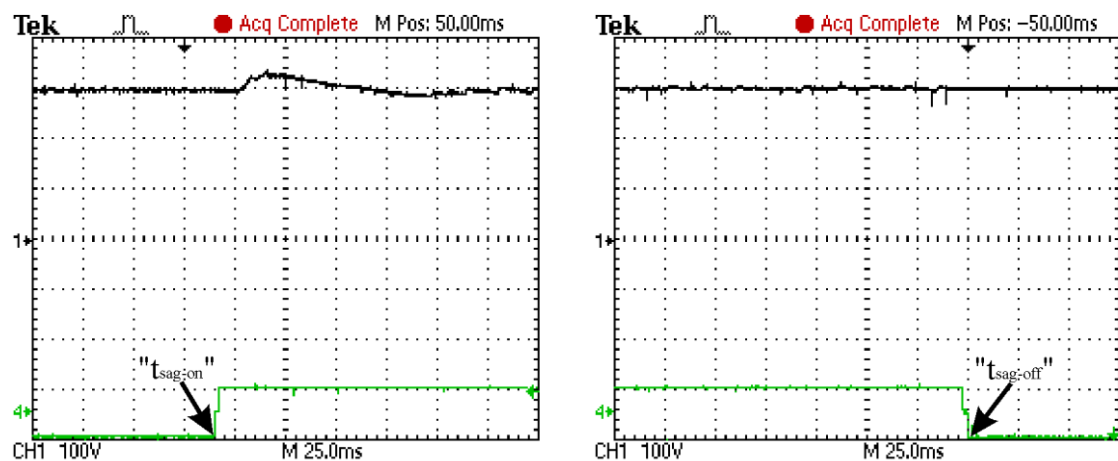


Fig. 5. 30 -Tensão do barramento CC sob afundamento de tensão do tipo B, destacando os instantes tsag-on e tsag-off

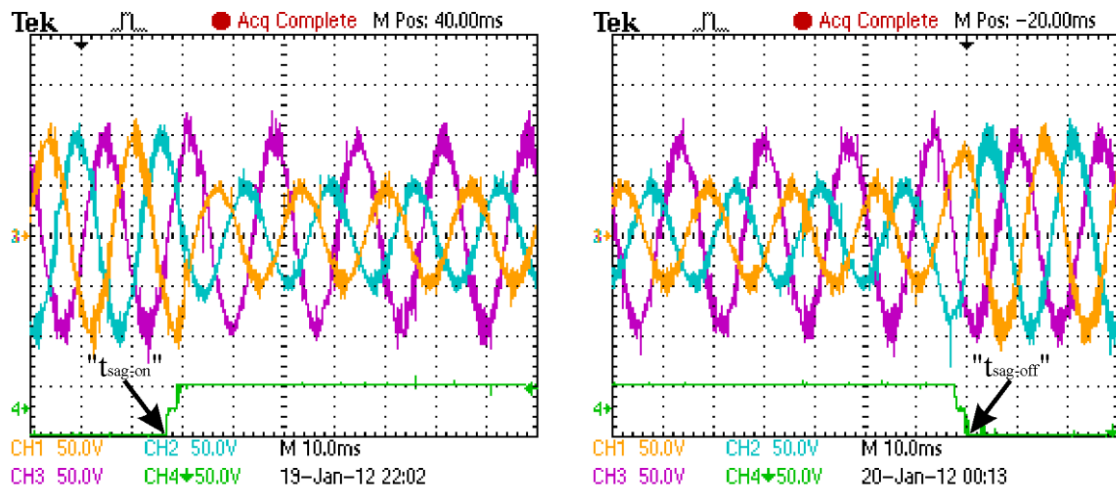


Fig. 5. 31 - Tensões de fase de entrada sob afundamento de tensão do tipo E, destacando os instantes t_{sag-on} e $t_{sag-off}$

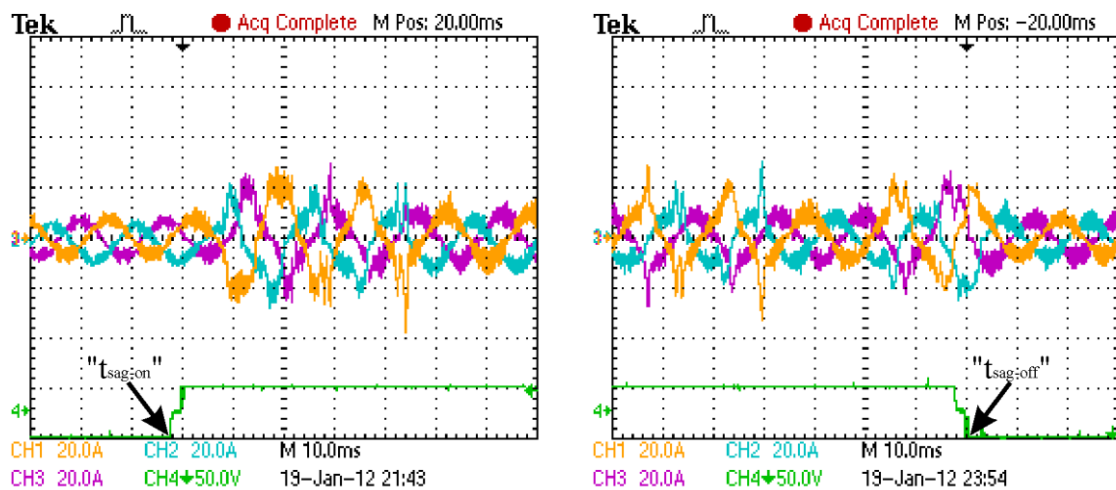


Fig. 5. 32 - Correntes de linha de entrada sob afundamento de tensão do tipo E, destacando os instantes t_{sag-on} e $t_{sag-off}$

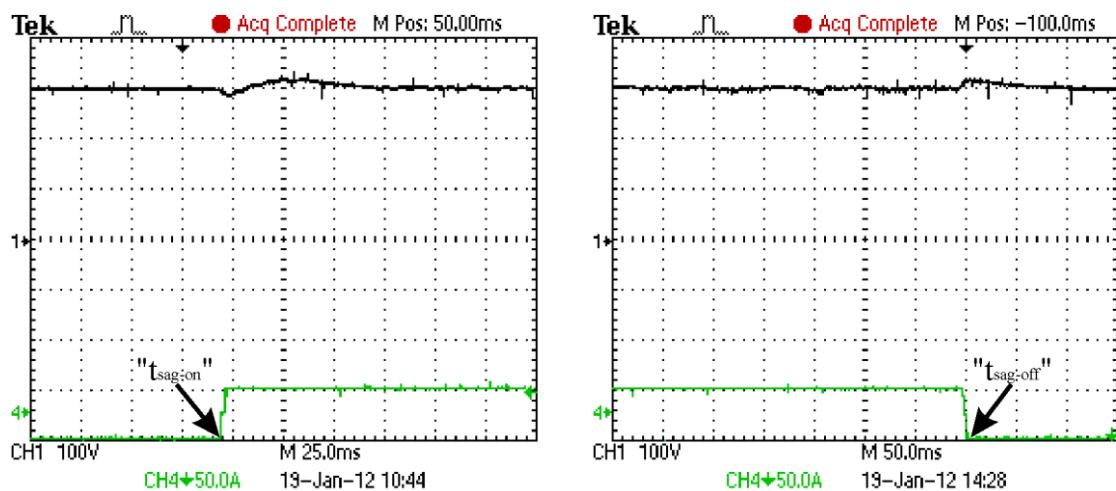


Fig. 5. 33 - Tensão do barramento CC sob afundamento de tensão do tipo E, destacando os instantes t_{sag-on} e $t_{sag-off}$

Pode-se observar nestes casos, elevados esforços de correntes são observados na entrada do grupo retificador Ret-1 (i_{a1} , i_{b1} e i_{c1}). Isto acontece devido às oscilações de tensão observadas no barramento CC decorrentes do desbalanceamento das tensões de linha de alimentação, os quais são inerentes às características dos afundamentos de tensão analisados. Portanto, enquanto durar o distúrbio, o grupo retificador Ret-1 opera como um retificador monofásico, pois parte dos diodos da ponte de *Graetz* estão bloqueados, provocando oscilação de tensão no barramento CC e consequentes esforços de corrente na entrada do grupo retificador Ret-1, conforme evidenciado nas Figs. 5.28 a 5.33. Estes são definidos pela relação do filtro *LC* utilizado e são característicos da operação de retificadores monofásicos em modo descontínuo de condução, devido ao reduzido tamanho das indutâncias empregadas. Esta característica também pode ser observada nas referências [2], [13], [16], [64]. Deve-se destacar ainda que devido à capacidade térmica dos transistores utilizados, esses elevados esforços de corrente que ocorrem durante curto intervalo de tempo não o levam à destruição.

Analisando os resultados apresentados nas Figs. 5.25 a 5.33, observa-se que o conversor proposto oferece um significativo aumento da suportabilidade a afundamentos de tensão de AVVs uma vez que a mínima tensão obtida no barramento CC satisfaz aos níveis impostos pela norma internacional SEMI F47, do instituto americano EPRI, que estabelece, basicamente, para equipamentos eletrônicos com dispositivos semicondutores, a tolerância a afundamentos de tensão de 50% por 200 ms, 70% por 500 ms e 80% por 1000 ms [47].

5.6.4 Análise das Potências Processadas pelos Grupos Retificadores

Utilizando equipamentos *Yokogawa WT230*[®] como mostrado na Fig. 5.34, foi possível realizar as medidas das potências processadas pelo protótipo.

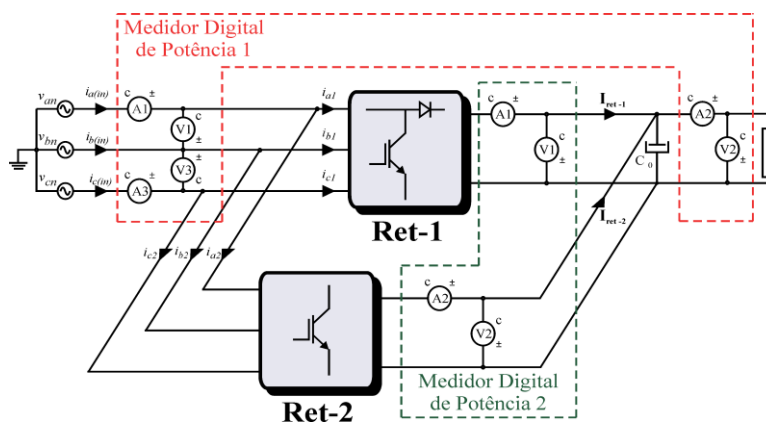


Fig. 5. 34 - Arranjo para medição e determinação do rendimento global da estrutura e do processamento de potência de cada grupo retificador usando equipamentos *Yokogawa WT230*[®].

A curva de rendimento em função da potência de saída, obtida através de testes laboratoriais sob diferentes condições de carga está ilustrada na Fig. 5.35. Na Fig. 5.35(a) verifica-se que, sob condições normais de operação, obteve-se um rendimento em torno de 96% para uma ampla faixa de carga (2 kw - 5kW). Ressalta-se ainda a comparação dos resultados obtidos com os resultados de rendimento obtidos em duas diferentes estruturas de retificadores PWM encontradas na literatura. A primeira consiste na aplicação de conversores Boost PFC monofásicos em sistemas trifásicos [65] e a segunda consiste na aplicação de conversores SEPIC isolados também em sistemas trifásicos [66]. Pode-se observar que, mesmo com o bom desempenho obtido através da imposição de correntes de entrada senoidais e com o controle da tensão no barramento CC, retificadores PWM trifásicos unidirecionais convencionais apresentam baixo rendimento à medida que a potência total de saída é aumentada.

Com o intuito de promover uma análise comparativa efetivamente conclusiva acerca do rendimento obtido com o retificador híbrido proposto em condições normais de suprimento, utilizando-se a mesma estrutura laboratorial foram realizados experimentos onde o mesmo retificador construído foi colocado em operação em três diferentes formas de estrutura topológica. São elas:

- Estrutura topológica 1 - Retificador Híbrido Trifásico composto pelo retificador não controlado associado a conversores SEPIC conectados em paralelo e sem controle da tensão de saída;
- Estrutura topológica 2 - Retificador PWM unidirecional utilizando três conversores SEPIC com controle da tensão de saída em 300V;
- Estrutura topológica 3 - Retificador Híbrido Trifásico composto pelo retificador não controlado com conversor Boost cascadeado e conversores SEPIC conectados em paralelo, com controle da tensão de saída em 350V através do conversor Boost.

Os resultados obtidos são apresentados na Fig. 5.35 (b) a qual contempla 5 curvas de rendimento, sendo as curvas 2 e 3 referentes aos trabalhos apresentados em [65] e [66], respectivamente, e as curvas 1, 4 e 5 referentes às estruturas topológicas 1, 2 e 3 descritas acima, respectivamente. Observa-se que a estrutura topológica 1 apresentou o melhor rendimento comparado às outras estruturas. Isto se deve ao fato de os conversores SEPIC processarem apenas 40% da potência entregue à carga, sendo a maior parte da potência processada por um simples retificador de seis pulsos não

controlado, tornando possível a obtenção de retificadores trifásicos com fator de potência unitário e elevada densidade de potência.

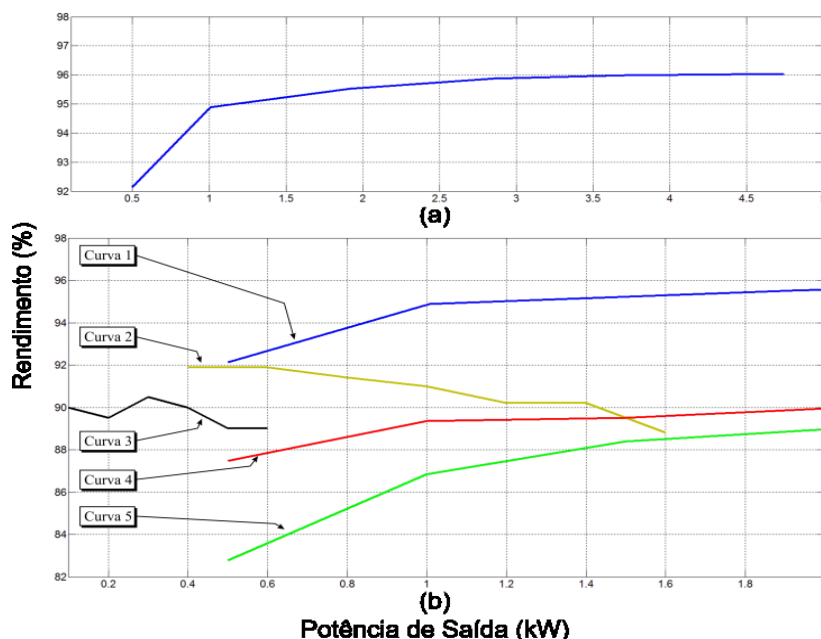


Fig. 5. 35 - Curvas de rendimento em função da potência de saída em condições normais de suprimento (a) Retificador Híbrido Trifásico/Estrutura Topológica 1 (b) Curva 1: Estrutura Topológica 1; Curvas 2 e 3: Retificador PWM Unidirecional apresentados nas referências [63] e [64], respectivamente; Curvas 4 e 5: Estruturas Topológicas 2 e 3, respectivamente.

No que tange ao desempenho da estrutura topológica 2, é possível concluir que retificadores PWM unidirecionais apesar de promoverem fator de potência unitário e tensão de saída regulada, apresentam baixo rendimento para ampla faixa de carga, pois toda energia é processada por semicondutores ativos. Vale destacar que estes conseguem promover suportabilidade a afundamentos de tensão de até no máximo 10% em condições nominais de carga [2], [13], [14]. A estrutura topológica 3, onde o conversor Boost cascadeado opera regulando a tensão no barramento CC em 350V, apresentou o pior rendimento. Portanto, conclui-se que apesar de promover uma tensão CC regulada, o processamento de 60% da energia entregue à carga utilizando um único interruptor acarreta uma substancial queda de rendimento. Esta constatação reafirma a vantagem da estrutura proposta neste trabalho onde o conversor Boost cascadeado somente é ativado em condições de afundamento temporário de tensão na rede CA de alimentação. Desta forma, consegue-se fator de potencia unitário, alto rendimento e elevada suportabilidade a afundamentos de tensão.

Por fim, a tabela 5.17 apresenta uma síntese dos resultados experimentais referentes às contribuições de potência de cada grupo retificador, além do rendimento obtido em cada caso de afundamento de tensão analisado. A potência processada pelos conversores SEPIC, mesmo em condições de distúrbio, é mantida como o esperado, ou

seja, em torno de 40% da potência total processada. Essa característica operacional torna a estrutura interessante do ponto de vista econômico, pois não há necessidade de superdimensionar os conversores SEPIC uma vez que o conversor Boost somente entra em operação durante o afundamento de tensão. O fato de o conversor Boost não operar em condições normais de suprimento garante elevado rendimento e robustez, conforme evidenciado na Fig. 5.35.

Tab. 5. 17 - Potência Processada por Ret-1 e Ret-2 e Rendimento para Operação sob Carga de 1,8 kW.

Potência Processada	Operação sem sag (kW)	TIPO-A (kW)	TIPO-B (kW)	TIPO-E (kW)
$P_{\text{Ret-1}}$	1,0460	1,0681	1,0545	1,0505
$P_{\text{Ret-2}}$	0,7070	0,6552	0,6761	0,6936
P_{out}	1,7530	1,7233	1,7306	1,7441
P_{in}	1,8724	2,0579	1,9325	2,0072
Rendimento η (%)	94,62	83,74	89,55	86,89

Finalmente, para verificar a resposta dinâmica do retificador híbrido em regime permanente e em condições normais de suprimento, foi aplicado um degrau de carga positivo de 2,5 kW a 5 kW. No que tange ao comportamento das correntes de linha de entrada e da tensão no barramento CC apresentado na Fig. 5.36, percebe-se que, durante o período transitório, a magnitude da corrente imposta nos conversores SEPIC aumenta instantaneamente, acompanhando o aumento instantâneo das correntes drenadas pelo retificador não controlado (Ret-1). Conforme ressaltado na seção 5.2 deste capítulo, a técnica de controle de tensão de saída por imposição da magnitude da corrente no indutor de entrada aplicada aos conversores SEPIC promove excelente resposta dinâmica, controlando a contribuição de potência de cada grupo retificador conforme desejado.

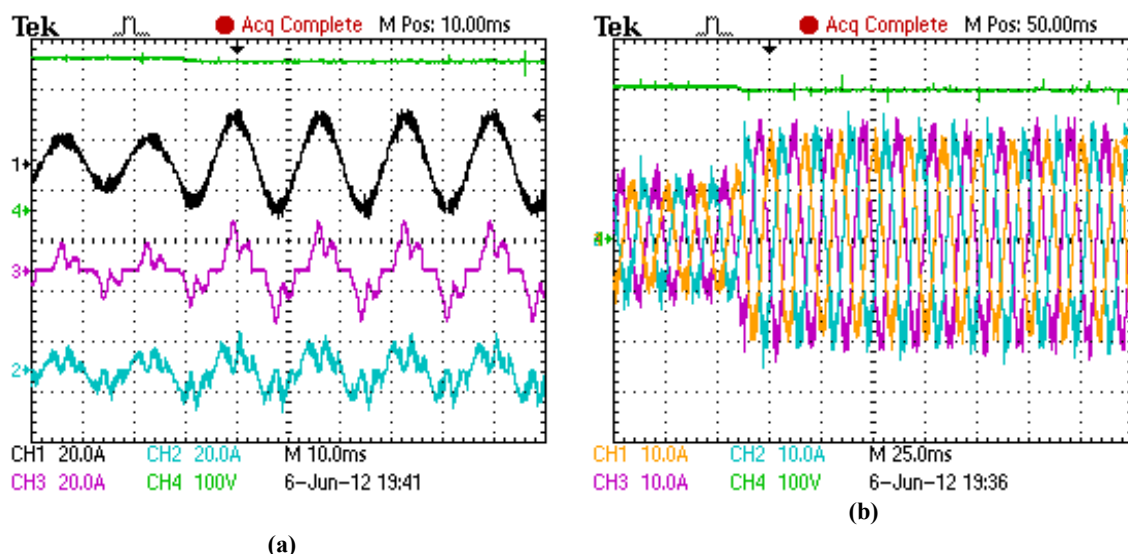


Fig. 5. 36 - Resposta dinâmica durante um degrau de carga de 2,5 kW para 5 kW (a) tensão no barramento CC, correntes $i_{a(in)}$, i_{a1} , i_{a2} (b) tensão no barramento CC e correntes totais de linha $i_{a(in)}$, $i_{b(in)}$, $i_{c(in)}$.

5.7 Considerações Finais

Este capítulo apresentou a estratégia de controle digital adotada e implementada em protótipo de laboratório utilizando DSP TMS320F28335. Toda análise acerca do princípio de operação do controle do conversor proposto assim como da elaboração do código de controle foram detalhadamente apresentadas.

Na sequência foram apresentados os resultados experimentais, em que foi possível avaliar o desempenho do retificador híbrido proposto sob condições normais da rede CA de alimentação e também sob condições de afundamentos de tensão dos tipos A, B e E.

A partir dos resultados experimentais, observou-se a eficácia da estrutura proposta no que se refere às proposições estabelecidas por esta tese. Em condições normais, o RHT operando sob a estratégia de controle adotada, utilizando DSP, foi capaz de impor correntes senoidais na entrada CA garantindo elevado fator de potência.

Sob condições de afundamento de tensão a estrutura foi submetida a afundamentos de magnitude de 50% da tensão de alimentação e para o caso mais severo que é o afundamento do tipo A, o retificador híbrido proposto se apresentou de forma bastante satisfatória com rápida resposta dinâmica proporcionada pela estratégia de controle adotada e a ação efetiva dos controladores de tensão. Ressalta-se que para os casos apresentados os únicos afundamentos capazes de provocar o desligamento de um AVV são os dos tipos A e E. Entretanto, mesmo o afundamento do tipo B, não ser capaz

de provocar um desligamento de um AVV, a estrutura foi capaz de regular a tensão do barramento CC no valor pré-ajustado.

Outro aspecto importante, é que com a nova estratégia de controle, foi possível garantir a distribuição do processamento de potência das estruturas Ret-1 e Ret-2, mesmo sob condições de afundamento.

Finalmente, uma análise realizada da eficiência da estrutura proposta, mostra que para diferentes condições de carga, foi possível observar um rendimento em torno de 96%. Conclui-se que a estrutura apresentada apresenta-se bastante atrativa no que se refere à confiabilidade e flexibilidade operacional para aplicações de alta densidade de potência.

É importante pontuar que, embora a estratégia de controle se apresente eficiente para os propósitos requeridos, a mesma apresenta algumas limitações quanto à operação da estrutura, tais como:

- Os ganhos K_n estabelecidos para os tipos de afundamentos analisados foram determinados por modelagem matemática e considerando uma determinada condição de afundamento.
- O controle se torna mais complexo considerando vários ganhos para se obter o êxito de corrigir afundamentos de tensão e ainda impor correntes senoidais na entrada mantendo a divisão de potência

Tendo em vista esses problemas, uma nova estratégia de controle foi desenvolvida com o propósito de melhorar a flexibilidade do controle. O capítulo 6 se destina a apresentação da nova estratégia de controle, corroborando sua eficácia através dos estudos de simulações para os vários tipos de afundamentos.

Capítulo 6

Nova Estratégia de Controle com Compensador de Potência

6.1 Considerações Iniciais

A nova técnica de controle desenvolvida é capaz de estabelecer a divisão de potência processada pelos conversores, independentemente de qual tipo de afundamento na rede CA, através de um controlador de potência.

Um estudo utilizando a técnica de modelagem por espaços de estado médio é realizado para a determinação da nova função de transferência da planta do conversor SEPIC, sendo a função de transferência para o conversor Boost permanecendo inalterada. Esta análise se faz necessária para a determinação do controlador de corrente a ser utilizado para estabelecer a divisão de potência processada pelos grupos de retificadores Ret-1 e Ret-2

Embora a estratégia não ter sido implementada em laboratório, são apresentados os resultados simulações computacionais que corroboram com a teoria exposta.

6.2 Princípio de Operação

A Fig. 6.1 ilustra a estratégia de controle desenvolvida para determinar tanto a operação do RHT para condições normais de alimentação CA da rede elétrica como para operação sob condições de afundamentos temporários de tensão.

Da mesma forma que a estratégia de controle anterior, o código de controle a ser implementado no DSP abrange duas condições de operação e o modo de atuação do controle dependerá das condições de suprimento CA. É importante frisar que, independente da ocorrência ou não do distúrbio, o controle aplicado ao conversor, fará que o mesmo assegure a eficácia da solução proposta, no que tange à mitigação do

conteúdo harmônico de corrente e ao aumento da suportabilidade frente aos afundamentos de tensão em AVVs.

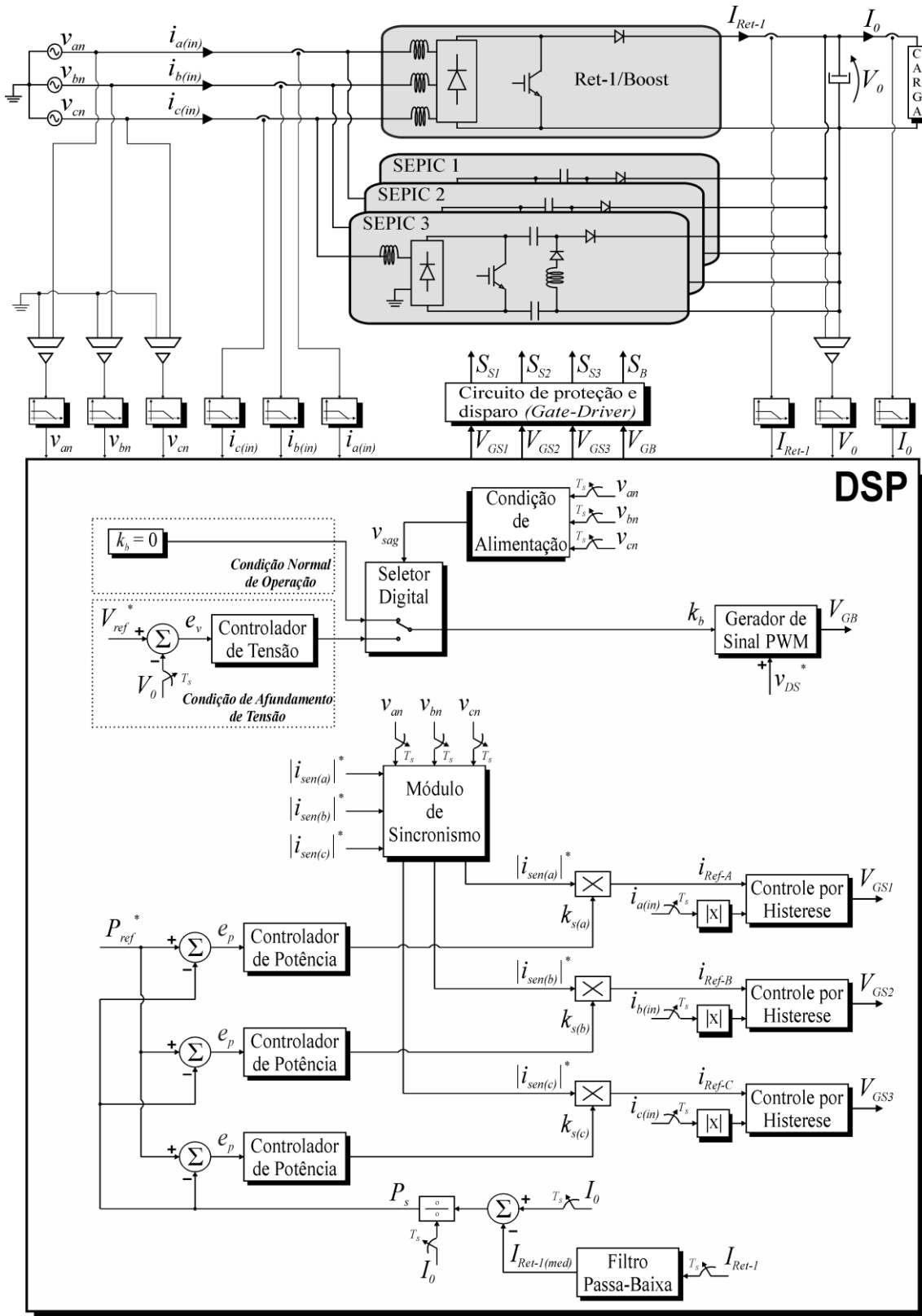


Fig. 6. 1 - Diagrama esquemático da estratégia de controle implementada para o RHT com conversor Boost cascateado com o retificador de seis pulsos utilizando DSP.

A Fig. 6.2 mostra o fluxograma da estratégia de controle desenvolvida.

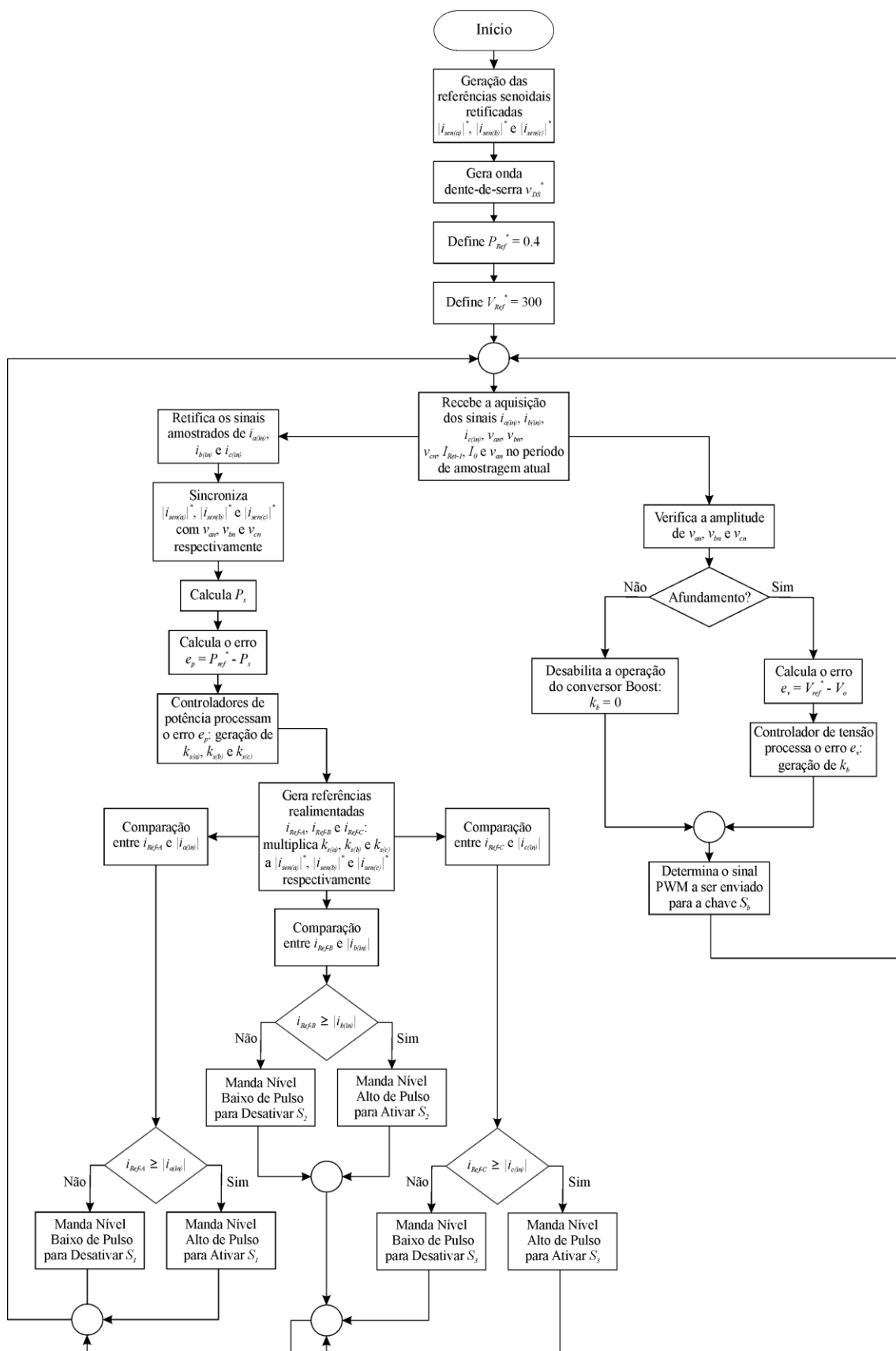


Fig. 6.2 - Fluxograma da estratégia de controle.

Para se implementar a nova estratégia de controle, devem ser realizadas nove aquisições pelo conversor Analógico-Digital (A/D) do DSP: o sinal de corrente da carga (I_o); o sinal da corrente do retificador não controlado Boost (I_{Ret-I}); os sinais das correntes de linha de entrada das fases A , B e C ($i_{a(in)}$, $i_{b(in)}$ e $i_{c(in)}$); os sinais das tensões fase-neutro (v_{an} , v_{bn} e v_{cn}); e o sinal da tensão de saída (V_o).

Conforme já comentado, em condições normais de suprimento, a técnica de controle proposta se baseia na imposição das correntes de linha de entrada com baixa distorção harmônica e elevado fator de potência. Não é realizado o controle da tensão de saída quando do funcionamento do RHT sob condições normais de operação, sendo seu valor definido pelo valor de pico das tensões de linha de alimentação e pelo valor do seno do ângulo que determina o início da condução dos diodos da ponte retificadora. Assim, a estratégia de controle proposta se concentra em impor correntes senoidais na entrada, limitando a potência ativa processada pelos conversores SEPIC, garantindo, portanto, que os conversores SEPIC jamais assumirão a potência total entregue à carga.

Para a operação sob condições de afundamentos temporários de tensão na rede CA de alimentação, o conversor Boost é acionado de tal maneira que o controle define o chaveamento necessário para a compensação da tensão no barramento CC. Portanto, o conversor Boost entra em operação somente durante tais distúrbios da rede elétrica, com propósito único de manter a tensão no barramento CC constante. Assim como na operação sob condições normais de suprimentos da rede elétrica, para condições de afundamentos de tensão, o controle determina a divisão do processamento de potência entre o conversor Boost e os conversores SEPIC, garantindo que nenhum dos conversores assumam toda a potência ativa média requerida pela carga.

A técnica de compensação de tensão durante condições de afundamentos temporários de tensão consiste na utilização de um controlador de tensão que processa o sinal de erro e_v entre a tensão de saída V_o e a referência de tensão V_{ref}^* definida em 300 V, esse sinal de erro é então processado por um compensador PI que determina um nível CC com um ganho (k_b) em sua saída para ser utilizado para a comparação com uma onda dente de serra v_{DS}^* na frequência de 20 kHz de tal forma a gerar um sinal de pulso PWM a ser enviado para a chave S_b capaz de promover o correto chaveamento do conversor Boost, e consequentemente, estabelecer a compensação da tensão no barramento CC. A saída k_b do controlador de tensão, para condições normais de suprimento da rede CA de alimentação, é definida com valor digital zero, o que determina nível baixo de pulso a ser enviado para a chave S_b , estabelecendo que o

conversor Boost passe a atuar como um simples retificador trifásico não controlado de seis pulsos.

O controle dos conversores SEPIC, por sua vez, consiste em, primeiramente, gerar as referências senoidais a partir de senóides puras e retificadas defasadas de 120° criadas digitalmente ($|i_{sen(a)}|^*$, $|i_{sen(b)}|^*$ e $|i_{sen(c)}|^*$). Uma vez geradas as referências senoidais, o módulo de sincronismo estabelece que as referências $|i_{sen(a)}|^*$, $|i_{sen(b)}|^*$ e $|i_{sen(c)}|^*$ sejam iniciadas no mesmo instante que ocorrer a passagem por zero das tensões F-N v_{an} , v_{bn} e v_{cn} respectivamente.

A técnica de divisão de processamento de potência consiste de um controlador de potência definido para o controle de cada conversor SEPIC, cuja função é processar o sinal de erro e_p entre o valor em pu da potência total processada pelos conversores SEPIC (P_s) e o valor da referência de parcela de processamento de potência P_{ref}^* definido de maneira a determinar que as correntes de linha de entrada apresentem espectro harmônico em conformidade com a norma IEC 61000-3-2. Assim como foi demonstrado no Capítulo 5, para condição normal de suprimento da rede CA, a divisão de processamento de potência em 60% para Ret-1 e 40% para Ret-2 é capaz de promover correntes de linha de entrada cujo conteúdo harmônico esteja em conformidade com a referida norma. Desta forma, o valor da referência P_{ref}^* é definido com valor igual a 0,4 p.u.

Realizadas as aquisições das correntes I_o e I_{Ret-1} , o valor de P_s é definido através da Eq. (6.1). Vale salientar que é necessário passar o valor proveniente da aquisição da corrente I_{Ret-1} por um filtro passa-baixa a fim de se determinar o valor médio da corrente drenada por Ret-1 ($I_{Ret-1(med)}$).

$$P_s = \frac{P_o - P_{Ret-1(med)}}{P_o} = \frac{V_o \cdot I_o - V_o \cdot I_{Ret-1(med)}}{V_o \cdot I_o} = \frac{I_o - I_{Ret-1(med)}}{I_o} \quad (6.1)$$

Os controladores de Potência, ao processarem o sinal de erro entre P_s e P_{ref}^* , determinam as saídas $k_{s(a)}$, $k_{s(b)}$ e $k_{s(c)}$ que por sua vez são multiplicadas às referências senoidais $|i_{sen(a)}|^*$, $|i_{sen(b)}|^*$ e $|i_{sen(c)}|^*$ respectivamente, garantindo que a amplitude das referências variem a fim de estabelecer que a estrutura retificadora Ret-2 processe apenas 40% da potência ativa média total entregue à carga. Fica evidenciado que o controle de processamento de potência é estabelecido tanto para condição normal de

operação como para condição de afundamento de tensão, promovendo maior confiabilidade operacional e robustez à estrutura proposta. O resultado da multiplicação entre as saídas dos controladores de potência e as referências senoidais dão origem às referências senoidais realimentadas i_{Ref-A} , i_{Ref-B} e i_{Ref-C} .

Por último são realizadas as comparações entre os valores retificados das correntes de linha de entrada de cada fase do retificador híbrido ($|i_{a(in)}|$, $|i_{b(in)}|$ e $|i_{c(in)}|$) e as referências senoidais realimentadas geradas (i_{Ref-A} , i_{Ref-B} e i_{Ref-C}). Utilizando uma técnica de controle por histerese, quando os valores dos sinais das correntes de linha adquiridas forem menores que as respectivas referências, níveis altos de pulso são enviados para os interruptores dos conversores SEPIC, e caso contrário, são enviados níveis baixos.

Os sinais de gatilho enviados para as chaves S_1 , S_2 e S_3 (V_{GS1} , V_{GS2} e V_{GS3}) são provenientes de pinos de entrada/saída do DSP, que variam seus estados em níveis altos e baixos conforme a necessidade do processo. O sinal de gatilho da chave S_b (V_{GB}) é proveniente de um pino de entrada/saída do DSP definido como saída PWM.

6.3 Determinação da Funções de Transferência e projeto dos controladores

Para o projeto dos controladores, se faz necessário a obtenção das funções de transferência dos respectivos conversores Boost e SEPIC. Considerando a análise feita no capítulo 5 utilizando a técnica de espaço de estado médio, foi possível determinar com adequadas manipulações algébricas entre as expressões obtidas, as funções de transferência dos conversores Boost e SEPIC, necessárias para os estudos de estabilidade.

6.3.1 Determinação da Função de Transferência do Conversor Boost

A expressão da função de transferência $G_{vd}(s)$, calculada no capítulo 5 para o conversor Boost que associa o comportamento da tensão no capacitor C_o em função da razão cíclica é reescrita na equação 6.2

$$\frac{\hat{V}_{Co}(s)}{\hat{D}(s)} = -\frac{0,298 \cdot s - 3063}{0,0001353 \cdot s^2 + 0,0004934 \cdot s + 5,071} \quad (6.2)$$

Uma vez determinada a função de transferência de interesse, é necessário analisá-la através de seus diagramas de bode com o intuito de avaliar seus quesitos como a estabilidade e sua resposta dinâmica. Deseja-se que o sistema seja estável e apresente uma resposta rápida com um sobressinal aceitável. Caso isso não se verifique é necessário realizar a compensação desse sistema visando a alcançar os resultados desejados.

6.3.2 Determinação da Função de Transferência do Conversor SEPIC

A partir de (5.34) calculam-se as funções de transferência das variáveis de estado do conversor SEPIC da fase A em relação à razão cíclica, representadas em (6.3). Ressalta-se que a análise para o conversor da fase A se estende para as demais fases B e C.

$$G_{xd} = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{D}(s)} = \begin{bmatrix} |V_{an}| \cdot \left(\frac{2 \cdot D_{med} \cdot R_s + D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_o \cdot D_{med} \cdot R_s^2 \cdot s + C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 +}{C_o \cdot C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s^2 \cdot s^3 + C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2} \right) \\ R_s \cdot (D_{med} - 1) \cdot \left(\begin{array}{l} R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + L_5 \cdot s + D_{med}^2 \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot s - \\ 2 \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 + C_o \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^4 \end{array} \right) \\ |V_{an}| \cdot \left(\begin{array}{l} R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot R_s - D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + C_o \cdot R_s^2 \cdot s + \\ C_o \cdot D_{med}^2 \cdot R_s^2 \cdot s - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot R_s^2 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ C_o \cdot C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s^2 \cdot s^3 - C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - C_o \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s^2 \cdot s^3 \end{array} \right) \\ R_s \cdot (D_{med} - 1)^2 \cdot \left(\begin{array}{l} R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + L_5 \cdot s + D_{med}^2 \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot s - \\ 2 \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 + C_o \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^4 \end{array} \right) \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

$$\begin{aligned}
& s \cdot |V_{an}| \cdot \left(\begin{aligned} & L_5 \cdot R_s + 2 \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s - \\ & 2 \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s - D_{med} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s + C_o \cdot L_5 \cdot R_s^2 \cdot s + \\ & C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s^2 \cdot s + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s^2 \cdot s - \\ & C_o \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s^2 \cdot s - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s^2 \cdot s - \\ & C_o \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 \end{aligned} \right) \\
& R_s \cdot (D_{med} - l)^2 \cdot \left(\begin{aligned} & R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + L_5 \cdot s + D_{med}^2 \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot s - \\ & 2 \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 + C_o \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ & C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ & C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ & 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^4 \end{aligned} \right) \\
& |V_{an}| \cdot \left(\begin{aligned} & R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot R_s - D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ & C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ & C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 \end{aligned} \right) \\
& (D_{med} - l)^2 \cdot \left(\begin{aligned} & R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + L_5 \cdot s + D_{med}^2 \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot s - \\ & 2 \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 + C_o \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ & C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ & C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ & 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^4 \end{aligned} \right)
\end{aligned}$$

Sendo:

$$\hat{X}(s) = \begin{bmatrix} \hat{I}_{L4}(s) \\ \hat{I}_{L5}(s) \\ \hat{V}_{Ceq}(s) \\ \hat{V}_{Co}(s) \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

Logo as funções de transferência das correntes nos indutores L_4 e L_5 em função da razão cíclica são iguais aos elementos da primeira e da segunda linha, respectivamente, da matriz $G_{xd}(s)$. Por conseguinte, as funções de transferência das tensões nos capacitores C_{eq} e C_o em função da razão cíclica são iguais aos elementos da terceira e da quarta linhas, respectivamente, da matriz $G_{xd}(s)$. Portanto:

$$\frac{\hat{I}_{L4}(s)}{\hat{D}(s)} = - \frac{|V_{an}| \cdot \left(\begin{aligned} &2 \cdot D_{med} \cdot R_s + D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_o \cdot D_{med} \cdot R_s^2 \cdot s + C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ &C_o \cdot C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s^2 \cdot s^3 + C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 \end{aligned} \right)}{R_s \cdot (D_{med} - I) \cdot \left(\begin{aligned} &R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + L_5 \cdot s + D_{med}^2 \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot s - \\ &2 \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 + C_o \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ &C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ &C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ &2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^4 \end{aligned} \right)} \quad (6.5)$$

$$\frac{\hat{I}_{L5}(s)}{\hat{D}(s)} = \frac{|V_{an}| \cdot \left(\begin{aligned} &R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot R_s - D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + C_o \cdot R_s^2 \cdot s + \\ &C_o \cdot D_{med}^2 \cdot R_s^2 \cdot s - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot R_s^2 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ &C_o \cdot C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s^2 \cdot s^3 - C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ &C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - C_o \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s^2 \cdot s^3 \end{aligned} \right)}{R_s \cdot (D_{med} - I)^2 \cdot \left(\begin{aligned} &R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + L_5 \cdot s + D_{med}^2 \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot s - \\ &2 \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 + C_o \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ &C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ &C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ &2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^4 \end{aligned} \right)} \quad (6.6)$$

$$\frac{\hat{V}_{Ceq}(s)}{\hat{D}(s)} = \frac{s \cdot |V_{an}| \cdot \left(\begin{aligned} &L_5 \cdot R_s + 2 \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s - \\ &2 \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s - D_{med} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s + C_o \cdot L_5 \cdot R_s^2 \cdot s + \\ &C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s^2 \cdot s + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s^2 \cdot s - \\ &C_o \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s^2 \cdot s - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s^2 \cdot s - \\ &C_o \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 \end{aligned} \right)}{R_s \cdot (D_{med} - I)^2 \cdot \left(\begin{aligned} &R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + L_5 \cdot s + D_{med}^2 \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot s - \\ &2 \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 + C_o \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ &C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ &C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ &2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^4 \end{aligned} \right)} \quad (6.7)$$

$$\frac{\hat{V}_{Co}(s)}{\hat{D}(s)} = \frac{|V_{an}| \cdot \left(\begin{aligned} &R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot R_s - D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ &C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ &C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 \end{aligned} \right)}{(D_{med} - I)^2 \cdot \left(\begin{aligned} &R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + L_5 \cdot s + D_{med}^2 \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot s - \\ &2 \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 + C_o \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ &C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ &C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ &2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^4 \end{aligned} \right)} \quad (6.8)$$

Através de (5.51) calculam-se as funções de transferência das saídas do conversor SEPIC da fase A em relação à razão cíclica

$$G_{yd} = \frac{\hat{Y}(s)}{\hat{D}(s)} = \frac{|V_{an}| \cdot (C_o \cdot R_s \cdot s + I) \cdot \begin{pmatrix} R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot R_s - D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 \end{pmatrix}}{R_s \cdot (D_{med} - I)^2 \cdot \begin{pmatrix} R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + L_5 \cdot s + D_{med}^2 \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot s - \\ 2 \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 + C_o \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^4 \end{pmatrix}} \quad (6.9)$$

Sendo:

$$\hat{Y}(s) = [\hat{I}_{o(sepic)}(s)] \quad (6.10)$$

Logo as funções de transferência da corrente de carga fornecida pelo conversor SEPIC da fase A em função da razão cíclica é igual ao único elemento da matriz $G_{yd}(s)$. Portanto:

$$\frac{\hat{I}_{o(sepic)}(s)}{\hat{D}(s)} = \frac{|V_{an}| \cdot (C_o \cdot R_s \cdot s + I) \cdot \begin{pmatrix} R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot R_s - D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 \end{pmatrix}}{R_s \cdot (D_{med} - I)^2 \cdot \begin{pmatrix} R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + L_5 \cdot s + D_{med}^2 \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot s - \\ 2 \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 + C_o \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - \\ 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^4 \end{pmatrix}} \quad (6.11)$$

Conforme mencionado, o controle de processamento de potência por parte dos conversores SEPIC consiste em controlar a quantidade de corrente fornecida à carga a partir da variação das correntes nos indutores de entrada. Portanto é necessário determinar a função de transferência da corrente de carga do conversor SEPIC em função da corrente no indutor de entrada L_4 . A referida função de transferência pode ser determinada através da relação entre (6.11) e (6.5), Logo:

$$\frac{\hat{I}_{o(sepic)}(s)}{\hat{I}_{L4}(s)} = - \frac{(C_o \cdot R_s \cdot s + I) \cdot \left(\begin{array}{l} R_s - 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + D_{med}^2 \cdot R_s - D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot s + \\ C_{eq} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 + \\ C_{eq} \cdot D_{med}^2 \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 - C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot L_5 \cdot s^3 - \\ 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_4 \cdot R_s \cdot s^2 - 2 \cdot C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 \end{array} \right)}{(D_{med} - I) \cdot \left(\begin{array}{l} 2 \cdot D_{med} \cdot R_s + D_{med} \cdot L_5 \cdot s + C_o \cdot D_{med} \cdot R_s^2 \cdot s + \\ C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_o \cdot C_{eq} \cdot L_5 \cdot R_s^2 \cdot s^3 + \\ C_o \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 + C_{eq} \cdot D_{med} \cdot L_5 \cdot R_s \cdot s^2 \end{array} \right)} \quad (6.12)$$

A Tab. 6.1 apresenta os parâmetros utilizados para a determinação da função de transferência da corrente de carga fornecida pelo conversor SEPIC em função da corrente no indutor de entrada L_4 , levando em consideração que os conversores SEPIC operam tanto para condição normal de suprimento da rede CA como na ocorrência de um afundamento de 50% da tensão nas três fases (condição crítica).

Tab. 6. 1 - Parâmetros de projeto para determinação da FT da planta do conversor SEPIC.

Parâmetros	Símbolo	Valor
Valor eficaz da tensão F-N V_{an} média para condição normal de suprimento da rede CA	$ V_{an(normal)} $	114,57 V
Valor eficaz da tensão F-N V_{an} média para 50% de afundamento	$ V_{an(sag)} $	57,294 V
Tensão média de saída	V_{Co}	300 V
Potência ativa média processada pelos conversores SEPIC	P_{Ret-2}	720 W (40% de P_o)
Potência ativa média processada por cada conversor SEPIC	P_s	240 W (33,33% de P_{Ret-2})
Indutor de entrada	L_4	1 mH
Indutor de transferência de energia	L_5	500 μ H
Capacitor equivalente de transferência de energia	C_{eq}	50 nF
Capacitor de saída	C_o	3290 μ F

O valor da resistência de carga equivalente a 33,33% da potência total processada por Ret-2 (R_s) pode ser determinado através de (6.13).

$$R_s = \frac{V_{Co}^2}{P_s} = 375 \Omega \quad (6.13)$$

O valor da razão cíclica média D_{med} é determinado a partir do ganho estático do conversor SEPIC. O ganho estático é determinado a partir da Eq. (6.14).

$$\frac{V_{Co}}{|V_{an}|} = \frac{D_{med}}{1 - D_{med}} \quad (6.14)$$

Isolando-se D_{med} em (6.14) tem-se que:

$$D_{med} = \frac{V_{Co}}{V_{Co} + |V_{an}|} \quad (6.15)$$

Para condição normal de suprimento da rede elétrica, a razão cíclica média pode ser determinada através de (6.16) e para condição de afundamento temporário de tensão a razão cíclica média pode ser calculada através de (6.17).

$$D_{med(normal)} = \frac{V_{Co}}{V_{Co} + |V_{an(normal)}|} = 0,72361 \quad (6.16)$$

$$D_{med(sag)} = \frac{V_{Co}}{V_{Co} + |V_{an(sag)}|} = 0,83964 \quad (6.17)$$

De posse dos valores de R_s , $D_{med(normal)}$, $D_{med(sag)}$ e dos parâmetros da Tab. 6.1, as função de transferência da planta do conversor SEPIC para condição normal de operação e para condição de afundamento de tensão podem ser calculadas através das equações (6.18) e (6.19) respectivamente.

$$\frac{\hat{I}_{o(sepic)}(s)}{\hat{I}_{L4}(s)}_{(normal)} = \frac{4,3555 \cdot s + 0,67199 \cdot s^2 + 0,82916 \cdot s^3 - 0,0000069815 \cdot s^4 + 3,5303}{(s + 1,5808) \cdot (-0,18374 \cdot s + s^2 + 11,694)} \quad (6.18)$$

$$\frac{\hat{I}_{o(sepic)}(s)}{\hat{I}_{L4}(s)}_{(sag)} = \frac{2,5269 \cdot s + 0,38975 \cdot s^2 + 0,48107 \cdot s^3 - 0,000013963 \cdot s^4 + 2,0483}{(s + 1,6) \cdot (-0,1089 \cdot s + s^2 + 13,406)} \quad (6.19)$$

6.3.3 Projeto do Controlador de Tensão – Conversor Boost

O controle da tensão de saída do conversor Boost pôde ser implementado através da ação direta sobre a razão cíclica imposta à chave do conversor, para isto foi utilizada a estrutura de controle apresentada na Fig. 6.3.

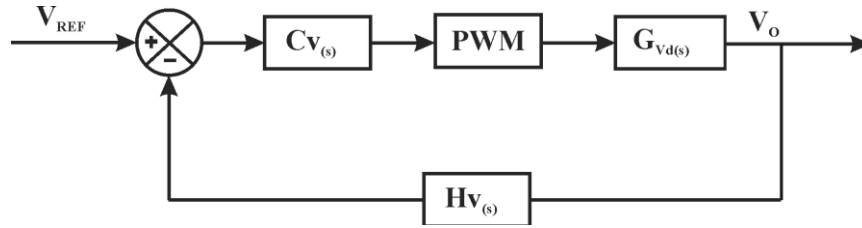


Fig. 6. 3 - Diagrama de Blocos do Controle do Conversor Boost.

Esta malha é composta pelo compensador de tensão $C_v(s)$, o modulador por largura de pulso (PWM), a função de transferência da malha aberta do conversor Boost $G_{vd}(s)$, e o bloco de realimentação de tensão $H_v(s)$.

A função de transferência do modulador por largura de pulso é definida em (6.20).

$$PWM = \frac{1}{V_M} \quad (6.20)$$

Em que V_M representa o valor de pico da rampa de tensão utilizada no modulador por largura de pulso. Para simplificar as análises de simulações, adotou-se o valor igual a 1 conforme (6.21).

$$V_M = 1 \quad (6.21)$$

$$PWM = 1$$

Uma vez que o controle será implementado por DSP, portanto digital, pode-se trabalhar com sinais lógicos de valores elevados, logo é possível estabelecer um ganho unitário na realimentação de tensão estabelecendo como referência o sinal desejado com valores nominais. Embora o sensoriamento físico estabeleça um ganho, após a conversão digital é possível restabelecer os valores nominais, chegando-se finalmente a um ganho de realimentação como em (6.22).

$$H_v(s) = 1 \quad (6.22)$$

Uma vez determinada a função de transferência da planta, a função de transferência de malha aberta é obtida através da multiplicação dos elementos da malha, conforme equação (6.23).

$$FTMA = C(s) \cdot PWM(s) \cdot G_{(vd)}(s) \quad (6.23)$$

Considerando os parâmetros apresentados na Tabela 4.5 e o controlador como um ganho unitário é traçado o diagrama de Bode da FTMA apresentado na Fig. 6.4.

Avaliando o comportamento da *FTMA* sem a ação do controlador no domínio da frequência a partir dos respectivos diagramas de Bode, verifica-se que a margem de fase do sistema é de aproximadamente -26° , portanto, caracteriza-se como um sistema instável.

A função de transferência de malha aberta, definida em (6.2) deve operar a uma frequência de cruzamento, tal que apresente uma margem de fase entre 45° e 90° e consequentemente, garanta a estabilidade do sistema. Desta maneira, é necessário realizar a compensação, afim que se almeje o resultado desejado.

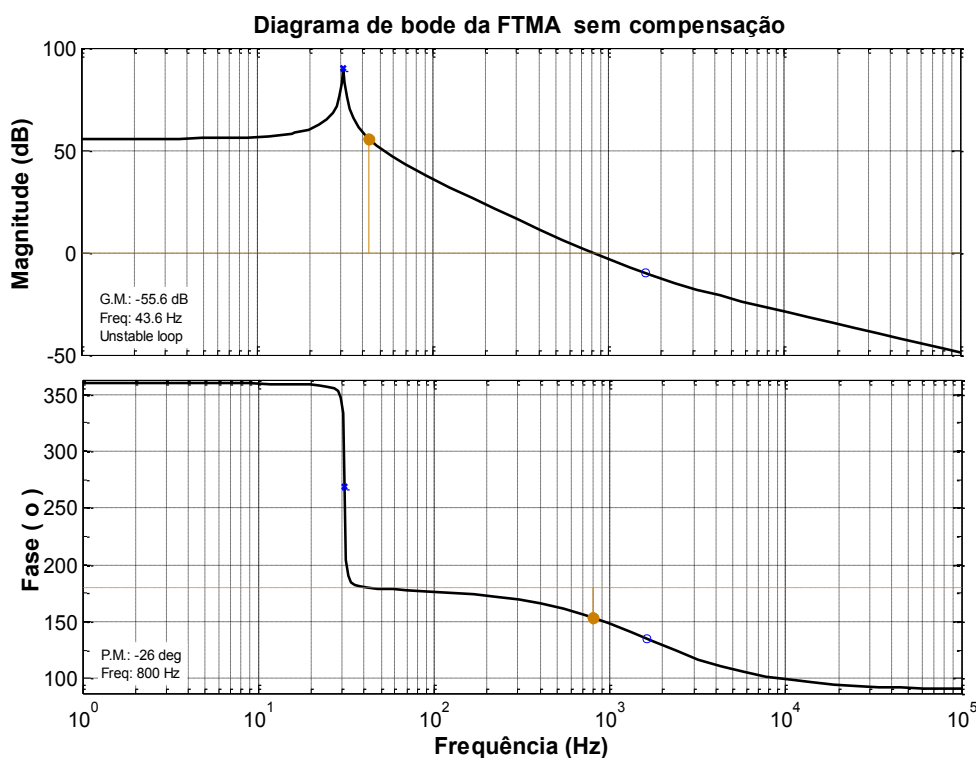


Fig. 6. 4 - Diagrama de bode da FTMA do controle de tensão do conversor Boost sem compensação.

Utilizando a ferramenta *Sisotool* do *softwareMatlab*[®], os parâmetros do controlador foram dimensionados automaticamente, a partir da consideração de alguns requisitos aceitáveis para a resposta do sistema em malha fechada, tais como, máximo sobre sinal, máximo tempo de subida e máximo tempo de acomodação.

Tendo em vista que a ação do controlador é atuar na redução o erro de estado estacionário e naturalmente, atender aos requisitos de estabilidade. Desta forma a expressão para o controlador $C_v(s)$ encontrada é dada pela equação (6.24).

$$Cv(s) = \frac{1,413 \cdot s^2 + 912,5 \cdot s + 1,497e005}{s^2 + 17100 \cdot s} \quad (6.24)$$

Portanto, a função de transferência da planta de malha aberta compensada $FTMA_{Compnsada}$ é representada pela equação (6.25) e o comportamento da planta sob a ação do controlador de tensão é ilustrado na Fig. 6.5.

$$FTMA_{Comp}(s) = \frac{-0,421 \cdot s^3 + 4055 \cdot s^2 + 2,75e006 \cdot s + 4,586e008}{0,0001353 \cdot s^4 + 2,313 \cdot s^3 + 13,51 \cdot s^2 + 8,671e004 \cdot s} \quad (6.25)$$

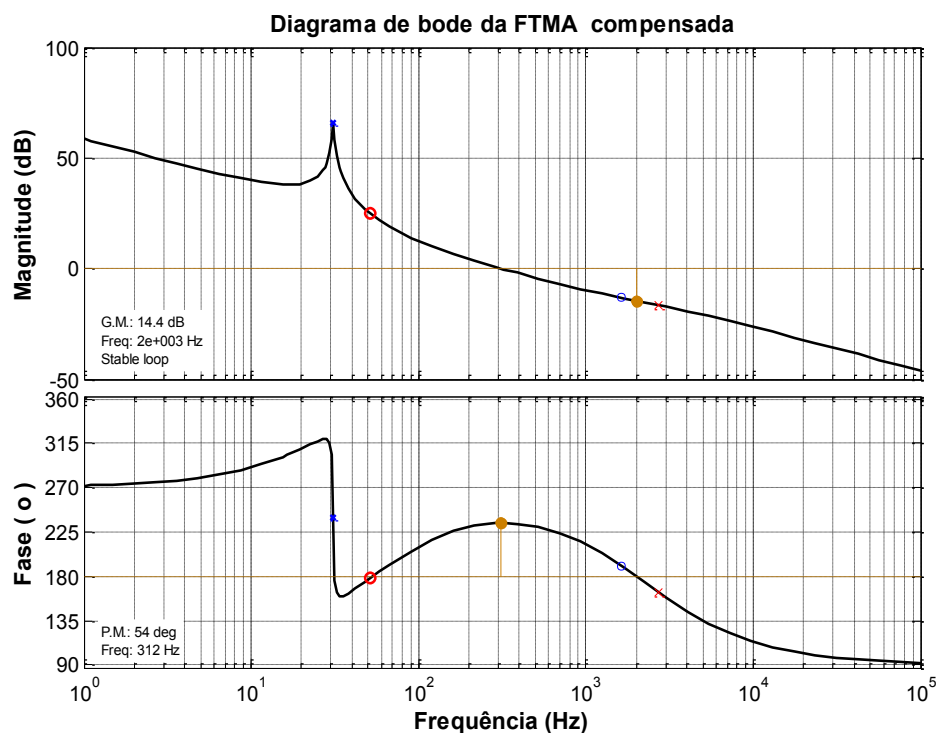


Fig. 6. 5 - Diagrama de bode da FTMA do controle de tensão do conversor Boost compensada.

A Fig. 6.6 ilustra a resposta da planta compensada quando a mesma está submetida ao degrau unitário. Observa-se um tempo de acomodação de 2,84 ms e um sobre sinal de 13%.

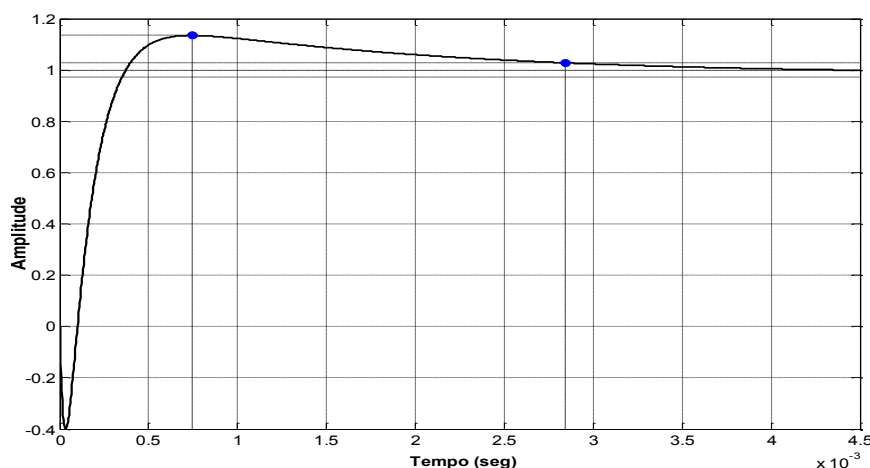


Fig. 6. 6 - Resposta ao degrau unitário da FTMA compensada .

6.3.4 Projeto do Controlador de Potência – Conversor SEPIC

Considerando que o controle aplicado é idêntico às três fases, a análise será feita apenas para a fase A, podendo ser estendida para as demais fases. Uma grande vantagem desse controlador é que o mesmo atua sob as duas condições de alimentação da rede CA, ou seja, a operação em condições normais de suprimento e ainda sob condições de afundamento. Durante a condição de alimentação normal da rede CA, a saída do controlador K_s é multiplicada a um sinal senoidal criado digitalmente e sincronizado com a tensão de fase (F-N) a fim de ajustar a amplitude da referência senoidal e garantir que os conversores chaveados processem apenas 40% da potência ativa média total e determinando um nível de DHT_1 para as correntes de linha de entrada em conformidade com a norma IEC 61000-3-2. Nessa condição de operação, a saída K_b do controlador aplicado ao conversor Boost é setado para o valor zero, fazendo com que a chave Boost permaneça desativada durante essa condição de operação e a tensão do barramento CC é regulada a um valor pré-definido, sendo esta determinada pela tensão de pico das tensões de linha. Diante da ocorrência de afundamentos de tensão a saída K_b será comparada com uma onda triangular por um controlador PWM determinando os pulsos com a largura adequada para manter a tensão no barramento. Enquanto isso ocorre, o controlador aplicado aos conversores SEPICs mantém atuando e estabelecendo 40% da potência média drenada pela carga.

A Fig. 6.7 ilustra o diagrama de blocos da malha de controle do conversor SEPIC.

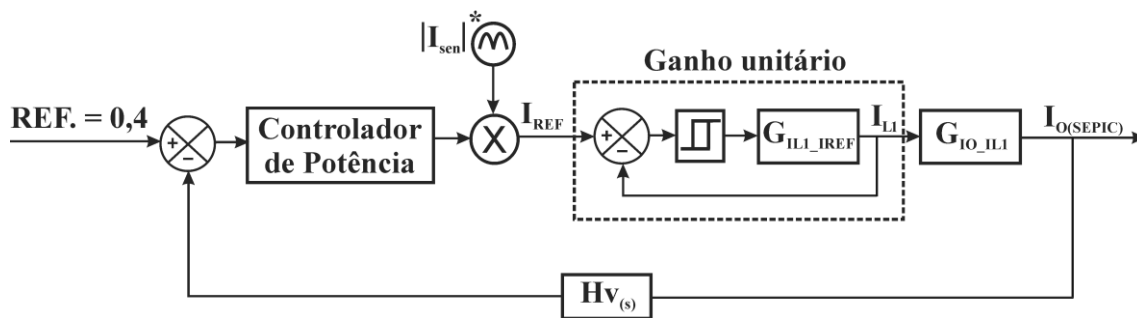


Fig. 6. 7 - Diagrama de Blocos do Controle do Conversor SEPIC.

A Fig. 6.8 mostra o diagrama de bode, correspondente à equação (6.18), que representa o comportamento da função de transferência de malha aberta para operação do RHT sob condições normais de suprimento da rede de alimentação CA. Conforme se observa, a função de transferência se apresenta instável, apresentando uma margem de fase de 24° . Deseja-se que a *FTMA* em análise apresente uma margem de fase entre 45° e 90° . Desta forma se faz necessário implementar um compensador para atender os requisitos desejados.

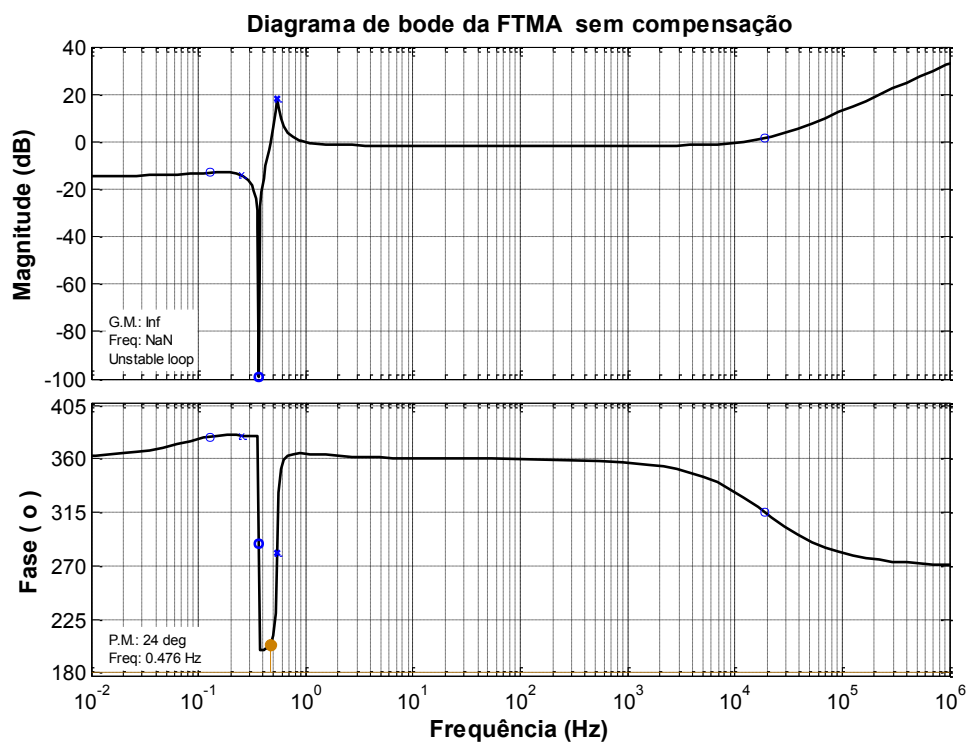


Fig. 6. 8 - Diagrama de bode da FTMA do controle de corrente do conversor SEPIC sem compensação sob condições normais de fornecimento de tensão CA.

Utilizando a ferramenta *Sisotool* do *softwareMatlab*[®], foram dimensionados automaticamente os parâmetros do controlador e a expressão que define o mesmo é dada pela equação (6.26). Seguindo as recomendações dadas em (72) os zeros e pólos

do compensador foram alocados sob a observância de que a frequência de cruzamento ocorra no ponto desejado, obtendo uma margem de fase satisfatória minimizando o erro estático.

$$C_i(s) = 1000 \cdot \frac{1}{0,00073 \cdot s^2 + s} \quad (6.26)$$

Desta forma a equação (6.27) representa a função de transferência de malha fechada e o comportamento da planta sob a ação do controlador de corrente é ilustrado pelo diagrama de bode mostrado na Fig. 6.9.

$$FTMA_{Comp_sepic}(s) = \frac{-0,006981 \cdot s^4 + 829,2 \cdot s^3 + 672 \cdot s^2 + 4356 \cdot s + 3530}{0,00073 \cdot s^5 + 1,001 \cdot s^4 + 1,405 \cdot s^3 + 11,42 \cdot s^2 + 18,49 \cdot s} \quad (6.27)$$

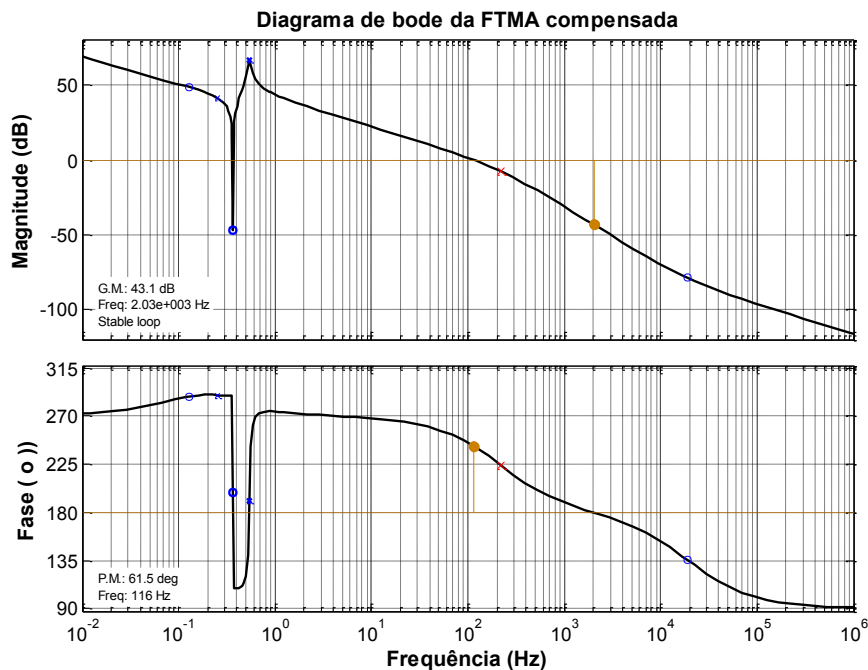


Fig. 6. 9 - Diagrama de bode da FTMA do controle de corrente do conversor SEPIC compensada sob condições normais de fornecimento de tensão CA.

Observa-se a característica estável da planta apresentando uma margem de fase $MF = 61,5^\circ$ para uma frequência de cruzamento de 2,03 kHz e a resposta do mesmo ao degrau unitário é mostrada pela figura 6.10, onde um tempo de acomodação de 5,61 ms e um sobre sinal de 7% podem ser observados.

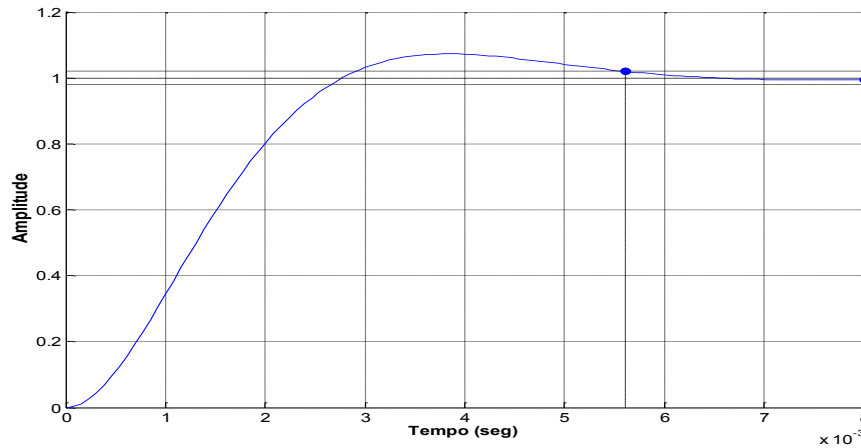


Fig. 6.10 - Resposta ao degrau unitário de $T(s)$ para $V_i=311V$.

Deve-se agora analisar o comportamento da planta sob condições de afundamento de tensão e verificar se o compensador obtido satisfaz a essa nova condição de operação.

A Fig. 6.11 mostra o diagrama de bode para a função de transferência de malha aberta quando a estrutura está sob condições de afundamento de tensão. Observa-se a instabilidade do sistema, devendo o mesmo ser compensado. Utilizando o mesmo compensador que para operação sob condições normais de suprimento, verificou-se que o sistema se mantém estável e com uma margem de fase de $77,6^\circ$, conforme mostra a Fig. 6.12 e a resposta ao degrau unitário é apresentada na Fig. 6.13.

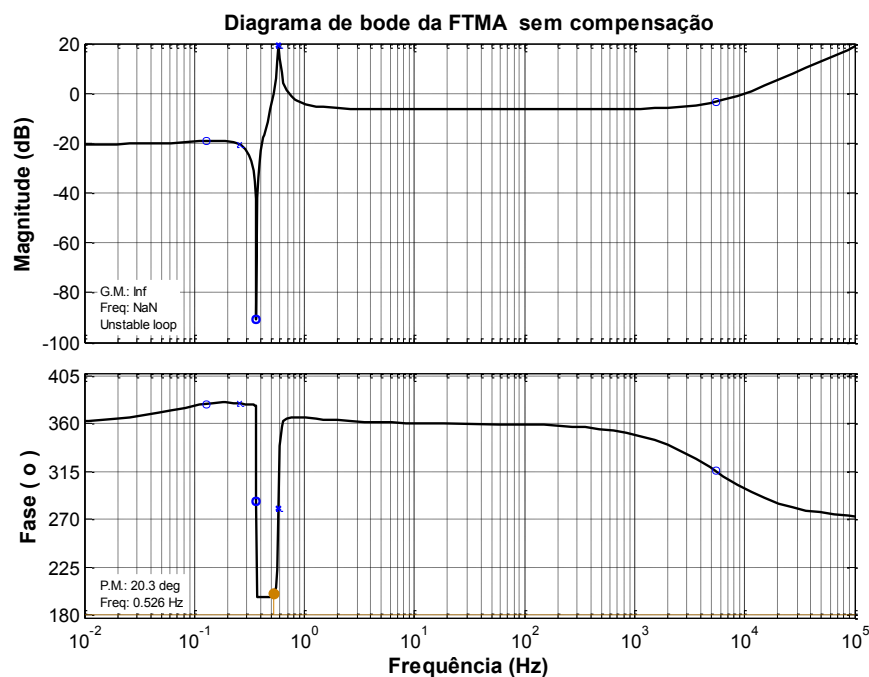


Fig. 6.11 - Diagrama de bode da FTMA do controle de corrente do conversor SEPIC sem compensação para a condição de afundamento de tensão.

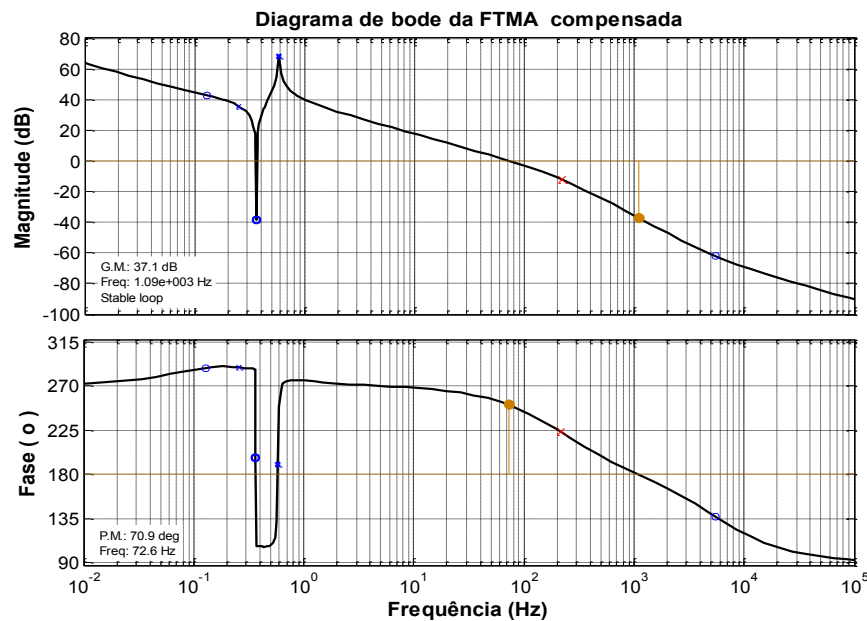


Fig. 6. 12 - Diagrama de bode da FTMA do controle de corrente do conversor SEPIC sem compensação para a condição de afundamento de tensão.

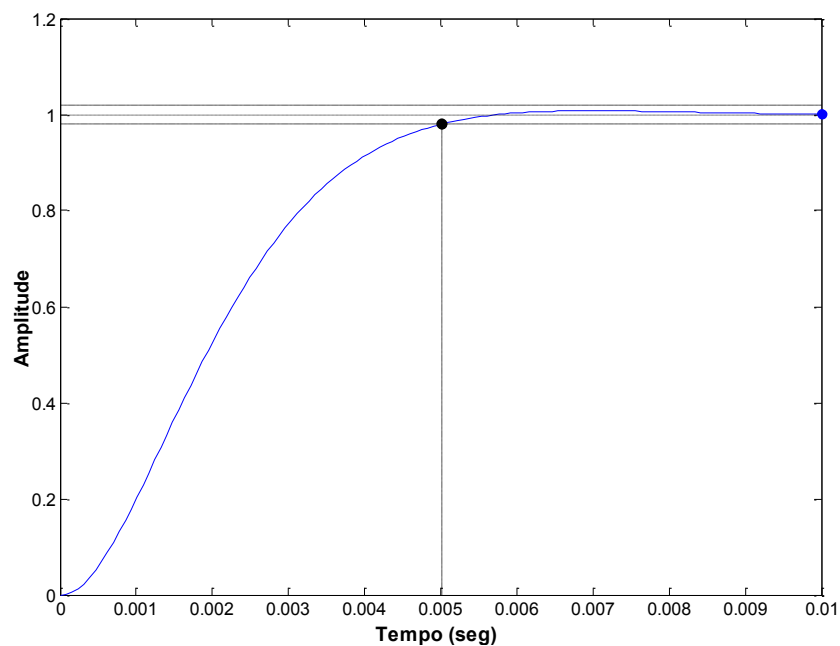


Fig. 6. 13 - Resposta ao degrau unitário de T(s) para $V_i=311V$.

6.4 Análise das Simulações Computacionais para o RHT sob Condições de Afundamentos de Tensão

Utilizando-se o *software PSIM®* para comprovar o estudo proposto, foram realizadas simulações computacionais, em que foi possível constatar a regulação da

tensão no barramento CC a um valor pré-ajustado para os sete tipos de afundamentos de tensão. A imposição de correntes de linha senoidais na entrada do RHT e o alto fator de potência também foram observados. Os parâmetros para o circuito de potência são apresentados na Tab. 6.2.

Tab. 6. 2 - Especificações do RHT para simulação computacional.

Tensão de saída média, V_0 (med) ≈ 300 V			
Potência de saída, $P_0 = 1,8$ kW			
Tensão de entrada de fase, V_{an} , V_{bn} e V_{cn} (rms) = 127 V			
frequência média do chaveamento dos conversores SEPICs, $f_s = 20$ kHz			
Potência Processada: Ret-1 – 1080 W (60 %); Ret-2 – 720 W (40 %)			
Componentes	Retificador trifásico não controlado	Conversor Boost	Conversor SEPIC
Indutor	L_1, L_2 e $L_3 = 1$ mH	-	L_4, L_6 e $L_8 = 1$ mH L_5, L_7 e $L_9 = 500$ μ H
Capacitor	$C_0 = 3290$ μ F	-	C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 e $C_6 = 100$ nf
Chave	-	S_b : IGBT	S_1, S_2 e S_3 : IGBT
Diodo	Ponte retificadora a diodos	D_B	$D_{1...9}$

Uma consideração bastante razoável, é que no ponto de acoplamento do barramento CC, qualquer carga a ser conectada, o RHT perceberá esta como sendo de alto fator de potência, uma vez que a estrutura é capaz de impor correntes senoidais com baixa DHT_1 e alto fator de potência na entrada CA do conversor. Logo, por simplificação, a carga acionada pode ser representada por uma simples resistência, sem prejuízo para a análise, se fosse considerado a carga como sendo um AVV. A Fig. 6.14 mostra o circuito esquemático de um arranjo desenvolvido no *software* de simulação capaz de emular qualquer tipo de afundamento a ser estudado com o intuito de analisar a sensibilidade do sistema de acionamento. As simulações foram todas realizadas considerando um período de afundamento de 200 ms e ainda considerou-se a pior situação nos eventos simulados corroborando com a norma IEC 64000-4-30.

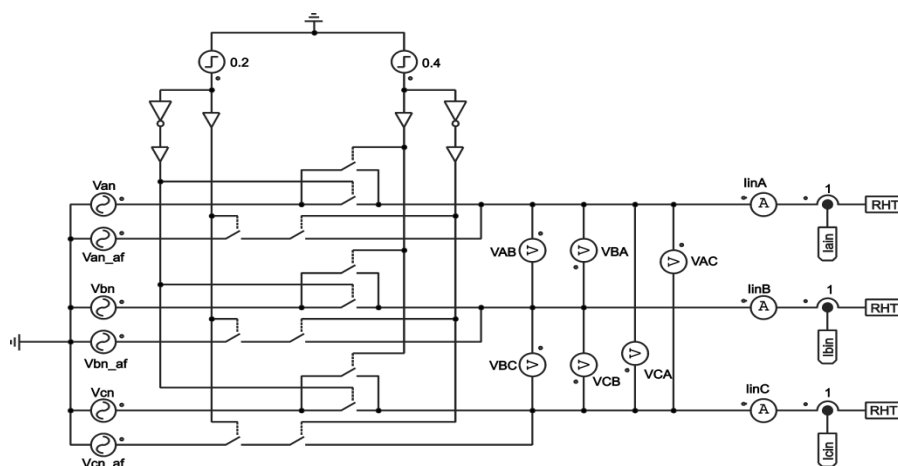


Fig. 6. 14 - Arranjo emulador da fonte de afundamentos

A Fig. 6.15 mostra o grupo retificador Ret-1, destaca-se a presença dos dispositivos, interruptor e do diodo Boost na estrutura apresentada. Pode-se observar também a aquisição dos sinais de corrente e tensão utilizados para a realização do controle.

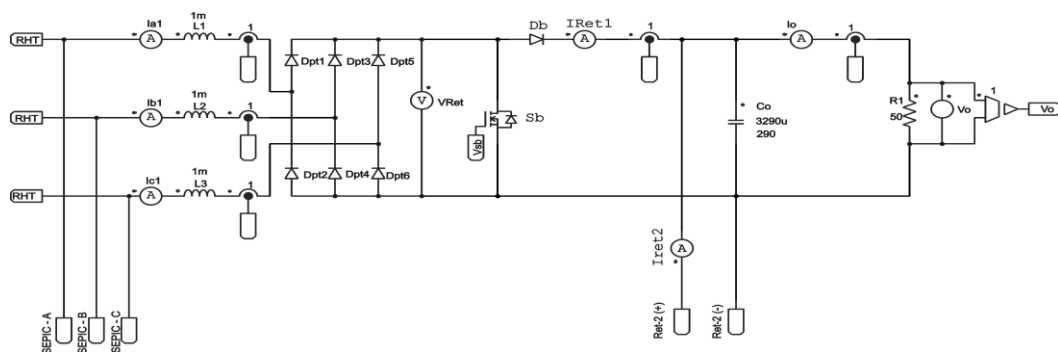


Fig. 6. 15 - Diagrama esquemático do grupo retificador Ret-1.

Na Fig. 6.16 é mostrado o grupo retificador Ret-2, composto pelos conversores SEPIC, sendo um para cada fase. Para a melhoria dos resultados os capacitores C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , C_5 e C_6 do conversor SEPIC foram redimensionados para 100nF.

Na sequência é ilustrado o diagrama esquemático do circuito de controle simulado. A Fig. 6.17-a mostra o detector de afundamentos, a Fig. 6.17-b mostra o controlador PI de tensão que tem por função manter a tensão do barramento CC a um valor pré-determinado diante da ocorrência de afundamentos de tensão e a Fig. 6.17-c mostra a obtenção da parcela de corrente (em p.u.) dos conversores chaveados a ser

comparada com um valor de referência no valor de 0,4 (40% da corrente total absorvida pela carga).

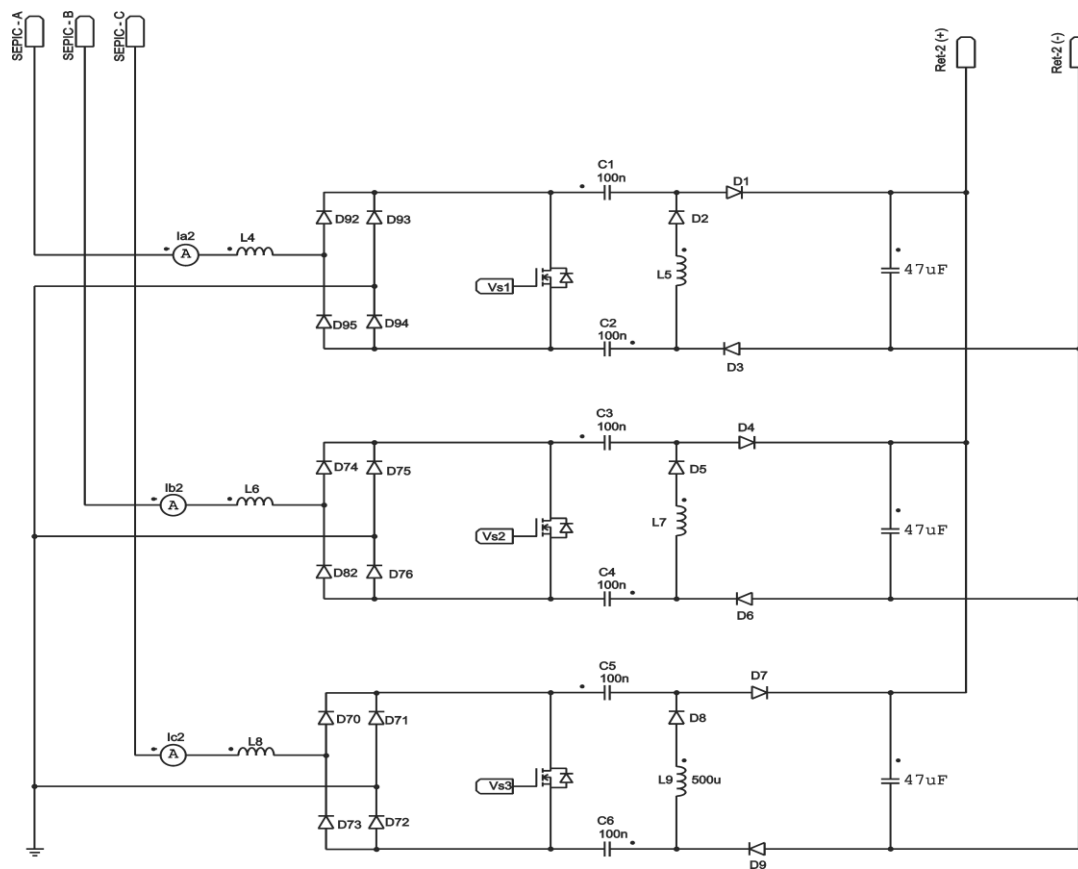


Fig. 6. 16 - Diagrama esquemático do grupo retificador Ret-2.

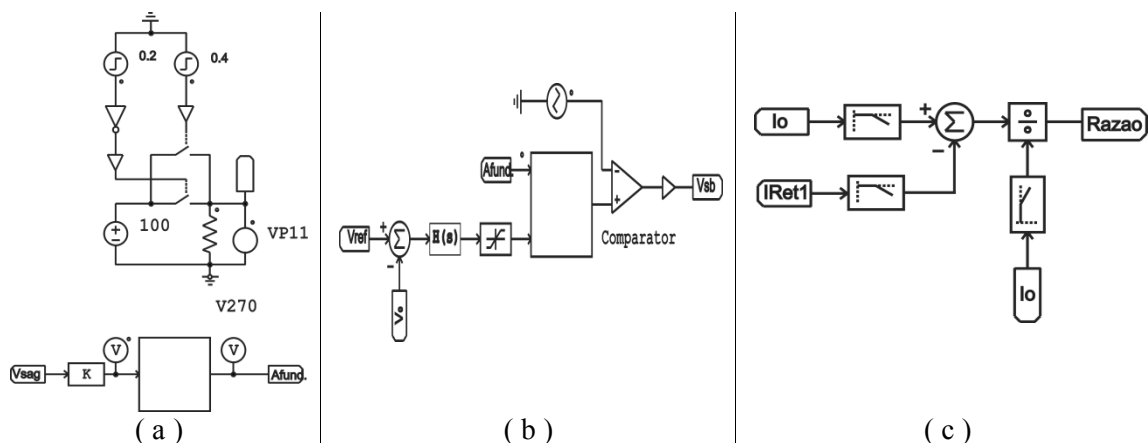


Fig. 6. 17-(a) Detector de afundamentos (b) Controlador de tensão do conversor Boost (c) Corrente dos conversores SEPICs em p.u.

A Fig. 6.18 mostra os controladores de corrente, responsáveis por estabelecer a divisão de potência entre os grupos retificadores impondo a amplitude

adequada da referência senoidal da corrente de entrada assegurando alto fator de potência e baixo conteúdo harmônico.

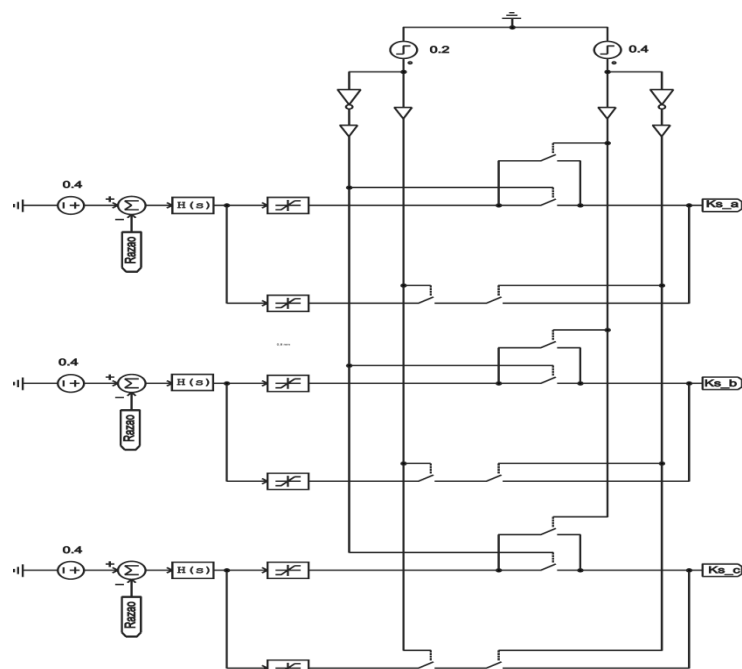


Fig. 6.18 - Controladores de potência dos conversores SEPICs.

A Fig. 6.19 ilustra a referência senoidal criada com valor unitário e em sincronismo com as tensões de Fase-Neutro. Caso ocorra um afundamento que provoque um deslocamento de fase esse arranjo é capaz de sincronizar a referência senoidal com a tensão da rede CA.

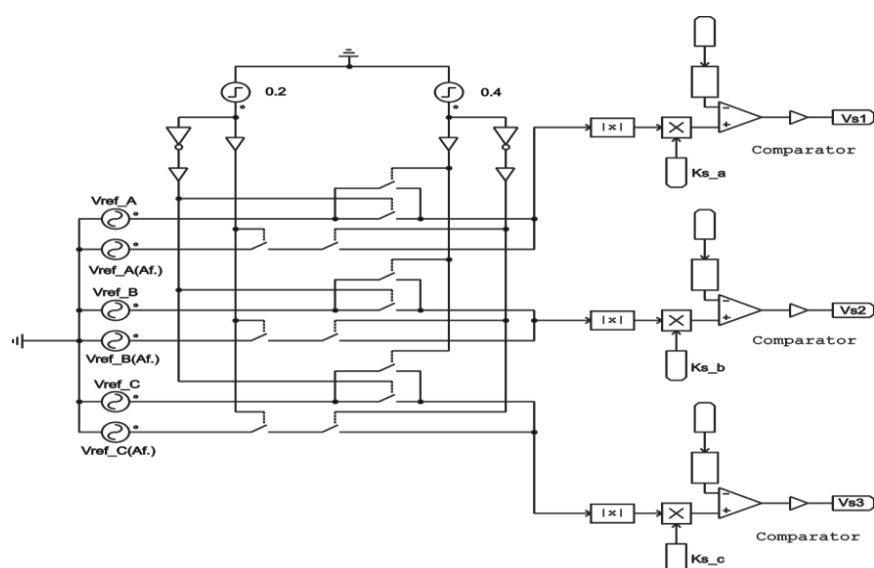


Fig. 6.19 - Geração da referência senoidal sincronizada com a rede CA

• O Afundamento de tensão do tipo A

Para um afundamento do tipo A a tensão do barramento CC decresce de modo proporcional às tensões de linha. Em geral os AVVs sensibilizam a proteção contra subtensão para cerca de 70% (0,7pu) da tensão remanescente no barramento CC. Portanto, um afundamento de magnitude de 0,5 pu ($h=0,5$) da tensão rms de alimentação com duração igual ou superior a 200 ms (12 ciclos) leva o AVV à condição de desligamento, como pode ser visto na Figura 6.20. A linha tracejada em preto indica o limite de sensibilização da proteção, i.e., o limite de tensão igual a 210 V para o qual a proteção de subtensão do AVV é sensibilizada. Ressalta-se que o tempo de atuação da proteção dependerá da descarga do capacitor conectado ao barramento CC.

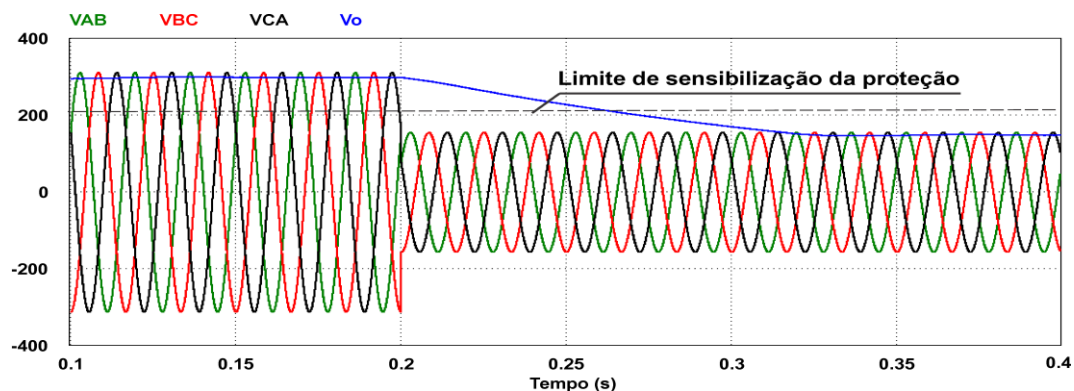


Fig. 6. 20 - Curva de tensão do barramento CC ultrapassando o limiar de desligamento - Afundamento tipo A.

Sob a condição anterior e considerando o acionamento do RHT com o conversor Boost conectado, são apresentados os principais resultados de simulação para a operação do conversor alimentando uma carga de 1,8 kW ilustrados nas Figuras 6.21 a 6.23. A disposição dos fasores das tensões de fase e de linha durante o afundamento estão representados na tabela 6.3.

Tab. 6. 3 - Fasores das tensões de fase e de linha – Afundamento de tensão do tipo A

$h=0,5$							
Tensão de fase	Módulo pu	Argumento (°)	Tensões de Pico (V)	Tensões de	Módulo Pu	Argumento (°)	Tensões de Pico (V)
Va	0,5	0	90	Vab	0,5	30	155,56
Vb	0,5	-120	90	Vbc	0,5	-90	155,56
Vc	0,5	120	90	Vca	0,5	150	155,56

A Fig. 6.21 mostra a eficácia do conversor Boost em mitigar um afundamento do tipo A, mantendo a tensão no barramento CC, assegurando o funcionamento do AVV, evitando o seu desligamento.

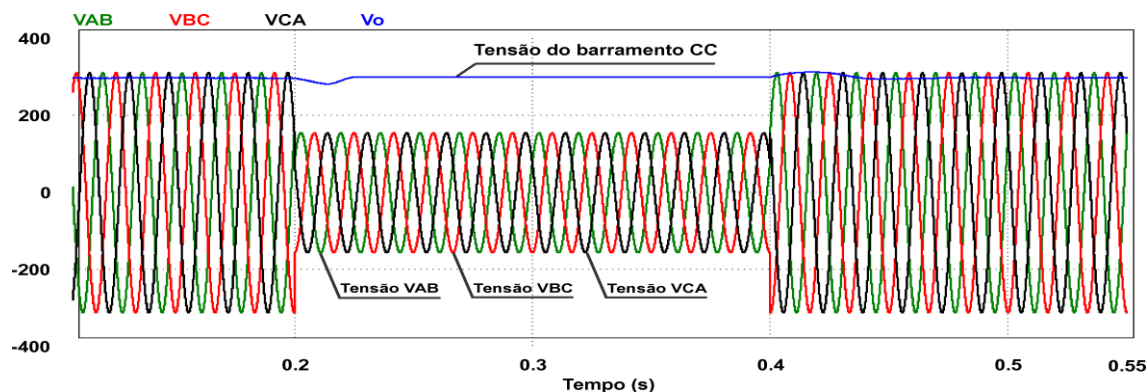


Fig. 6. 21 - Tensões de linha e tensão no barramento CC com conversor Boost cascadeado sob afundamento do tipo A – $h=0,5$.

Observa-se a rápida resposta dinâmica do conversor Boost em estabilizar a tensão do barramento CC. Percebe-se um rápido transitório, onde o menor valor assumido pela tensão foi de 281V, após este, o conversor estabiliza a tensão no valor pré-determinado de 300 V.

O comportamento das correntes de entrada do conversor também foi observado e mostrado na Fig. 6.22.

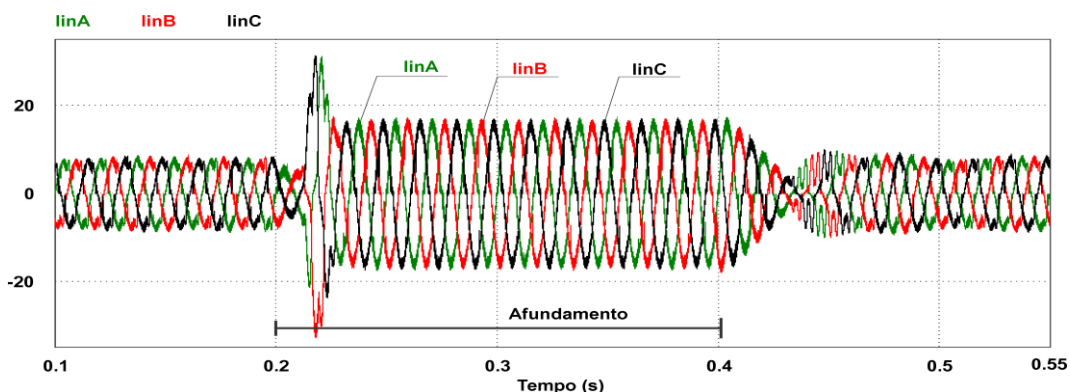


Fig. 6. 22 - Correntes na entrada CA do conversor.

Observa-se que, por ser um afundamento simétrico as correntes se apresentam senoidais, onde os picos das correntes são perfeitamente toleráveis, mesmo durante o distúrbio. Na sequência, a Fig. 6.23 mostra as correntes durante a operação normal de fornecimento da rede CA de alimentação.

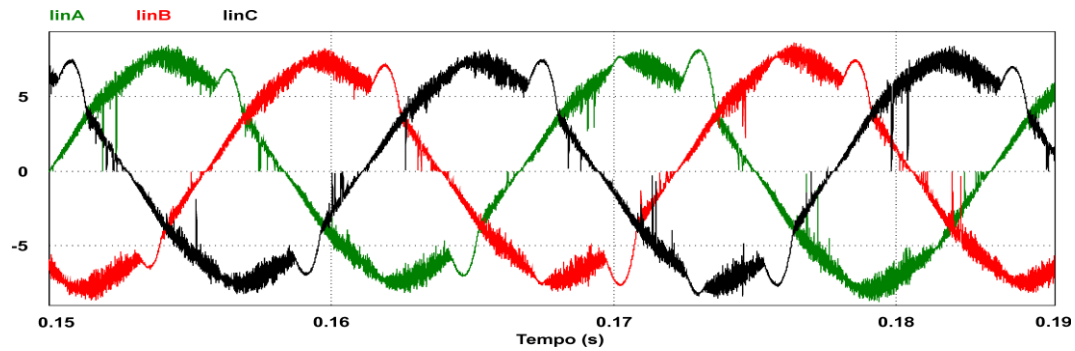


Fig. 6.23 - Detalhe das correntes de entrada do RHT para operação sem afundamento.

A Fig. 6.24 mostra a composição para a corrente da fase A.

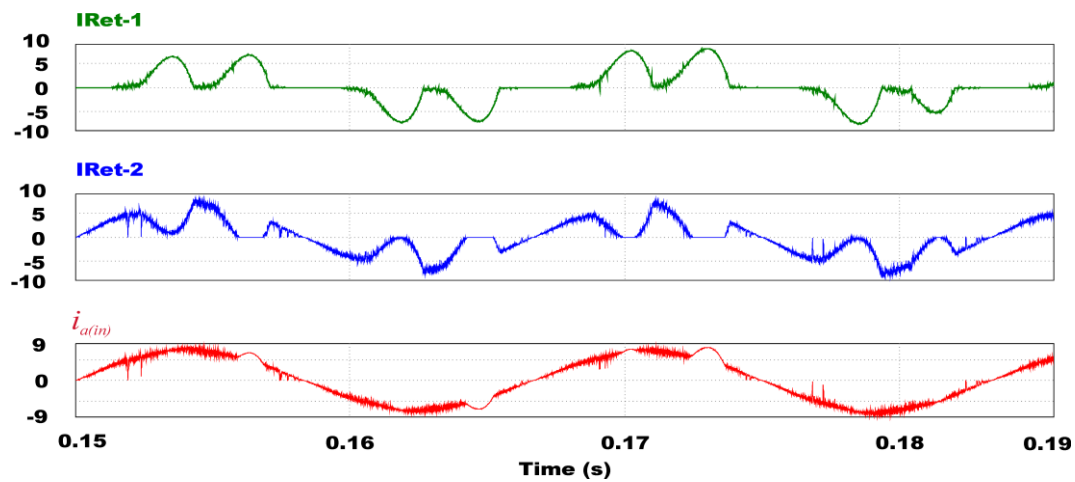


Fig. 6.24 - Composição da Corrente da fase A.

Essas correntes representam a composição das correntes dos dois grupos retificadores, Ret-1 e Ret-2, sendo I_{Ret-1} a corrente do retificador convencional de seis pulsos e I_{Ret-2} a corrente dos conversores chaveados.

A Fig. 6.25 mostra a divisão do processamento de potência dos grupos retificadores Ret-1 e Ret-2 integrantes do retificador híbrido.

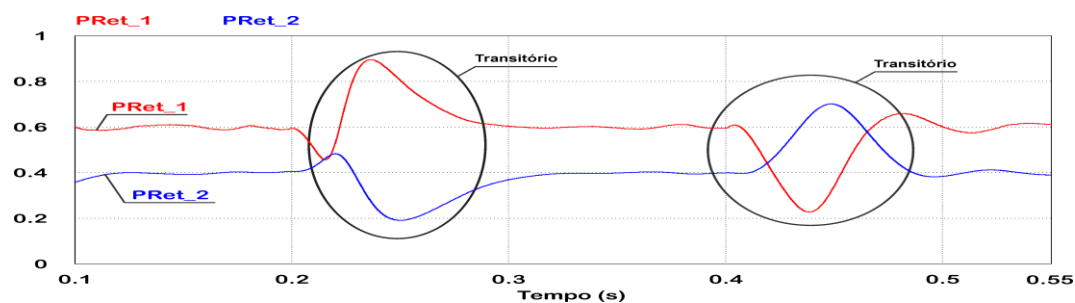


Fig. 6.25 - Processamento de potência entre os conversores Ret-1 e Ret-2, operação sem e com afundamento – Tipo A.

Constata-se a ação efetiva dos controladores no sentido de manter o percentual de 60% da potência processada para o grupo retificador Ret-1 e os 40% restantes processados pelos conversores chaveados SEPICs (Ret-2).

Observa-se ainda a presença de transitórios devido à entrada e saída do distúrbio respectivamente. O tempo de acomodação desses transitórios está relacionado ao valor das grandezas dos elementos armazenadores de energia, tais como, capacitores e indutores envolvidos na estrutura e também à velocidade de resposta dinâmica da planta compensada.

• *O Afundamento de Tensão do Tipo B*

Este tipo de afundamento ocorre devido às faltas fase-terra, em que, apenas uma das fases apresenta uma redução em sua amplitude, implicando com isso que duas tensões de linha são afetadas. Entretanto, mesmo com uma das fases afetada, o barramento CC ainda permanece com condições satisfatórias, mantendo a tensão em um nível tolerável para um acionamento de velocidade variável, não atuando a proteção contra subtensão.

A tabela 6.4 representa a disposição dos fasores considerando o pior caso para esse tipo de afundamento.

Tab. 6. 4 - Fasores das tensões de fase e de linha – Afundamento de tensão do tipo B

h=0								
Tensão de fase	Módulo pu	Argumento (°)	Tensões de Pico (V)		Tensões de	Módulo Pu	Argumento (°)	Tensões de Pico (V)
Va	0	0	0		Vab	0,578	60	180
Vb	0,5	-120	90		Vbc	1	-90	311,12
Vc	0,5	120	90		Vca	0,578	120	180

Embora o afundamento do tipo B não sensibilize a proteção, o controlador atua no sentido de tentar equalizar as potências processadas pelas fases não afetadas. A Fig. 6.26 mostra o retificador híbrido com a operação do conversor Boost, destacando as tensões de linha, o nível de tensão que sensibiliza a proteção que abaixo da qual leva o AVV o desligamento e a tensão compensada do barramento CC.

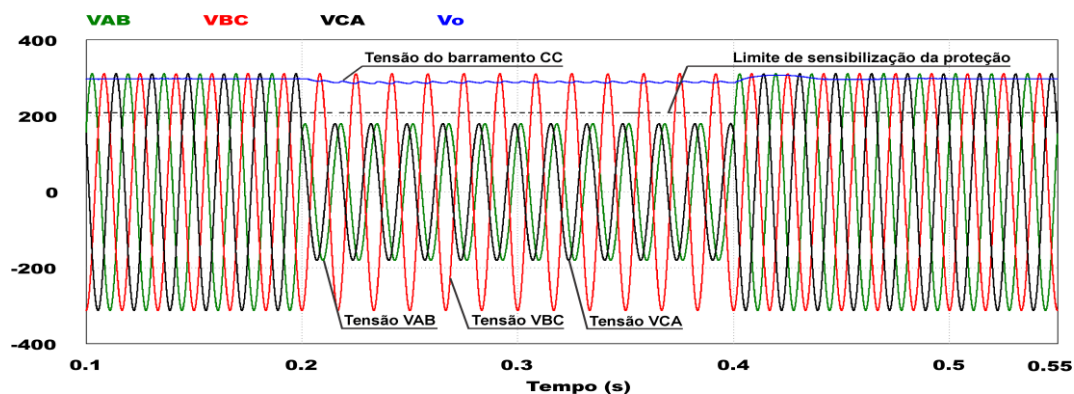


Fig. 6. 26 - Tensões de linha e tensão no barramento CC com conversor Boost cascadeado sob afundamento do tipo B – $h = 0$.

A Fig. 6.27, mostra as correntes de linha na entrada do conversor.

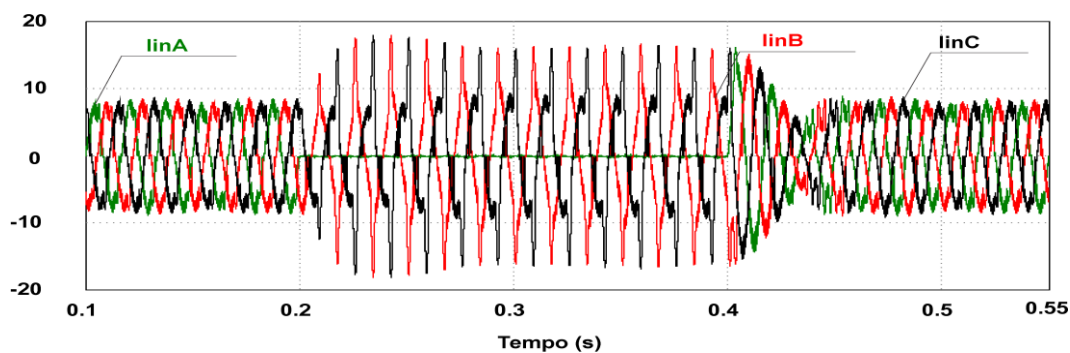


Fig. 6. 27 - Correntes de linha na entrada CA do conversor

Diante ao afundamento de tensão, verifica-se que a tensão do barramento oscila, em função agora de haver apenas duas tensões de linha em condições normais v_{bc} e v_{cb} . A fim de manter a energia no barramento CC o compensador projetado para os SEPIC, forçam os referidos conversores a drenarem a energia necessária da rede, para manter a tensão do barramento, resultando com isso picos de correntes, como pode ser observado na Fig. 6.27. A divisão do processamento de potência entre os conversores integrantes é mostrada na Fig. 6.28.

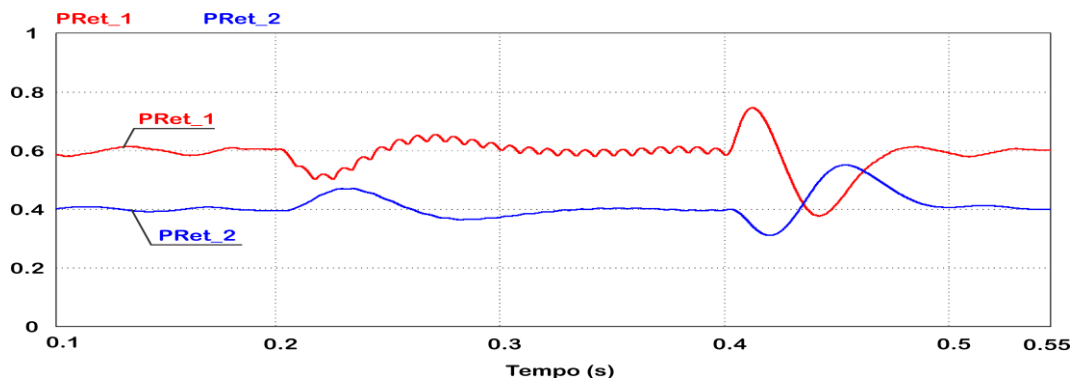


Fig. 6. 28 - Processamento de potência entre os conversores Ret-1 e Ret-2.

• O Afundamento de Tensão do Tipo C

Neste tipo de afundamento uma das tensões permanece inalterada, enquanto as outras duas sofrem alterações no módulo e ângulo em função do parâmetro h . A Tab. 6.5 representa o afundamento do tipo C na sua maior severidade, $h=0$.

Tab. 6. 5 - Fasores das tensões de fase e de linha – Afundamento de tensão do tipo C

$h=0$								
Tensões de fase	Módulo pu	Argumento (°)	Tensões de Pico (V)		Tensões de Linha	Módulo Pu	Argumento (°)	Tensões de Pico (V)
Va	1	0	180		Vab	0,867	0	269,3
Vb	0,5	180	90		Vbc	0	90	0
Vc	0,5	180	90		Vca	0,866	180	269,3

A Fig. 6.29 mostra o distúrbio com as características acima citadas. Conforme ilustra a Figura, o afundamento do tipo C não provoca desligamentos por subtensão, fazendo com que o AVV fique imune a esse tipo de distúrbio. Entretanto, mesmo que este distúrbio não sensibilize a proteção, o RHT operando com o conversor Boost conectado irá atuar para manter a tensão no barramento CC em seu nível ótimo e ainda proporcionando a divisão do processamento de potência conforme pré-estabelecido.

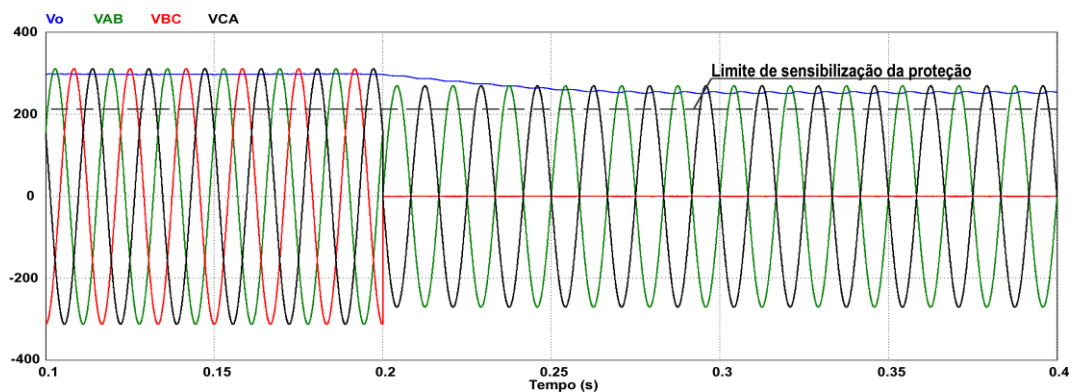


Fig. 6. 29 - Tensões de linha e tensão no barramento CC para um afundamento de tensão do tipo C para $h=0$.

Esta característica de operação pode ser observada na Fig. 6.30-(a) que apresenta as tensões de linha e a tensão no barramento CC sob a ação do conversor Boost. A Fig. 6.30-(b) ilustra as correntes na entrada do conversor e a Fig. 6.30-(c) mostra a efetiva ação do controlador de potência que estabelece divisão do processamento da potência total pelos conversores Ret-1 e Ret-2.

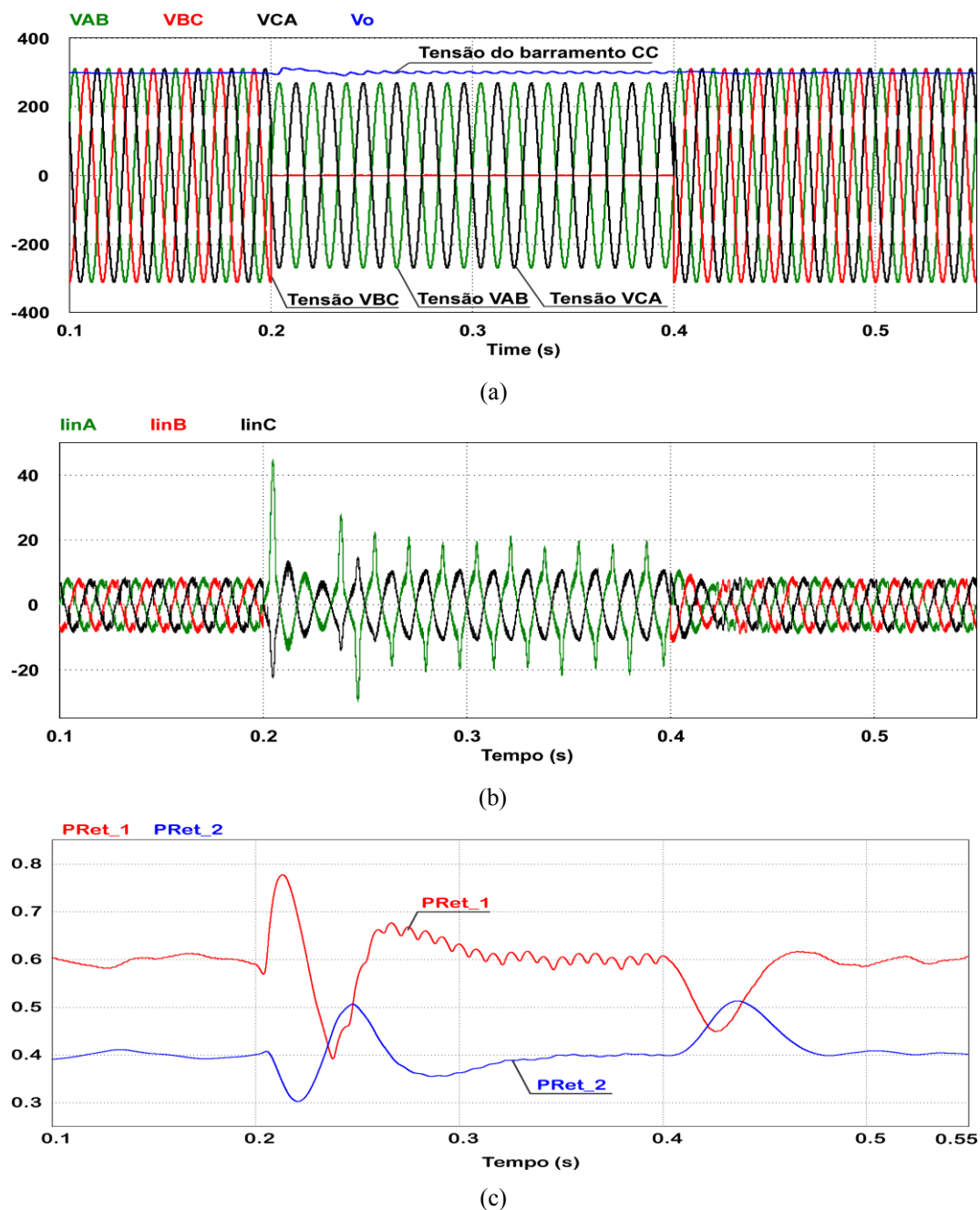


Fig. 6. 30 - (a) Tensões de linha e do barramento CC sob a ação do conversor Boost. (b) Correntes de linha de entrada. (d) Processamento de potência pelos grupos retificadores Ret-1 e Ret-2

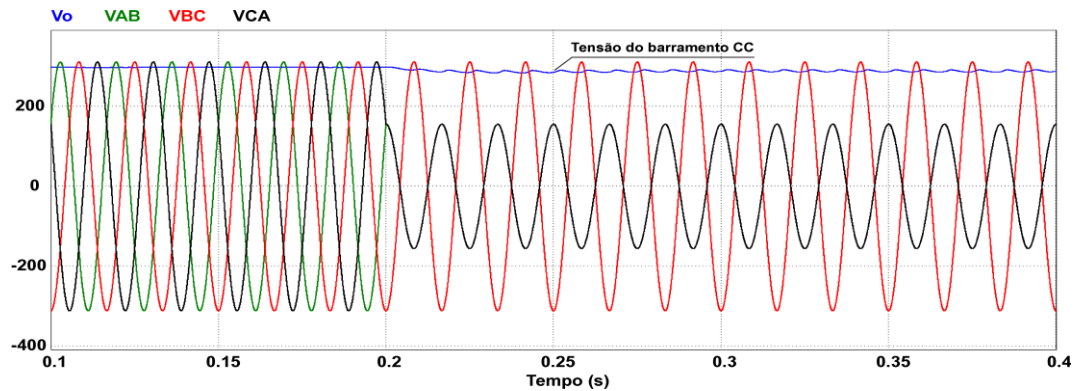
• O Afundamento de Tensão do Tipo D

O afundamento de tensão do tipo D, pode ser originário de faltas FF ou FT. A Tab. 6.5 mostra a disposição dos fasores para as tensões de fase-neutro e tensões de linha para este distúrbio.

A Fig. 6.31 mostra a operação do RHT sob esta condição sem a ação do conversor Boost.

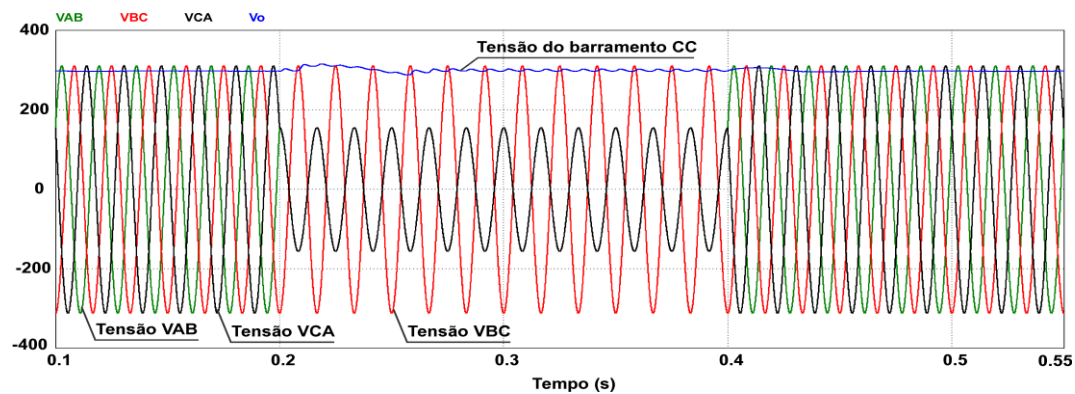
Tab. 6. 6 - Fasores das tensões de fase e de linha – Afundamento de tensão do tipo D

$h=0$							
Tensões de fase	Módulo pu	Argumento (°)	Tensões de Pico (V)	Tensões de Linha	Módulo Pu	Argumento (°)	Tensões de Pico (V)
Va	0	0	0	Vab	0,5	90	155,88
Vb	0,866	-90	155,88	Vbc	1	-90	311,76
Vc	0,866	90	155,88	Vca	0,5	90	155,88

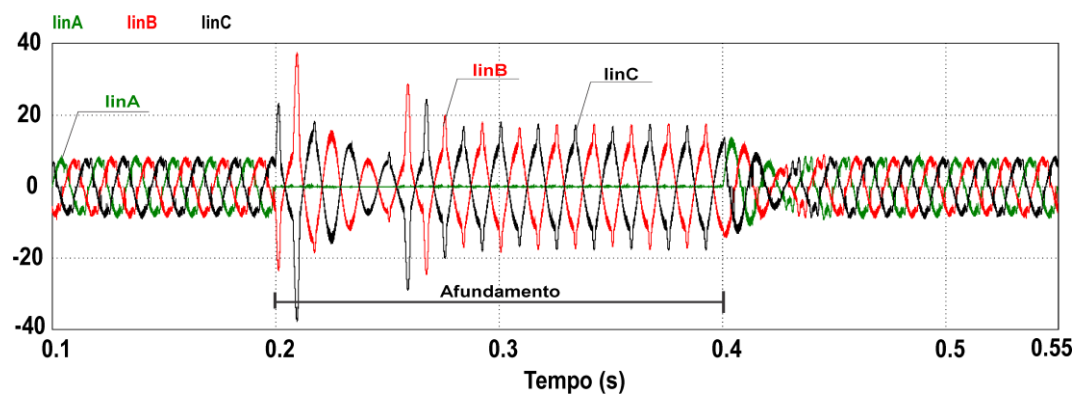

Fig. 6. 31 - Tensões de linha e tensão no barramento CC para um afundamento de tensão do tipo D para $h=0$.

Conforme mostra a Tab. 6.6 e constatado pela Fig. 6.31, observa-se que todas as tensões são afetadas, sendo que uma tensão de fase é mais afetada que as outras duas, entretanto, pelo menos uma tensão de linha se mantém com amplitude máxima, embora com defasamento angular, a mesma mantém o barramento CC com um nível de tensão suficiente para não sensibilizar a proteção contra a subtensão.

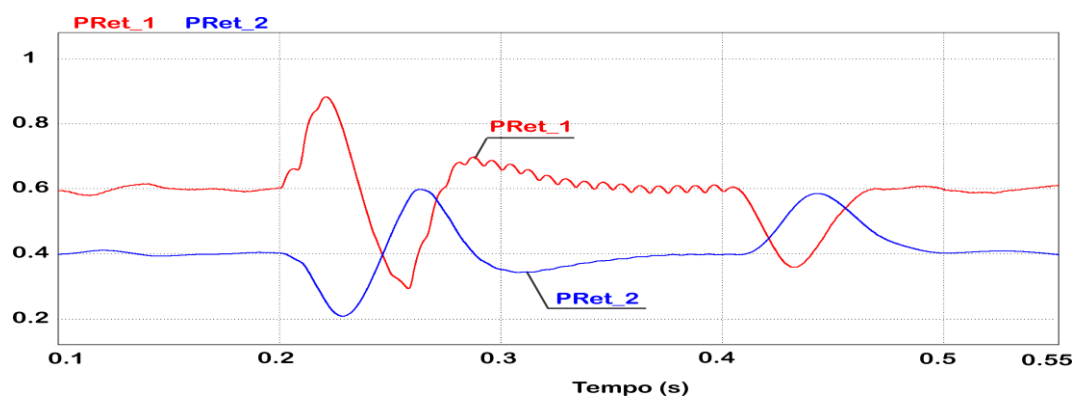
Observando a Fig. 6.31, o conversor Boost praticamente não entra em operação, entretanto, os controladores de corrente projetado aos conversores SEPIC, drenam a energia necessária da rede CA, visando a estabelecer a divisão de potência entre os conversores Ret-1 e Ret-2. A Fig. 6.32-(a) ilustra o comportamento da tensão no barramento CC. A Fig. 6.32-(b) mostra o comportamento das correntes de linha onde se observa a presença de picos de corrente na entrada do afundamento, que corresponde à ação rápida do conversor Boost forçando os conversores SEPIC a drenar de forma rápida a energia necessária para estabelecer a tensão no barramento CC ao valor pré-ajustado. Na sequência, a Fig. 6.32-(c) ilustra a divisão de potências processadas pelos conversores integrantes do retificador híbrido.



(a)



(b)



(c)

Fig. 6. 32 - (a) Tensões de linha e do barramento CC. (b) Correntes de linha de entrada. (d) Processamento de potência pelos grupos retificadores Ret-1 e Ret-2.

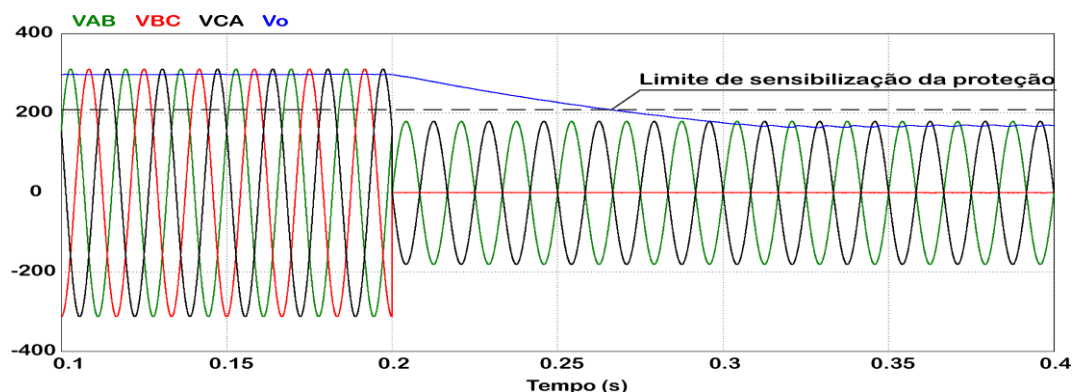
• *Afundamento de Tensão do Tipo E*

Este tipo de afundamento de tensão é originário de faltas bifásicas à terra, portanto duas fases são comprometidas em seu módulo não havendo deslocamento no ângulo de fase. Portanto, pelo menos uma tensão de fase permanece inalterada. A Tab. 6.7 mostra o afundamento do tipo E na sua maior severidade, fato este que ocorre quando o parâmetro h assume o valor zero.

Tab. 6. 7 - Fasores das tensões de fase e de linha – Afundamento de tensão do tipo E

$h=0$							
Tensões de fase	Módulo pu	Argumento (°)	Tensões de Pico (V)	Tensões de Linha	Módulo Pu	Argumento (°)	Tensões de Pico (V)
Va	1	0	180	Vab	0,577	180	180
Vb	0	-90	0	Vbc	0	-90	0
Vc	0	90	0	Vca	0,577	90	180

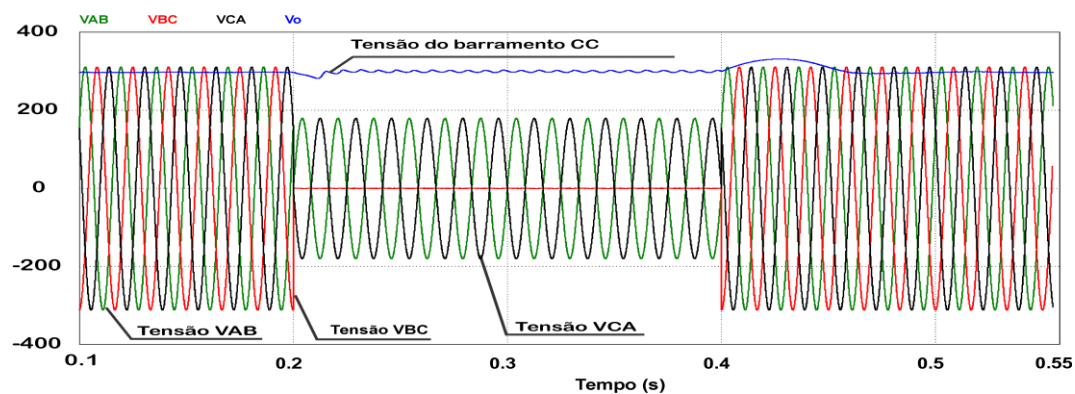
Observa-se na Tab. 6.7 que pelo fato de duas tensões serem fortemente afetadas, implica diretamente na redução da tensão no barramento CC. Essa característica pode ser observada na Fig.6.33. Nessas condições, certamente a proteção contra subtensão atuará quando a tensão do barramento CC decair abaixo da tensão limite de suportabilidade (210V) desligando a estrutura.


Fig. 6. 33 - Tensões de linha e tensão no barramento CC para um afundamento de tensão do tipo E para $h=0$.

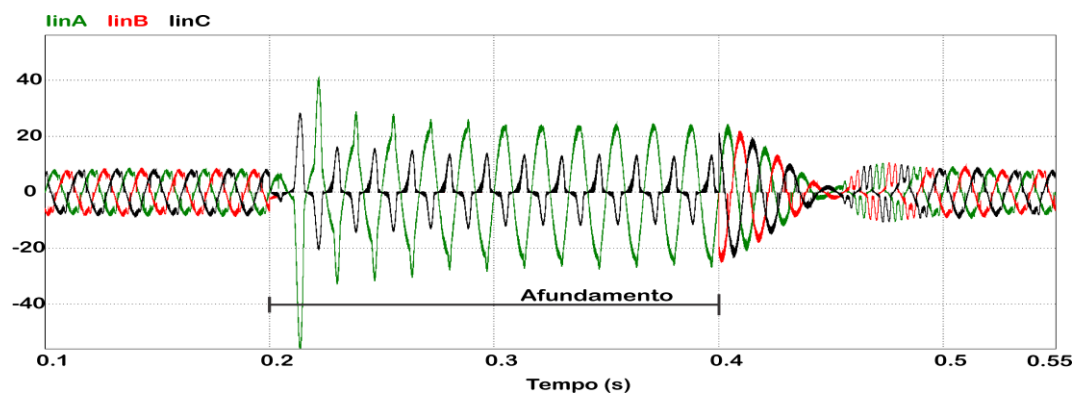
Conforme se observa, duas fases tem o seu valor reduzido à sua condição máxima, ou seja, 0 pu, o que resulta e uma redução em todas as tensões de linha não conseguindo impor a tensão desejada no barramento CC.

Para este caso, a efetiva ação dos controladores projetados fazem com que a tensão no barramento CC se mantenha ao nível de tensão pré-ajustado, conforme pode ser visto na Fig. 6.34-(a). Vale ressaltar que, para manter a energia no barramento CC necessária para o acionamento, os controladores projetados para os SEPIC, forçam os referidos conversores a drenarem a energia necessária da rede, para manter o acionamento, resultando com isso picos de correntes, como pode ser observado na Fig. 6.34-(b).

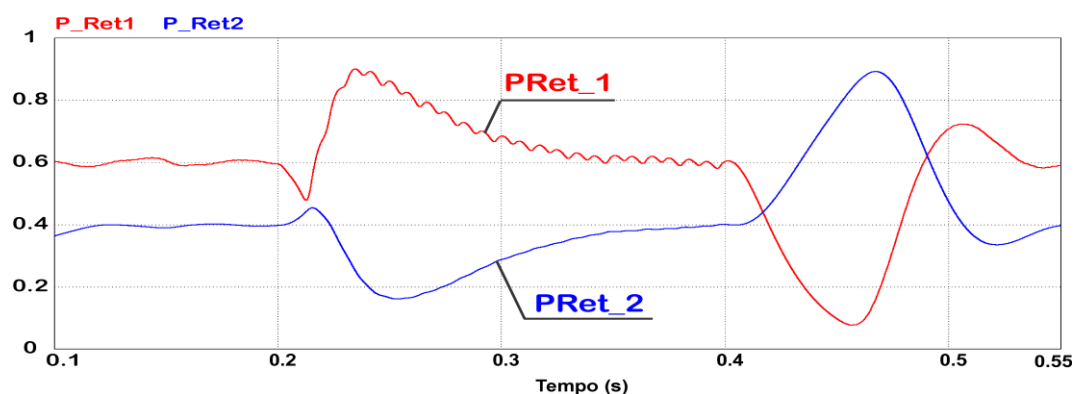
A Fig. Fig. 6.34-(c) mostra a divisão do processamento da potência drenada pela carga pelos conversores integrantes do RHT.



(a)



(b)



(c)

Fig. 6. 34 - (a) Tensões de linha e do barramento CC. (b) Correntes de linha de entrada. (d) Processamento de potência pelos grupos retificadores Ret-1 e Ret-2.

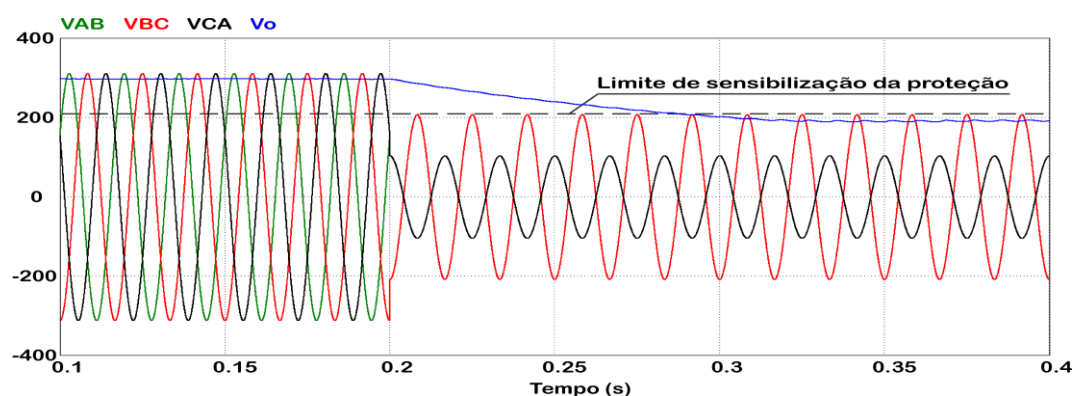
• Afundamento de Tensão do Tipo F

Este tipo de afundamento ocorre devido às faltas bifásicas à terra e conforme pode ser visto na Tab. 2.2 as três tensões de fase são afetadas e dependendo da magnitude do distúrbio, a proteção contra subtensão será ativada desligando a estrutura. A Tab. 6.8 apresenta os valores das tensões de fase e de linha para esse afundamento sob a condição mais severa, i.e, $h=0$.

Tab. 6. 8 - Fasores das tensões de fase e de linha – Afundamento de tensão do tipo F

$h=0$								
Tensões de fase	Módulo pu	Argumento (°)	Tensões de Pico (V)		Tensões de Linha	Módulo Pu	Argumento (o)	Tensões de Pico (V)
Va	0	0	0		Vab	0,334	90	104,13
Vb	0,577	-90	103,86		Vbc	0,667	-90	207,51
Vc	0,577	90	103,86		Vca	0,334	90	104,13

Observa-se que os valores de todas as tensões de linha estão abaixo do requerido para manter a tensão do barramento CC a níveis aceitáveis pelo acionamento, podendo essa característica ser observada na Fig. 6.35.


Fig. 6. 35 - Tensões de linha e tensão no barramento CC para um afundamento de tensão do tipo F para $h=0$.

Percebe-se uma semelhança entre o afundamento do tipo F com o afundamento do tipo D, entretanto, comparando-se as Figuras 6.31 e 6.35, observa-se que para a situação do afundamento do tipo D, existe pelo menos uma tensão de linha com magnitude de 1 pu que mantém a tensão do barramento acima da tensão mínima do desligamento. O mesmo não ocorre com o afundamento do tipo F, onde a maior tensão de linha apresenta uma amplitude de 0,667 pu, insuficiente para manter a tensão do barramento CC acima da tensão limite de sensibilização da proteção.

A Fig. 6.36-(a) representa o acionamento sob a atuação do conversor Boost e observa-se que o mesmo foi capaz de manter a tensão no barramento ao valor pré-ajustado para o controlador de tensão. A Fig. 6.36-(b) mostra o comportamento das correntes e a Fig. 6.36-(c) ilustra a divisão do processamento de potência pelos conversores Ret-1 e Ret-2.

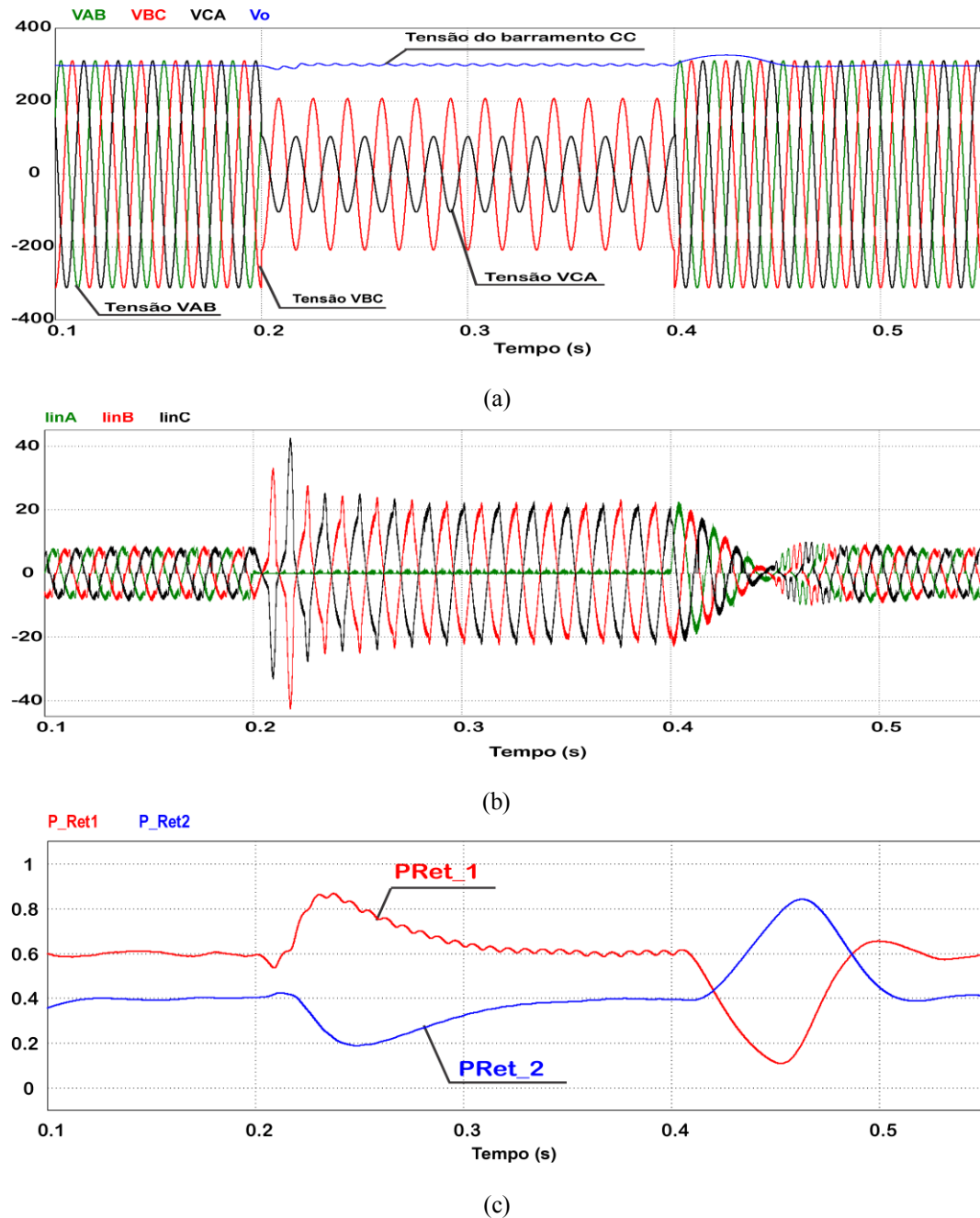


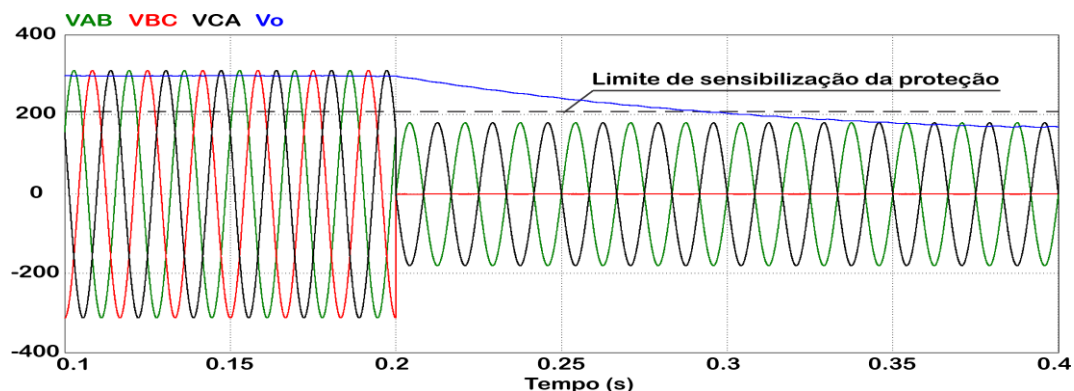
Fig. 6. 36 - (a) Tensões de linha e do barramento CC. (b) Correntes de linha de entrada. (d) Processamento de potência pelos grupos retificadores Ret-1 e Ret-2

• Afundamento de Tensão do Tipo G

Este tipo de afundamento de tensão também é originário de faltas bifásicas à terra. A Tab. 6.9 mostra a disposição dos fasores para as tensões de fase e tensões de linha durante a ocorrência deste distúrbio. Conforme ilustra a tabela, considera-se o distúrbio para a condição de maior severidade, i.e., para $h=0$. A Fig. 6.37 mostra a característica da tensão no barramento CC sem nenhuma técnica de mitigação de afundamento aplicada.

Tab. 6. 9 - Fasores das tensões de fase e de linha – Afundamento de tensão do tipo G

$h=0$							
Tensões de fase	Módulo pu	Argumento (°)	Tensões de Pico (V)	Tensões de Linha	Módulo Pu	Argumento (°)	Tensões de Pico (V)
Va	0,666	0	120	Vab	0,577	90	104,13
Vb	0,333	180	60	Vbc	0	-90	0
Vc	0,333	180	60	Vca	0,577	90	104,13


Fig. 6. 37 - Tensões de linha e tensão no barramento CC para um afundamento de tensão do tipo G para $h=0$.

Observa-se que todas as fases são afetadas e considerando a condição extrema do distúrbio, $h=0$, verifica-se que as tensões de linha remanescentes não serão suficientes em impor o nível de tensão necessária ao barramento CC, provocando o desligamento da estrutura.

A Fig. 6.38 ilustra a eficácia do RHT com a atuação do conversor Boost conectado em mitigar o fenômeno apresentado. A Fig. 6.38-(a) mostra as tensões de linha e o comportamento da tensão no barramento durante a ocorrência do distúrbio. Observa-se que a tensão no barramento CC se mantém no nível pré-ajustado definido para a ação regulatória do compensador de tensão. A Fig. 6.38-(b) mostra o comportamento das correntes, em que se observa a presença de picos de correntes, devido ação necessária dos controlador de corrente em drenar a energia necessária da rede CA para suprir o barramento CC. A Fig. 6.38-(c) ilustra a ação efetiva do controlador de corrente estabelecendo a divisão do processamento de potência entre os conversores do RHT.

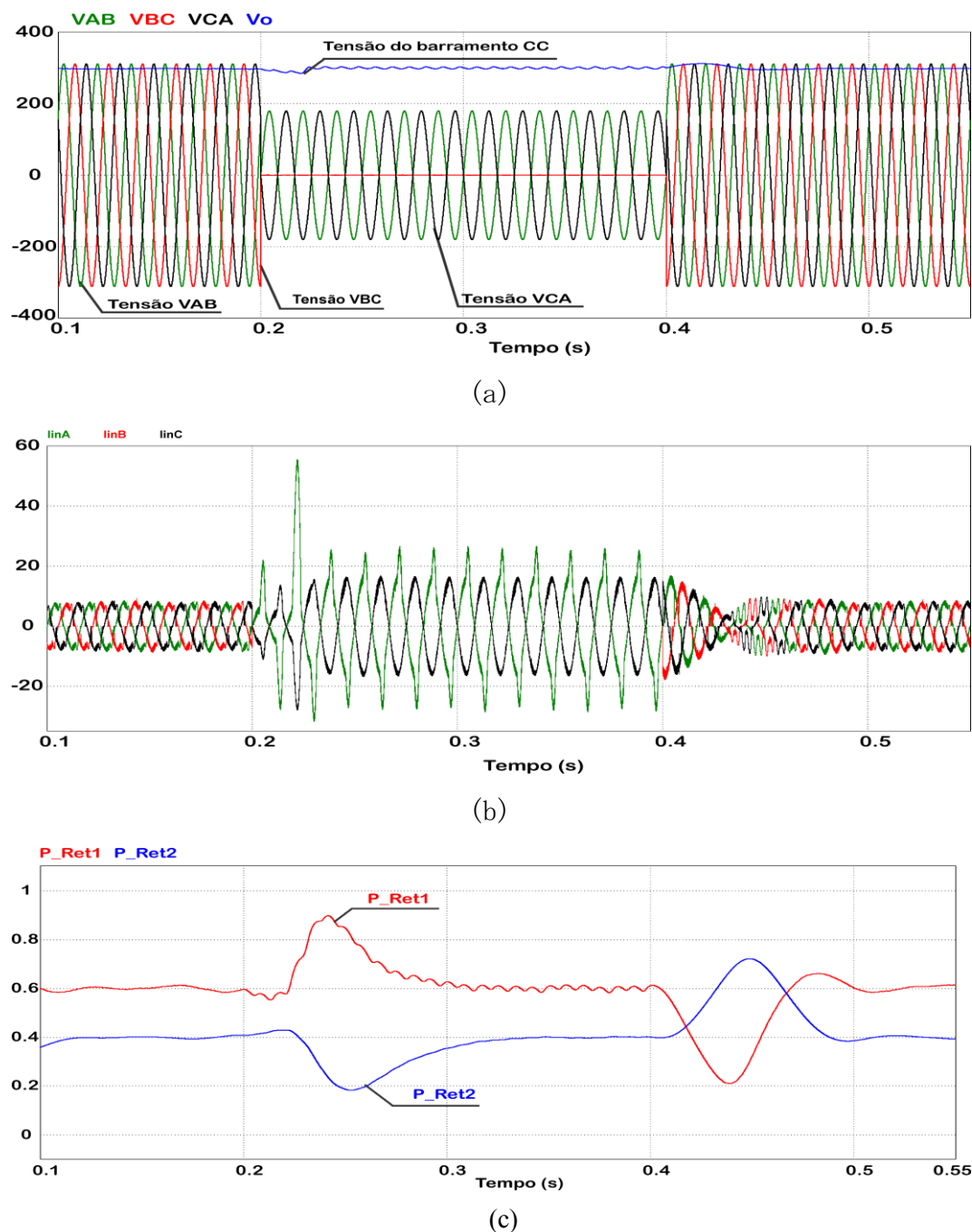


Fig. 6. 38 - (a) Tensões de linha e do barramento CC. (b) Correntes de linha de entrada. (d) Processamento de potência pelos grupos retificadores Ret-1 e Ret-2

6.5 Considerações Finais

Este capítulo faz uma abordagem da nova estratégia de controle apresentando melhorias em relação à estratégia apresentada no capítulo 5. Utilizando a técnica de modelagem por valores médios em espaço de estados, obteve-se os modelos de circuitos equivalentes válidos para pequenos sinais para os conversores Boost e SEPIC. Com base

nestes circuitos, foi possível deduzir as funções de transferências que expressam a dinâmica dos conversores que integram o retificador híbrido trifásico.

Uma vez determinadas as funções de transferência das plantas, foi realizado o projeto dos controladores de acordo com a estratégia de controle adotada para cada conversor. O conversor Boost foi colocado em operação no modo tensão, em que o controle da tensão de saída é feito variando-se a razão cíclica do interruptor principal. Para controle dos conversores SEPIC foi utilizado o Controlador por Histerese, promovendo a imposição da forma de onda e magnitude da corrente de entrada.

Os diagramas de bode obtidos demonstram que os controladores projetados garantem a estabilidade do sistema com rápida resposta dinâmica, dentro dos parâmetros aceitáveis para a aplicação em pauta.

Finalmente, uma discussão completa acerca do desempenho do retificador desenvolvido operando com a nova estratégia de controle, para cada tipo de afundamento de tensão, foi apresentada utilizando-se os resultados obtidos através de simulações computacionais. Ressalta-se que a eficácia do retificador híbrido para as condições mais severas dos distúrbios apresentados foi comprovada.

Capítulo 7

Conclusões Gerais

Com o propósito de sintetizar os estudos desenvolvidos, assim como os principais resultados alcançados, uma avaliação conclusiva acerca dos trabalhos realizados durante a pesquisa em pauta é apresentada neste capítulo final.

Isto posto, deve-se destacar que a pesquisa em foco está pautada em duas principais contribuições, a saber:

- Apresentação de uma nova estrutura topológica de retificador híbrido capaz de promover não só a correção do fator de potência, mas como também maior suportabilidade frente a afundamentos temporários de tensão, garantindo a continuidade de processos industriais que utilizam dispositivos de acionamento com velocidade variável.
- Desenvolvimento de técnicas de controle digitais para controle do retificador híbrido tanto em condições normais de operação quanto diante da ocorrência dos distúrbios supracitados na rede de suprimento.

A análise quantitativa do RHT proposto foi feita utilizando-se a técnica de modelagem por espaço de estado médio. Por consequência, obteve-se as funções de transferência das plantas dos conversores chaveados, as quais foram utilizadas para a determinação dos controladores de tensão, para o conversor Boost, e de corrente, para os conversores SEPIC. O primeiro prima pela regulação da tensão do barramento CC em um valor pré-determinado, assegurando a suportabilidade aos diversos tipos de afundamentos de tensão. O segundo tem como objetivo a imposição de correntes senoidais na rede CA de alimentação, tanto em condições normais de operação, quanto diante de afundamentos de tensão. Adicionalmente assegura-se que a parcela de potência processada pelos conversores SEPIC seja limitada em 40%, a fim de se obter o maior rendimento global possível tendo em vista as restrições quanto ao conteúdo harmônico das correntes de entrada impostos por normas nacionais e internacionais.

Vale ressaltar que, para uma ampla faixa de variação de carga (20% - 100%), o rendimento alcançado foi em torno de 96%.

Durante as análises computacionais e experimentais realizadas, o desempenho da estrutura proposta e das técnicas de controle desenvolvidas foram avaliados. Dentre os principais resultados alcançados, destaca-se que durante a ocorrência de afundamentos de tensão constatou-se a capacidade do RHT de regular/controlar a tensão no link CC e ainda impor correntes senoidais na rede ca, limitando a contribuição de potência dos conversores SEPIC em 40%, conforme desejado. Estes resultados evidenciaram importantes características operacionais do retificador desenvolvido, quais sejam: capacidade de se obter conversores com alta densidade de potência; elevado rendimento para ampla faixa de variação de carga e alta confiabilidade. Além disso, devido ao reduzido número de chaves e aos reduzidos esforços de corrente a que cada uma é submetida, quando comparado com os retificadores PWM unidirecionais convencionais, pode-se concluir que é possível alcançar considerável redução de custos. Diante do exposto, o RHT proposto pode ser considerada um solução bastante atrativa para aplicações de 5 kW a 200 kW. Além disso, a melhoria de instalações já existentes é possível, uma vez que a integração dos conversores chaveados com os AVVs já instalados pode ser facilmente alcançada, evitando elevados investimentos decorrentes da substituição dos AVVs convencionais.

Quanto às investigações futuras sobre o tema, pode-se concluir que a avaliação experimental acerca do desempenho do conversor proposto diante da ocorrência de afundamentos de tensão dos tipos C, D, F e G são aspectos a serem abordados em estudos posteriores e requerem a implementação de um algoritmo de sincronização (PLL) para compensar os deslocamentos de fase, assim como harmônicos pré-existent nas tensões de alimentação. Entretanto, deve-se destacar que não há nenhum impedimento para aplicação da solução proposta para também mitigar os efeitos destes distúrbios. Para tanto, é necessário apenas aprimorar o algoritmo de controle desenvolvido para que, independentemente do tipo de afundamento ocorrido na rede de suprimento, as correntes impostas nos conversores chaveados estejam em fase com as correntes drenadas pelo grupo retificador Ret-1.

Publicações

Produções associadas com a pesquisa

• *Publicações em periódicos nacionais*

- [1] Costa, A. V.; Rodrigues, D. B.; Lima, G.B.; Freitas, L. C.; Coelho, E. A. A.; Farias, V. J.; Freitas, L. C. G., “Retificador Híbrido Trifásico de Alta Potência e Elevado Fator de Potência com Reduzida DHT_I utilizando o Conversor Boost para Promover Suportabilidade a Afundamentos de Tensão,” *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, v. 17, 2012.

• *Publicações em periódicos internacionais*

- [1] COSTA, A. V.; RODRIGUES, D. B.; FREITAS, L. C.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. G. . New Hybrid High-Power Rectifier with Reduced THDI and Voltage Sag Ride-Through Capability Using Boost Converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 49, p. 2421-2436, 2013.
- [2] RODRIGUES, D. B.; COSTA, A. V.; LIMA, G. B.; FREITAS, L. C.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. G.. DSP-based Implementation of Control Strategy for Sinusoidal Input Line Current Imposition for a Hybrid Three-phase Rectifier. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 9, p. 1947 - 1963, 2012.

• *Publicações em Congressos e conferências nacionais e internacionais*

- [1] FREITAS, L. C. G.; FREITAS, L. C.; COELHO, E. A. A.; LIMA, G. B.; RODRIGUES, D. B.; COSTA, A. V.. Revisão das Propostas de Retificadores Híbridos Trifásicos de Alto FP e Alta Suportabilidade a Afundamentos de Tensão

- para Acionamentos de Velocidade Variável. In: X Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica, 2013, Araxá. X CBQEE, 2013. p. 1.
- [2] COSTA, A. V.; RODRIGUES, D. B.; LIMA, G. B.; FREITAS, L. C.; COELHO, E. A. A.; FREITAS, L. C. G.. Retrofitting Technique to Improve Voltage Sags Ride-Through Capability of ASD Using Sepic Rectifiers. In: IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC, 2012, Orlando. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2012.
- [3] RODRIGUES, D. B.; COSTA, A. V.; LIMA, G. B.; FREITAS, L. C.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. G.. Implementação de Conversores SEPIC Não Isolados em Sistemas Trifásicos para Obtenção de Elevado Fator de Potência e Suportabilidade a Afundamentos de Tensão. In: 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 2012. INDUSCON, 2012. p. 1-9.
- [4] RODRIGUES, D. B.; FREITAS, L. C.; COELHO, E. A. A.; VIEIRA JUNIOR, J. B.; FREITAS, L. C. G.; FARIAS, V. J.; COSTA, A. V.. Hybrid three-phase rectifier with high power factor and voltage sags ride-through capability for utility interface of adjustable speed drives. In: XI Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - XI COBEP, 2011, Natal - RN. Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian, 2011. p. 582-588.
- [5] COSTA, A. V.; RODRIGUES, D. B.; FREITAS, L. C.; VIEIRA JUNIOR, J. B.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. G.. Hybrid high-power rectifier with reduced THDI and voltage sag ride-through capability. In: IAS Annual Meeting, 2011, Orlando, Florida USA. Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2011 IEEE, 2011. p. 1-6.
- [6] COSTA, A. V.; RODRIGUES, D. B.; FREITAS, L. C.; VIEIRA JUNIOR, J. B.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. G.. Proposta de Técnica para Aumento de Suportabilidade a Afundamentos Temporários de Tensão em Acionamentos de Velocidade Variável. In: IX Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (IX CBQEE), 2011, Cuiabá - MT. Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (CBQEE), 2011. p. 1-6.

Referências Bibliográficas

- [1] DUGAN, ROGER C. et al., “Electrical Power Systems Quality”. 2. ed. USA: McGrawHill, 2002, p. 1-10.
- [2] DE ALMEIDA, A.T. ; FERREIRA, F.J.T.E. ; BOTH, D., “Technical And Economical Considerations in The Application of Variable-Speed Drives With Electric Motor Systems”, in IEEE Transactions On Industry Applications, vol. 41, n° 1, Jan/Feb 2005.
- [3] IEEE Std 1159-1995 – IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality. IEEE Press, New York, 1995.
- [4] SARMIENTO, H.G. ; ESTRADA, E., “A voltage sag study in an industry with adjustable speed drives”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 2, pp. 16-19, Jan/Feb. 1996.
- [5] SANTOS, A. H. M.; et. al., “Conservação de Energia – Eficiência Energética de Instalações e Equipamentos,” Itajubá – Editora da EFEI, 2001, ISBN 85-902115-1-7.
- [6] RESENDE, J. W.; SAMESIMA, M. I.; GOMES, D. B. ET AL, “Avaliação das perdas técnicas em sistemas elétricos de distribuição suprindo cargas não-lineares”, V SBQEE – Seminário Brasileiro sobre Qualidade de Energia Elétrica, 2003.
- [7] RICE, D. E., “A Detailed Analysis of Six-pulse Converter Harmonic Currents”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, n° 2, March/April 1994, pp. 294-304.
- [8] SEUNG-GI JEONG ; JU-YEOP CHOI, “Line Current Characteristics of Three-phase Uncontrolled Rectifiers Under Line Voltage Unbalance Condition” - IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, n° 6, November 2002, pp. 935-945.

- [9] PAICE, D. A., “Power Electronic Converter Harmonic Multipulse Methods for Clean Power”, WILEY, 2001 ISBN 0-7803-5394-3.
- [10] WU, B., “High-Power Converters and AC Drives” – IEEE Press, 2007 ISBN 9780471731719.
- [11] MELHORN, C.J. ; BRAZ, A. ; HOFMANN, P. ; MAURO, R.J., "An evaluation of energy storage techniques for improving ride-through capability for sensitive customers on underground networks", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, nº 4, pp. 1083-1095, Jul/Aug. 1997.
- [12] DESWAL, S.S.; DAHIYA, R. ; JAIN, D.K., "Ride-through capability of adjustable-speed drive during various power quality events using supercapacitor", in Proc. of IEEE Electrical Power & Energy Conference, pp. 1-6, 2008.
- [13] RAJU, N.R., "Regenerative and ride-through capability for AC drives through thyristor-based extensions of the diode front-end", in Proc. Of 38th IAS Annual Meeting 2003, pp. 1571-1575.
- [14] VAN ZYL, A.; SPEE, R. ; FAVELUKE, A. ; BHOWMIK, S., "Voltage Sag Ride-Through for Adjustable-Speed Drives With Active Rectifiers," in IEEE Transactions on Industry Application, vol 34, nº 6, pp. 1270-1276, Nov./Dec. 1998.
- [15] DURAN-GOMEZ, J.L. ; ENJETI, P.N. ; VON JOUANNE, A., "An approach to achieve ride-through of an adjustable-speed drive with flyback converter modules powered by super capacitors", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, nº 2, pp. 514-522, Mar/Apr 2002.
- [16] LEÃO, R. P. S.; MELO, N. X.; BASCOPÉ, R. P.T.; ANTUNES, F. L. M.; SAMPAIO, R. F. J.; BARBOSA, J. A., “Teste E Análise De Um Sistema De Acionamento Para Motores De Indução Tolerante A Afundamentos De Tensão”, Eletrônica de Potência –SOBRAEP, vol. 16, nº 3, pp. 256-265, Setembro 2011.

- [17] MELO, N. X.; LEÃO, R. P. S.; BASCOPÉ, R. P.T.; ANTUNES, F. L. M., “A Boost Converter to Improve the Low Voltage Ride-Through Capability of an Adjustable Speed Drive”, in Proc. of IX Brazilian Power Electronics Conference, pp. 1-6, 2007.
- [18] FREITAS, L. C. G.; SIMOES, M.G.; CANESIN, C.A.; FREITAS, L.C., “A Novel Programmable PFC Based Hybrid Rectifier for Ultra Clean Power Application”, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, nº 4, pp. 959-966, July 2006.
- [19] FREITAS, L. C. G. ; COELHO, E. A. A. ; SIMOES, M. G. ; CANESIN, C.A. ; FREITAS, L.C., “Um Novo Retificador Trifásico Híbrido Multipulsos com Elevado Fator de Potência”, Eletrônica de Potência – SOBRAEP, vol. 10, nº 2, pp. 17-24, Dezembro 2005.
- [20] FREITAS, L. C. G.; SIMOES, M. G.; CANESIN, C.A.; FREITAS, L.C., “Programmable PFC based hybrid multipulse power rectifier for ultra clean power application," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 221, nº 4, pp. 959-966, Jul. 2006.
- [21] FREITAS, L. C. G.; SIMOES, M. G.; CANESIN, C.A.; FREITAS, L.C., “Performance evaluation of a novel hybrid multipulse rectifier for utility interface of power electronic converters”, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, nº 6, pp. 3030-3041, Dec. 2007.
- [22] RODRIGUES, D. B.; COSTA, A. V.; LIMA, G. B.; FREITAS, L. C.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. G., “DSP-based Implementation of Control Strategy for Sinusoidal Input Line Current Imposition for a Hybrid Three-phase Rectifier,” IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. PP, n. 99, pp.1.
- [23] COSTA, A.V.; RODRIGUES, D.B.; FREITAS, L.C.; VIEIRA, J.B. JR.; COELHO, E.A.A.; FARIAS, V.J.; FREITAS, L.C.G. “Hybrid three-phase rectifier with high power factor and voltage sags ride-through capability for utility interface of adjustable speed drives”. In: XI Congresso Brasileiro de Eletrônica de

Potência - XI COBEP, 2011, Natal - RN. Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian, 2011. p. 582-588.

- [24] COSTA, A. V.; RODRIGUES, D. B.; LIMA, G. B.; FREITAS, L. C.; COELHO, E. A. A.; FREITAS, L. C. G., “Retrofitting Technique to Improve Voltage Sags Ride-Through Capability of ASD Using Sepic Rectifiers”. In: IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC, 2012, Orlando. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2012.
- [25] COSTA, A. V.; RODRIGUES, D. B.; FREITAS, L. C.; VIEIRA, J. B.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. G., “Proposta de Técnica para Aumento de Suportabilidade a Afundamentos Temporários de Tensão em Acionamentos de Velocidade Variável”. In: IX Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (IX CBQEE), 2011, Cuiabá - MT. Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (CBQEE), 2011. p. 1-6.
- [26] COSTA, A. V.; RODRIGUES, D. B.; FREITAS, L. C.; VIEIRA JUNIOR, J. B.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. G., “Hybrid high-power rectifier with reduced THDI and voltage sag ride-through capability”. In: Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2011 IEEE, p. 1-6.
- [27] COSTA, A. V.; RODRIGUES, D. B.; LIMA, G. B.; FREITAS, L. C.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. G., “Retificador Híbrido Trifásico de Alta Potência e Elevado Fator de Potência com Reduzida DHTI utilizando o Conversor Boost para Promover Suportabilidade a Afundamentos de Tensão,” Eletrônica de Potência - SOBRAEP, v. 17, 2012.
- [28] FREITAS, L. C. G.; FREITAS, L. C.; COELHO, E. A. A.; LIMA, G. B. ; RODRIGUES, D. B.; COSTA, A. V. “Revisão das Propostas de Retificadores Híbridos Trifásicos de Alto FP e Alta Suportabilidade a Afundamentos de Tensão para Acionamentos de Velocidade Variável”. In: X Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica, 2013, Araxá. X CBQEE, 2013. p. 1.

- [29] COSTA, A. V.; RODRIGUES, D. B.; FREITAS, L. C.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. G.. “New Hybrid High-Power Rectifier with Reduced THDI and Voltage Sag Ride-Through Capability Using Boost Converter”. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 49, p. 2421-2436, 2013.
- [30] MOREIRA, P. R. J. S, “Impacto do afundamento de tensão em acionamentos a velocidade variável”. 2013. Dissertação (Mestrado) - Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2008.
- [31] RODRIGUES, D. B., “Projeto e Análise de um Retificador Híbrido Trifásico com Estratégia de Controle para Imposição de Correntes de Linha Senoidais Utilizando DSP TMS320F28335”. 2013. Dissertação (Mestrado) - Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2013.
- [32] LIMA G. B., “Análise e desenvolvimento de um novo conversor CA-CC híbrido monofásico com controle digital baseado em DSP”. 2011. 148 f. Dissertação (Mestrado) - Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2011
- [33] M.H.J BOLLEN, “Understanding Power Quality Problems - Voltage Sags and Interruptions”. New York: IEEE Press, 2000.
- [34] McGranaghan, M.; Mueller, D.; Samotyj, M., “Voltage sags in industrial systems”. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 29, p. 397-403. Mar/Apr 1993.
- [35] YALEINKAYA, G.; BOLLEN, M.H.J.; CROSSLEY, P.A., “Characterization of voltage sags in industrial distribution systems”. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 34, p. 682-688. Jul/Aug 1998.
- [36] CONRAD, L., LITTLE, K.; GRIGG, C. Predicting and Preventing Problems Associated with Remote Fault-Clearing Voltage Dips. IEEE Transactions on Industry Applications, v.27, n.1, p.167-172. Jan./Feb. 1991.

- [37] ORTMAYER, T. H.; HIYAMA, T.; SALEHFAR, H. Power Quality Effects of Distribution System Faults. *Electrical Power & Energy Systems*, v.18, n.5 , p.323-329. 1996.
- [38] International Electrotechnical Commission – IEC, “Voltage Dips and Short Supply Interruption”. IEC 61000-2-1,1990.
- [39] OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA (ONS). Gerenciamento dos indicadores de desempenho da rede básica e de seus componentes - Submódulo 2.8, rev. 0.3. de 07 jul. 2008., 30p. Disponível em: <<http://www.ons.org.br>>. Acesso em: 20 nov. 2008.
- [40] Agência Nacional de Energia Elétrica – Aneel – Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – Prodist – 2005.
- [41] 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.
- [42] WAGNER, V.; ANDRESHAK, A.; STANIAK, J. Power Quality and Factory Automation. *IEEE Transactions on Industry Application*, v. 26, n. 4, p. 620-626, Jul./Aug. 1990.
- [43] IEEE Std 446-1995. IEEE Recommended Practice For Emergency And Standby Power Systems For Industrial And Commercial Applications, [The Orange Book] New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. 1996
- [44] P.C.A. Leão, “Desempenho de Conversores de Frequência VSI-PWM submetidos a afundamentos momentâneos de Tensão”. *Uberlândia: UFU*, 2002.
- [45] S. Z. DJOKIC, et al. Sensitivity of AC Adjustable Speed Drives to Voltage Sags and Short Interruptions. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, n. 1, p.494-505, Jan 2005.

- [46] Information Technology Industry Council (2000) - ITI (CBEMA) CURVE APPLICATION NOTE. Disponível em: <http://www.itic.org/technical/iticurv.pdf>.
- [47] Semiconductor Equipment and Materials International - SEMI, “- “Specification for Semiconductor Processing Equipment Voltage Sag Immunity”, SEMI F47-0706, 2006. www.semi.org.
- [48] Erickson R. W.; Maksimóvic, D. “Fundamentals of Power Electronics”. Springer Science+Business Media Inc., 2001 ISBN 0-7923-7270-0.
- [49] Sing B.; Sing B. N.; Chandra A.; et al. “A review of three-phase improved power quality AC-DC converters” - IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 51, n° 3, June 2004, pp. 641-660;
- [50] García O.; Cobos J. A.; et. al. “Single Phase Power Factor Correction: A Survey, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, n°. 3, May 2003.
- [51] 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.
- [52] 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.
- [53] DURAN-GOMEZ, J.L.; ENJETI, P.N.; BYEONG OK WOO , “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.
- [54] 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.

- [55] R. R. OLIVEIRA, M. A. S. N. JUNIOR, J. M. C. FILHO, T. C. OLIVEIRA, “Soluções Ride-Through para Acionamentos a Velocidade Variável,” IX CBQEE - Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica, 2011.
- [56] 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.
- [57] HOADLEY, F.; et al., “Motor drive/power systems interactions,” in IEEE IAS Tutorial Course. New York: IEEE Press, 1997, pp. 3-1–3-15.
- [58] RAJU, N.R., “Improving Voltage Sag Tolerance of Three-Phase ASDs Through Addition of a Neutral Connection” , in IEEE 37th Industry Application Conference, 2002.
- [59] BENSON, K.; CHAPMAN, J. R., “Boost converters provide power dip ridethrough for AC drives”. Power Quality Assurance Mag., pp. 76–82. July/Aug. 1997.
- [60] BELCHIOR, F. N.; OLIVEIRA, J. C., “Uma nova proposta para a melhoria da suportabilidade de conversores VSI-PWM frente a afundamentos de tensão”, V Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica – SBQEE, Aracaju, Sergipe, Brasil, Agosto/2003.
- [61] MANJREKAR, M. D.; STEIMER, P. K.; LIPO, T. A., “Hybrid Multilevel Power Conversion System: A Competitive Solution for High-Power Applications”. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 36, no. 3, p. 834-840, Mai/Jun/2000.
MARTIGNONI, A. Transformadores. 1a Edição. Editora Globo: Porto Alegre-RS, 1973.
- [62] ALVES, R. L.; BARBI, I., “Analysis and implementation of a hybrid high-power-factor three-phase unidirectional rectifier”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no.3, pp. 632-640, Mar. 2009.

- [63] ALVES, R. L.; ILLA FONT, C. H.; BARBI, I. “A Novel Unidirectional Hybrid Three-Phase Rectifier System Employing Boost Topology”. In: IEEE 36th ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE – PESC 2005. Proceedings. Recife, PE, Brasil, 2005. p. 487-493.
- [64] ILLA FONT, C. H.; BARBI, I., “A New High Power Factor Bidirectional Hybrid Three-Phase Rectifier”. In: Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, *Proceedings*. Dallas, Texas – USA, 2006. p. 1300-1306.
- [65] SPIAZZI, G.; LEE, F.C., “Implementation of single-phase boost power-factor-correction circuits in three-phase applications”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, nº 3, pp. 365-371, Jun. 1997
- [66] KAMNARN, U.; CHUNKAG, V., “Nearly unity power-factor of the modular three-phase AC to DC converter with minimized DC bus capacitor”, in Proc. of IEEE 4th Power Conversion Conference, p. 1636 – 1643, 2007.
- [67] M. N. Z. Abidin, IEC 61000-3-2 Harmonics Standards Overview, 2005.
- [68] GARCIA, O.; COBOS, J.A.; PRIETO, R.; ALOU, P.; UCEDA, J. “Single Phase Power Factor Correction: A Survey”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, nº. 3, May 2003, p. 749-755.
- [69] LIMA, G. B ; FINAZZI, A. P.; FREITAS, L. C.; VIEIRA JUNIOR, J. B.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. G., “DSP-based implementation of input line current impositions strategy for a single-phase hybrid rectifier,” in Proc. of SOBRAEP - Brazilian Conference of Power Electronics, pp. 568-574, 2011.
- [70] LIMA, G. B ; FINAZZI, A. P.; FREITAS, L. C.; VIEIRA JUNIOR, J. B.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. G., “Single-Phase HPF Hybrid Rectifier Suitable for High Power Applications,” IET Power Electronics, vol. 5, nº 7, Aug. 2012.

- [71] ANDERSSON, T.; NILSSON, D., “Test and Evaluation of Voltage Dip Immunity”, Ph.D Thesis, Chalmers University of Technology, November 2002.
- [72] MARTINS D. C.; BARBI I., “Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados”. 2ª Edição Revisada, Florianópolis: Edição dos Autores, 2006. 377 p.
- [73] MELO, N. X., “Conversor Boost para Mitigação de Afundamentos de Tensão em Acionamentos de Velocidade Variável”. Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Ceará - Fortaleza, maio de 2007.
- [74] BARBI I., “Eletrônica de Potência: Projeto de Fontes Chaveadas”. 1ª Edição, Florianópolis: Edição do Autor, 2001. 334 p.
- [75] TEXAS INSTRUMENTS - TMS320F28335, Digital Signal Controllers (DSCs), SPRS439F–June 2007–Revised April 2009.
- [76] SOARES, J. O.; CANESIN, C. A.; FREITAS, L. C.; GONÇALVES, F. A. S., “Retificador Trifásico Híbrido Operando Com Controle Digital E Modulação Por Histerese”, Eletrônica de Potência –SOBRAEP, vol. 13, nº 4, pp. 241-249, Novembro 2008.
- [77] MEZAROBÁ, M.; JÚNIOR, A. P.; MUSSA, S. A.; CARDOSO, F. L.; SCHOLTZ, J. S., “Controle De Um Retificador Bidirecional Implementado No Dsp Tms320f2812 - Comparativo Entre As Técnicas De Controle Por Valores Médios E Coordenadas “dq0””, Eletrônica de Potência –SOBRAEP, vol. 12, nº 3, pp. 223-231, Novembro 2007.
- [78] ENG, V.; PINSOPON, U.; BUNLAKSANANUSORN, C., “Modeling of a SEPIC converter operating in discontinuous conduction mode”, in Proc. of IEEE 6th International Conference on Electrical Engineering / Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, vol. 1, pp. 140–143, may 2009.

- [79] PEÑA, J. C. U., “Inversor Buck-Boost integrado para aplicações com microgeradores eólicos”. 2012, Dissertação (Mestrado) - Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2012.



Apêndice

Algoritmo de controle implementado no DSP TMS320F28335

```
#include "DSP28x_Project.h"

// Funções carregadas.
interrupt void adc_isr(void);

//Definições de Valores Fixos.
#define ADC_CKPS 0x0 // ADC module clock = HSPCLK/2*ADC_CKPS = 25.0MHz/(1*2) = 12.5MHz.
#define BUFFERSIZE 1667//833 para meio ciclo.

//Aponta a memória externa onde serão gravados os valores armazenados no vetor VRef.
//#pragma DATA_SECTION(VRef, "my_sect");

//Declaração de Variáveis Globais.
Uint32 i=0; //Contador Geral.
Uint32 j=0; //Contador Geral.
Uint32 m=0; //Contador Geral.

int16 Io=0; //Corrente do Retificador Não Controlado adquirida.
int16 IinA=0; //Corrente de entrada da fase A adquirida.
int16 IinB=0; //Corrente de entrada da fase B adquirida.
int16 IinC=0; //Corrente de entrada da fase C adquirida.
int16 VinA=0; //Variável provida de aquisição da tensão de entrada da fase A utilizada
para detecção da passagem por zero
int16 VinB=0; //Variável provida de aquisição da tensão de entrada da fase B utilizada
para detecção da passagem por zero
int16 VinC=0; //Variável provida de aquisição da tensão de entrada da fase C utilizada
para detecção da passagem por zero
int16 Vout=0; //Variável provida de aquisição da tensão de saída

int16 flag_A = 0; //Flag de identificação de afundamento da fase A;
int16 flag_B = 0; //Flag de identificação de afundamento da fase B;
int16 flag_C = 0; //Flag de identificação de afundamento da fase C;

int16 picoA = 0; //Valor de pico da tensão na fase A;
int16 picoB = 0; //Valor de pico da tensão na fase B;
int16 picoC = 0; //Valor de pico da tensão na fase C;
int16 Ref_Afund = 135; //75% do valor de pico da fase;

float b0 = 0.00037684905;
float b1 = 0.00037684905;
float a1 = -0.9992463;

// Senoide + Dente serra 25 kHz e 0.2 de amplitude gerada no Matlab.
float VRef[] = {0, 3.769902e-003, 7.539751e-003, 1.130949e-002, 1.507907e-002,
1.884844e-002, 2.261754e-002, 2.638632e-002, 3.015472e-002, 3.392269e-002, 3.769018e-
002, 4.145714e-002,
4.522351e-002, 4.898923e-002, 5.275426e-002, 5.651853e-002, 6.028201e-002, 6.404463e-
002, 6.780633e-002, 7.156708e-002, 7.532681e-002, 7.908546e-002, 8.284299e-002,
8.659935e-002,
9.035447e-002, 9.410831e-002, 9.786082e-002, 1.016119e-001, 1.053616e-001, 1.091098e-
001, 1.128564e-001, 1.166014e-001, 1.203448e-001, 1.240864e-001, 1.278263e-001,
1.315644e-001,
1.353006e-001, 1.390348e-001, 1.427671e-001, 1.464974e-001, 1.502256e-001, 1.539516e-
001, 1.576755e-001, 1.613971e-001, 1.651165e-001, 1.688334e-001, 1.725480e-001,
1.762602e-001,
1.799698e-001, 1.836769e-001, 1.873813e-001, 1.910831e-001, 1.947822e-001, 1.984785e-
001, 2.021720e-001, 2.058626e-001, 2.095503e-001, 2.132350e-001, 2.169167e-001,
2.205953e-001,
```



2.242708e-001, 2.279430e-001, 2.316121e-001, 2.352778e-001, 2.389402e-001, 2.425992e-001, 2.462548e-001, 2.499068e-001, 2.535554e-001, 2.572003e-001, 2.608415e-001, 2.644790e-001, 2.681128e-001, 2.717428e-001, 2.753689e-001, 2.789911e-001, 2.826093e-001, 2.862236e-001, 2.898337e-001, 2.934397e-001, 2.970416e-001, 3.006392e-001, 3.042326e-001, 3.078216e-001, 3.114063e-001, 3.149865e-001, 3.185623e-001, 3.221335e-001, 3.257002e-001, 3.292622e-001, 3.328195e-001, 3.363722e-001, 3.399200e-001, 3.434630e-001, 3.470011e-001, 3.505343e-001, 3.540625e-001, 3.575857e-001, 3.611038e-001, 3.646168e-001, 3.681246e-001, 3.716271e-001, 3.751244e-001, 3.786163e-001, 3.821029e-001, 3.855840e-001, 3.890596e-001, 3.925298e-001, 3.959943e-001, 3.994532e-001, 4.029064e-001, 4.063539e-001, 4.097957e-001, 4.132316e-001, 4.166616e-001, 4.200857e-001, 4.235039e-001, 4.269160e-001, 4.303221e-001, 4.337220e-001, 4.371158e-001, 4.405033e-001, 4.438846e-001, 4.472596e-001, 4.506283e-001, 4.539905e-001, 4.573463e-001, 4.606956e-001, 4.640383e-001, 4.673744e-001, 4.707039e-001, 4.740267e-001, 4.773428e-001, 4.806521e-001, 4.839545e-001, 4.872501e-001, 4.905388e-001, 4.938205e-001, 4.970951e-001, 5.003627e-001, 5.036232e-001, 5.068765e-001, 5.101227e-001, 5.133615e-001, 5.165931e-001, 5.198173e-001, 5.230342e-001, 5.262436e-001, 5.294455e-001, 5.326400e-001, 5.358268e-001, 5.390060e-001, 5.421776e-001, 5.453414e-001, 5.484976e-001, 5.516459e-001, 5.547863e-001, 5.579189e-001, 5.610436e-001, 5.641603e-001, 5.672689e-001, 5.703696e-001, 5.734621e-001, 5.765464e-001, 5.796226e-001, 5.826905e-001, 5.857501e-001, 5.888014e-001, 5.918444e-001, 5.948789e-001, 5.979050e-001, 6.009226e-001, 6.039316e-001, 6.069321e-001, 6.099239e-001, 6.129071e-001, 6.158815e-001, 6.188472e-001, 6.218041e-001, 6.247522e-001, 6.276914e-001, 6.306216e-001, 6.335429e-001, 6.364552e-001, 6.393585e-001, 6.422527e-001, 6.451377e-001, 6.480136e-001, 6.508802e-001, 6.537376e-001, 6.565858e-001, 6.594245e-001, 6.622540e-001, 6.650740e-001, 6.678845e-001, 6.706856e-001, 6.734771e-001, 6.762591e-001, 6.790314e-001, 6.817941e-001, 6.845471e-001, 6.872904e-001, 6.900239e-001, 6.927476e-001, 6.954614e-001, 6.981654e-001, 7.008595e-001, 7.035436e-001, 7.062176e-001, 7.088817e-001, 7.115357e-001, 7.141795e-001, 7.168133e-001, 7.194368e-001, 7.220501e-001, 7.246531e-001, 7.272459e-001, 7.298283e-001, 7.324003e-001, 7.349619e-001, 7.375131e-001, 7.400538e-001, 7.425840e-001, 7.451036e-001, 7.476127e-001, 7.501111e-001, 7.525988e-001, 7.550759e-001, 7.575422e-001, 7.599978e-001, 7.624425e-001, 7.648764e-001, 7.672995e-001, 7.697116e-001, 7.721128e-001, 7.745031e-001, 7.768823e-001, 7.792505e-001, 7.816076e-001, 7.839536e-001, 7.862884e-001, 7.886121e-001, 7.909246e-001, 7.932258e-001, 7.955158e-001, 7.977944e-001, 8.000618e-001, 8.023177e-001, 8.045622e-001, 8.067954e-001, 8.090170e-001, 8.112271e-001, 8.134258e-001, 8.156128e-001, 8.177883e-001, 8.199521e-001, 8.221043e-001, 8.242448e-001, 8.263736e-001, 8.284906e-001, 8.305959e-001, 8.326894e-001, 8.347710e-001, 8.368408e-001, 8.388986e-001, 8.409446e-001, 8.429786e-001, 8.450006e-001, 8.470106e-001, 8.490086e-001, 8.509945e-001, 8.529683e-001, 8.549300e-001, 8.568795e-001, 8.588169e-001, 8.607420e-001, 8.626549e-001, 8.645556e-001, 8.664440e-001, 8.683200e-001, 8.701838e-001, 8.720351e-001, 8.738741e-001, 8.757006e-001, 8.775147e-001, 8.793163e-001, 8.811054e-001, 8.828820e-001, 8.846461e-001, 8.863976e-001, 8.881364e-001, 8.898627e-001, 8.915763e-001, 8.932773e-001, 8.949655e-001, 8.966410e-001, 8.983038e-001, 8.999538e-001, 9.015911e-001, 9.032155e-001, 9.048271e-001, 9.064258e-001, 9.080116e-001, 9.095845e-001, 9.111445e-001, 9.126916e-001, 9.142257e-001, 9.157468e-001, 9.172548e-001, 9.187499e-001, 9.202318e-001, 9.217007e-001, 9.231566e-001, 9.245992e-001, 9.260288e-001, 9.274452e-001, 9.288484e-001, 9.302384e-001, 9.316151e-001, 9.329787e-001, 9.343289e-001, 9.356659e-001, 9.369896e-001, 9.383000e-001, 9.395971e-001, 9.408808e-001, 9.421511e-001, 9.434080e-001, 9.446515e-001, 9.458816e-001, 9.470983e-001, 9.483015e-001, 9.494912e-001, 9.506674e-001, 9.518302e-001, 9.529793e-001, 9.541150e-001, 9.552371e-001, 9.563456e-001, 9.574405e-001, 9.585218e-001, 9.595895e-001, 9.606435e-001, 9.616839e-001, 9.627106e-001, 9.637237e-001, 9.647230e-001, 9.657087e-001, 9.666806e-001, 9.676387e-001, 9.685832e-001, 9.695138e-001, 9.704307e-001, 9.713338e-001, 9.722231e-001, 9.730985e-001, 9.739601e-001, 9.748079e-001, 9.756419e-001, 9.764619e-001,



9.772681e-001, 9.780604e-001, 9.788388e-001, 9.796033e-001, 9.803539e-001, 9.810905e-001, 9.818132e-001, 9.825219e-001, 9.832167e-001, 9.838975e-001, 9.845643e-001, 9.852172e-001, 9.858560e-001, 9.864808e-001, 9.870916e-001, 9.876883e-001, 9.882711e-001, 9.888397e-001, 9.893944e-001, 9.899349e-001, 9.904614e-001, 9.909738e-001, 9.914722e-001, 9.919564e-001, 9.924266e-001, 9.928826e-001, 9.933245e-001, 9.937523e-001, 9.941660e-001, 9.945656e-001, 9.949510e-001, 9.953223e-001, 9.956794e-001, 9.960224e-001, 9.963513e-001, 9.966659e-001, 9.969664e-001, 9.972528e-001, 9.975249e-001, 9.977829e-001, 9.980267e-001, 9.982564e-001, 9.984718e-001, 9.986730e-001, 9.988601e-001, 9.990329e-001, 9.991916e-001, 9.993360e-001, 9.994663e-001, 9.995823e-001, 9.996842e-001, 9.997718e-001, 9.998452e-001, 9.999045e-001, 9.999495e-001, 9.999803e-001, 9.999968e-001, 9.999992e-001, 9.999874e-001, 9.999613e-001, 9.999210e-001, 9.998666e-001, 9.997979e-001, 9.997150e-001, 9.996179e-001, 9.995066e-001, 9.993810e-001, 9.992413e-001, 9.990874e-001, 9.989193e-001, 9.987370e-001, 9.985404e-001, 9.983297e-001, 9.981048e-001, 9.978658e-001, 9.976125e-001, 9.973451e-001, 9.970635e-001, 9.967677e-001, 9.964577e-001, 9.961336e-001, 9.957953e-001, 9.954429e-001, 9.950763e-001, 9.946956e-001, 9.943008e-001, 9.938918e-001, 9.934687e-001, 9.930315e-001, 9.925801e-001, 9.921147e-001, 9.916352e-001, 9.911415e-001, 9.906338e-001, 9.901120e-001, 9.895761e-001, 9.890262e-001, 9.884622e-001, 9.878841e-001, 9.872921e-001, 9.866859e-001, 9.860658e-001, 9.854317e-001, 9.847835e-001, 9.841213e-001, 9.834452e-001, 9.827551e-001, 9.820510e-001, 9.813330e-001, 9.806010e-001, 9.798551e-001, 9.790952e-001, 9.783214e-001, 9.775338e-001, 9.767322e-001, 9.759168e-001, 9.750874e-001, 9.742443e-001, 9.733873e-001, 9.725164e-001,
9.716317e-001, 9.707333e-001, 9.698210e-001, 9.688949e-001, 9.679551e-001, 9.670015e-001, 9.660342e-001, 9.650531e-001, 9.640583e-001, 9.630498e-001, 9.620277e-001, 9.609918e-001,
9.599423e-001, 9.588792e-001, 9.578024e-001, 9.567121e-001, 9.556081e-001, 9.544905e-001, 9.533594e-001, 9.522147e-001, 9.510565e-001, 9.498848e-001, 9.486996e-001, 9.475009e-001, 9.462887e-001, 9.450631e-001, 9.438240e-001, 9.425716e-001, 9.413057e-001, 9.400265e-001, 9.387339e-001, 9.374279e-001, 9.361087e-001, 9.347761e-001, 9.334302e-001, 9.320711e-001, 9.306987e-001, 9.293132e-001, 9.279144e-001, 9.265024e-001, 9.250772e-001, 9.236389e-001, 9.221875e-001, 9.207229e-001, 9.192453e-001, 9.177546e-001, 9.162509e-001, 9.147341e-001, 9.132044e-001, 9.116617e-001, 9.101060e-001, 9.085373e-001, 9.069558e-001, 9.053614e-001, 9.037541e-001, 9.021340e-001, 9.005010e-001, 8.988552e-001, 8.971967e-001, 8.955254e-001, 8.938414e-001, 8.921447e-001, 8.904353e-001, 8.887133e-001, 8.869786e-001, 8.852313e-001, 8.834714e-001, 8.816990e-001, 8.799141e-001, 8.781166e-001, 8.763067e-001, 8.744843e-001, 8.726495e-001, 8.708022e-001, 8.689426e-001, 8.670707e-001, 8.651864e-001, 8.632899e-001, 8.613810e-001, 8.594599e-001, 8.575267e-001, 8.555812e-001, 8.536235e-001, 8.516538e-001, 8.496719e-001, 8.476779e-001, 8.456719e-001, 8.436539e-001, 8.416239e-001, 8.395819e-001, 8.375280e-001, 8.354622e-001, 8.333846e-001, 8.312950e-001, 8.291937e-001, 8.270806e-001, 8.249557e-001, 8.228191e-001, 8.206708e-001, 8.185108e-001, 8.163393e-001, 8.141561e-001, 8.119613e-001, 8.097550e-001, 8.075372e-001, 8.053079e-001, 8.030672e-001, 8.008150e-001, 7.985515e-001, 7.962766e-001, 7.939904e-001, 7.916929e-001, 7.893842e-001, 7.870642e-001, 7.847331e-001, 7.823908e-001, 7.800374e-001, 7.776729e-001, 7.752974e-001, 7.729108e-001, 7.705132e-001, 7.681047e-001, 7.656853e-001, 7.632550e-001, 7.608139e-001, 7.583619e-001, 7.558992e-001, 7.534257e-001, 7.509415e-001, 7.484466e-001, 7.459411e-001, 7.434250e-001, 7.408984e-001, 7.383612e-001, 7.358135e-001, 7.332553e-001, 7.306868e-001, 7.281078e-001, 7.255185e-001, 7.229189e-001, 7.203090e-001, 7.176889e-001, 7.150586e-001, 7.124181e-001, 7.097675e-001, 7.071068e-001, 7.044360e-001, 7.017553e-001, 6.990645e-001, 6.963639e-001, 6.936533e-001, 6.909329e-001, 6.882026e-001, 6.854626e-001, 6.827128e-001, 6.799534e-001, 6.771842e-001, 6.744055e-001, 6.716171e-001, 6.688193e-001, 6.660119e-001, 6.631950e-001, 6.603687e-001, 6.575331e-001, 6.546880e-001, 6.518337e-001, 6.489701e-001, 6.460973e-001, 6.432153e-001, 6.403242e-001, 6.374240e-001, 6.345147e-001, 6.315964e-001, 6.286691e-001, 6.257329e-001, 6.227878e-001, 6.198338e-001, 6.168710e-001, 6.138995e-001, 6.109192e-001,



6.079303e-001, 6.049327e-001, 6.019265e-001, 5.989118e-001, 5.958885e-001, 5.928568e-001, 5.898167e-001, 5.867681e-001, 5.837113e-001, 5.806461e-001, 5.775727e-001, 5.744911e-001, 5.714013e-001, 5.683034e-001, 5.651974e-001, 5.620834e-001, 5.589614e-001, 5.558314e-001, 5.526936e-001, 5.495479e-001, 5.463943e-001, 5.432331e-001, 5.400641e-001, 5.368874e-001, 5.337031e-001, 5.305112e-001, 5.273118e-001, 5.241048e-001, 5.208904e-001, 5.176687e-001, 5.144395e-001, 5.112031e-001, 5.079594e-001, 5.047084e-001, 5.014503e-001, 4.981851e-001, 4.949128e-001, 4.916334e-001, 4.883471e-001, 4.850538e-001, 4.817537e-001, 4.784467e-001, 4.751328e-001, 4.718123e-001, 4.684850e-001, 4.651511e-001, 4.618105e-001, 4.584634e-001, 4.551098e-001, 4.517497e-001, 4.483832e-001, 4.450103e-001, 4.416311e-001, 4.382456e-001, 4.348539e-001, 4.314560e-001, 4.280520e-001, 4.246419e-001, 4.212258e-001, 4.178036e-001, 4.143756e-001, 4.109416e-001, 4.075018e-001, 4.040562e-001, 4.006049e-001, 3.971479e-001, 3.936852e-001, 3.902170e-001, 3.867432e-001, 3.832638e-001, 3.797791e-001, 3.762889e-001, 3.727934e-001, 3.692927e-001, 3.657866e-001, 3.622754e-001, 3.587590e-001, 3.552375e-001, 3.517109e-001, 3.481794e-001, 3.446429e-001, 3.411015e-001, 3.375553e-001, 3.340043e-001, 3.304485e-001, 3.268880e-001, 3.233229e-001, 3.197532e-001, 3.161789e-001, 3.126002e-001, 3.090170e-001, 3.054294e-001, 3.018375e-001, 2.982413e-001, 2.946408e-001, 2.910362e-001, 2.874274e-001, 2.838145e-001, 2.801976e-001, 2.765767e-001, 2.729519e-001, 2.693232e-001, 2.656907e-001, 2.620544e-001, 2.584144e-001, 2.547707e-001, 2.511234e-001, 2.474725e-001, 2.438181e-001, 2.401603e-001, 2.364990e-001, 2.328344e-001, 2.291664e-001, 2.254952e-001, 2.218208e-001, 2.181432e-001, 2.144626e-001, 2.107789e-001, 2.070922e-001, 2.034025e-001, 1.997100e-001, 1.960146e-001, 1.923164e-001, 1.886155e-001, 1.849120e-001, 1.812058e-001, 1.774970e-001, 1.737857e-001, 1.700719e-001, 1.663557e-001, 1.626372e-001, 1.589163e-001, 1.551932e-001, 1.514678e-001, 1.477404e-001, 1.440108e-001, 1.402792e-001, 1.365455e-001, 1.328100e-001, 1.290725e-001, 1.253332e-001, 1.215922e-001, 1.178494e-001, 1.141049e-001, 1.103588e-001, 1.066112e-001, 1.028620e-001, 9.911134e-002, 9.535930e-002, 9.160590e-002, 8.785120e-002, 8.409525e-002, 8.033810e-002, 7.657981e-002, 7.282044e-002, 6.906003e-002, 6.529863e-002, 6.153631e-002, 5.777312e-002, 5.400910e-002, 5.024432e-002, 4.647882e-002, 4.271266e-002, 3.894590e-002, 3.517858e-002, 3.141076e-002, 2.764249e-002, 2.387384e-002, 2.010484e-002, 1.633556e-002, 1.256604e-002, 8.796346e-003, 5.026527e-003, 1.256637e-003, 2.513271e-003, 6.283144e-003, 1.005293e-002, 1.382257e-002, 1.759201e-002, 2.136121e-002, 2.513010e-002, 2.889863e-002, 3.266675e-002, 3.643441e-002, 4.020155e-002, 4.396812e-002, 4.773406e-002, 5.149933e-002, 5.526386e-002, 5.902761e-002, 6.279052e-002, 6.655254e-002, 7.031361e-002, 7.407368e-002, 7.783270e-002, 8.159061e-002, 8.534736e-002, 8.910291e-002, 9.285718e-002, 9.661013e-002, 1.003617e-001, 1.041119e-001, 1.078605e-001, 1.116077e-001, 1.153532e-001, 1.190972e-001, 1.228394e-001, 1.265799e-001, 1.303185e-001, 1.340554e-001, 1.377903e-001, 1.415233e-001, 1.452542e-001, 1.489831e-001, 1.527099e-001, 1.564345e-001, 1.601568e-001, 1.638769e-001, 1.675947e-001, 1.713101e-001, 1.750231e-001, 1.787335e-001, 1.824415e-001, 1.861468e-001, 1.898495e-001, 1.935495e-001, 1.972467e-001, 2.009411e-001, 2.046327e-001, 2.083214e-001, 2.120071e-001, 2.156898e-001, 2.193694e-001, 2.230460e-001, 2.267193e-001, 2.303894e-001, 2.340563e-001, 2.377198e-001, 2.413799e-001, 2.450367e-001, 2.486899e-001, 2.523396e-001, 2.559857e-001, 2.596282e-001, 2.632669e-001, 2.669020e-001, 2.705332e-001, 2.741606e-001, 2.777841e-001, 2.814037e-001, 2.850193e-001, 2.886308e-001, 2.922382e-001, 2.958414e-001, 2.994405e-001, 3.030353e-001, 3.066258e-001, 3.102119e-001, 3.137936e-001, 3.173709e-001, 3.209436e-001, 3.245118e-001, 3.280754e-001, 3.316343e-001, 3.351885e-001, 3.387379e-001, 3.422825e-001, 3.458223e-001, 3.493571e-001, 3.528870e-001, 3.564119e-001, 3.599317e-001, 3.634464e-001, 3.669559e-001, 3.704602e-001, 3.739592e-001, 3.774529e-001, 3.809413e-001, 3.844242e-001, 3.879017e-001, 3.913737e-001, 3.948401e-001, 3.983009e-001, 4.017560e-001, 4.052054e-001, 4.086491e-001, 4.120869e-001, 4.155189e-001, 4.189450e-001, 4.223652e-001, 4.257793e-001, 4.291874e-001, 4.325894e-001, 4.359852e-001, 4.393748e-001, 4.427582e-001, 4.461353e-001, 4.495061e-001, 4.528705e-001, 4.562284e-001,



4.595799e-001, 4.629248e-001, 4.662631e-001, 4.695948e-001, 4.729199e-001, 4.762382e-001, 4.795498e-001, 4.828545e-001, 4.861524e-001, 4.894433e-001, 4.927273e-001, 4.960043e-001, 4.992743e-001, 5.025372e-001, 5.057929e-001, 5.090414e-001, 5.122827e-001, 5.155167e-001, 5.187434e-001, 5.219627e-001, 5.251746e-001, 5.283791e-001, 5.315760e-001, 5.347654e-001, 5.379471e-001, 5.411213e-001, 5.442877e-001, 5.474464e-001, 5.505973e-001, 5.537404e-001, 5.568756e-001, 5.600029e-001, 5.631223e-001, 5.662336e-001, 5.693369e-001, 5.724321e-001, 5.755192e-001, 5.785981e-001, 5.816688e-001, 5.847312e-001, 5.877853e-001, 5.908310e-001, 5.938683e-001, 5.968972e-001, 5.999177e-001, 6.029295e-001, 6.059329e-001, 6.089276e-001, 6.119136e-001, 6.148910e-001, 6.178596e-001, 6.208195e-001, 6.237705e-001, 6.267126e-001, 6.296459e-001, 6.325702e-001, 6.354855e-001, 6.383917e-001, 6.412889e-001, 6.441770e-001, 6.470560e-001, 6.499257e-001, 6.527862e-001, 6.556374e-001, 6.584793e-001, 6.613119e-001, 6.641350e-001, 6.669487e-001, 6.697529e-001, 6.725477e-001, 6.753328e-001, 6.781084e-001, 6.808743e-001, 6.836305e-001, 6.863770e-001, 6.891138e-001, 6.918408e-001, 6.945579e-001, 6.972652e-001, 6.999626e-001, 7.026500e-001, 7.053274e-001, 7.079948e-001, 7.106521e-001, 7.132994e-001, 7.159365e-001, 7.185634e-001, 7.211801e-001, 7.237866e-001, 7.263828e-001, 7.289686e-001, 7.315441e-001, 7.341092e-001, 7.366639e-001, 7.392081e-001, 7.417418e-001, 7.442649e-001, 7.467775e-001, 7.492794e-001, 7.517708e-001, 7.542514e-001, 7.567213e-001, 7.591804e-001, 7.616288e-001, 7.640663e-001, 7.664930e-001, 7.689088e-001, 7.713136e-001, 7.737075e-001, 7.760904e-001, 7.784623e-001, 7.808231e-001, 7.831728e-001, 7.855114e-001, 7.878388e-001, 7.901550e-001, 7.924600e-001, 7.947537e-001, 7.970361e-001, 7.993072e-001, 8.015670e-001, 8.038153e-001, 8.060523e-001, 8.082777e-001, 8.104917e-001, 8.126942e-001, 8.148851e-001, 8.170644e-001, 8.192321e-001, 8.213882e-001, 8.235326e-001, 8.256653e-001, 8.277863e-001, 8.298955e-001, 8.319929e-001, 8.340784e-001, 8.361522e-001, 8.382140e-001, 8.402639e-001, 8.423019e-001, 8.443279e-001, 8.463419e-001, 8.483439e-001, 8.503339e-001, 8.523117e-001, 8.542774e-001, 8.562310e-001, 8.581724e-001, 8.601017e-001, 8.620187e-001, 8.639234e-001, 8.658159e-001, 8.676961e-001, 8.695639e-001, 8.714194e-001, 8.732625e-001, 8.750931e-001, 8.769114e-001, 8.787172e-001, 8.805104e-001, 8.822912e-001, 8.840595e-001, 8.858151e-001, 8.875582e-001, 8.892887e-001, 8.910065e-001, 8.927117e-001, 8.944042e-001, 8.960839e-001, 8.977510e-001, 8.994053e-001, 9.010467e-001, 9.026754e-001, 9.042913e-001, 9.058943e-001, 9.074844e-001, 9.090617e-001, 9.106260e-001, 9.121773e-001, 9.137158e-001, 9.152412e-001, 9.167536e-001, 9.182530e-001, 9.197393e-001, 9.212126e-001, 9.226727e-001, 9.241198e-001, 9.255537e-001, 9.269745e-001, 9.283821e-001, 9.297765e-001, 9.311577e-001, 9.325256e-001, 9.338803e-001, 9.352218e-001, 9.365499e-001, 9.378647e-001, 9.391662e-001, 9.404544e-001, 9.417291e-001, 9.429905e-001, 9.442385e-001, 9.454731e-001, 9.466942e-001, 9.479019e-001, 9.490961e-001, 9.502769e-001, 9.514441e-001, 9.525978e-001, 9.537379e-001, 9.548645e-001, 9.559776e-001, 9.570770e-001, 9.581629e-001, 9.592351e-001, 9.602937e-001, 9.613386e-001, 9.623699e-001, 9.633875e-001, 9.643914e-001, 9.653816e-001, 9.663581e-001, 9.673209e-001, 9.682699e-001, 9.692051e-001, 9.701266e-001, 9.710343e-001, 9.719282e-001, 9.728082e-001, 9.736745e-001, 9.745269e-001, 9.753654e-001, 9.761901e-001, 9.770009e-001, 9.777979e-001, 9.785809e-001, 9.793500e-001, 9.801052e-001, 9.808465e-001, 9.815739e-001, 9.822873e-001, 9.829867e-001, 9.836721e-001, 9.843436e-001, 9.850011e-001, 9.856446e-001, 9.862741e-001, 9.868895e-001, 9.874910e-001, 9.880784e-001, 9.886517e-001, 9.892111e-001, 9.897563e-001, 9.902875e-001, 9.908046e-001, 9.913076e-001, 9.917966e-001, 9.922714e-001, 9.927322e-001, 9.931788e-001, 9.936113e-001, 9.940297e-001, 9.944340e-001, 9.948241e-001, 9.952001e-001, 9.955620e-001, 9.959097e-001, 9.962432e-001, 9.965626e-001, 9.968678e-001, 9.971589e-001, 9.974358e-001, 9.976985e-001, 9.979470e-001, 9.981814e-001, 9.984016e-001, 9.986075e-001, 9.987993e-001, 9.989769e-001, 9.991403e-001, 9.992895e-001, 9.994245e-001, 9.995452e-001, 9.996518e-001, 9.997442e-001, 9.998224e-001, 9.998863e-001, 9.999360e-001, 9.999716e-001, 9.999929e-001, 1, 9.999929e-001, 9.999716e-001, 9.999360e-001, 9.998863e-001, 9.998224e-001, 9.997442e-001, 9.996518e-001, 9.995452e-001, 9.994245e-001, 9.992895e-001,



9.991403e-001, 9.989769e-001, 9.987993e-001, 9.986075e-001, 9.984016e-001, 9.981814e-001, 9.979470e-001, 9.976985e-001, 9.974358e-001, 9.971589e-001, 9.968678e-001, 9.965626e-001, 9.962432e-001, 9.959097e-001, 9.955620e-001, 9.952001e-001, 9.948241e-001, 9.944340e-001, 9.940297e-001, 9.936113e-001, 9.931788e-001, 9.927322e-001, 9.922714e-001, 9.917966e-001, 9.913076e-001, 9.908046e-001, 9.902875e-001, 9.897563e-001, 9.892111e-001, 9.886517e-001, 9.880784e-001, 9.874910e-001, 9.868895e-001, 9.862741e-001, 9.856446e-001, 9.850011e-001, 9.843436e-001, 9.836721e-001, 9.829867e-001, 9.822873e-001, 9.815739e-001, 9.808465e-001, 9.801052e-001, 9.793500e-001, 9.785809e-001, 9.777979e-001, 9.770009e-001, 9.761901e-001, 9.753654e-001, 9.745269e-001, 9.736745e-001, 9.728082e-001, 9.719282e-001, 9.710343e-001, 9.701266e-001, 9.692051e-001, 9.682699e-001, 9.673209e-001, 9.663581e-001, 9.653816e-001, 9.643914e-001, 9.633875e-001, 9.623699e-001, 9.613386e-001, 9.602937e-001, 9.592351e-001, 9.581629e-001, 9.570770e-001, 9.559776e-001, 9.548645e-001, 9.537379e-001, 9.525978e-001, 9.514441e-001, 9.502769e-001, 9.490961e-001, 9.479019e-001, 9.466942e-001, 9.454731e-001, 9.442385e-001, 9.429905e-001, 9.417291e-001, 9.404544e-001, 9.391662e-001, 9.378647e-001, 9.365499e-001, 9.352218e-001, 9.338803e-001, 9.325256e-001, 9.311577e-001, 9.297765e-001, 9.283821e-001, 9.269745e-001, 9.255337e-001, 9.241198e-001, 9.226727e-001, 9.212126e-001, 9.197393e-001, 9.182530e-001, 9.167536e-001, 9.152412e-001, 9.137158e-001, 9.121773e-001, 9.106260e-001, 9.090617e-001, 9.074844e-001, 9.058943e-001, 9.042913e-001, 9.026754e-001, 9.010467e-001, 8.994053e-001, 8.977510e-001, 8.960839e-001, 8.944042e-001, 8.927117e-001, 8.910065e-001, 8.892887e-001, 8.875582e-001, 8.858151e-001, 8.840595e-001, 8.822912e-001, 8.805104e-001, 8.787172e-001, 8.769114e-001, 8.750931e-001, 8.732625e-001, 8.714194e-001, 8.695639e-001, 8.676961e-001, 8.658159e-001, 8.639234e-001, 8.620187e-001, 8.601017e-001, 8.581724e-001, 8.562310e-001, 8.542774e-001, 8.523117e-001, 8.503339e-001, 8.483439e-001, 8.463419e-001, 8.443279e-001, 8.423019e-001, 8.402639e-001, 8.382140e-001, 8.361522e-001, 8.340784e-001, 8.319929e-001, 8.298955e-001, 8.277863e-001, 8.256653e-001, 8.235326e-001, 8.213882e-001, 8.192321e-001, 8.170644e-001, 8.148851e-001, 8.126942e-001, 8.104917e-001, 8.082777e-001, 8.060523e-001, 8.038153e-001, 8.015670e-001, 7.993072e-001, 7.970361e-001, 7.947537e-001, 7.924600e-001, 7.901550e-001, 7.878388e-001, 7.855114e-001, 7.831728e-001, 7.808231e-001, 7.784623e-001, 7.760904e-001, 7.737075e-001, 7.713136e-001, 7.689088e-001, 7.664930e-001, 7.640663e-001, 7.616288e-001, 7.591804e-001, 7.567213e-001, 7.542514e-001, 7.517708e-001, 7.492794e-001, 7.467775e-001, 7.442649e-001, 7.417418e-001, 7.392081e-001, 7.366639e-001, 7.341092e-001, 7.315441e-001, 7.289686e-001, 7.263828e-001, 7.237866e-001, 7.211801e-001, 7.185634e-001, 7.159365e-001, 7.132994e-001, 7.106521e-001, 7.079948e-001, 7.053274e-001, 7.026500e-001, 6.999626e-001, 6.972652e-001, 6.945579e-001, 6.918408e-001, 6.891138e-001, 6.863770e-001, 6.836305e-001, 6.808743e-001, 6.781084e-001, 6.753328e-001, 6.725477e-001, 6.697529e-001, 6.669487e-001, 6.641350e-001, 6.613119e-001, 6.584793e-001, 6.556374e-001, 6.527862e-001, 6.499257e-001, 6.470560e-001, 6.441770e-001, 6.412889e-001, 6.383917e-001, 6.354855e-001, 6.325702e-001, 6.296459e-001, 6.267126e-001, 6.237705e-001, 6.208195e-001, 6.178596e-001, 6.148910e-001, 6.119136e-001, 6.089276e-001, 6.059329e-001, 6.029295e-001, 5.999177e-001, 5.968972e-001, 5.938683e-001, 5.908310e-001, 5.877853e-001, 5.847312e-001, 5.816688e-001, 5.785981e-001, 5.755192e-001, 5.724321e-001, 5.693369e-001, 5.662336e-001, 5.631223e-001, 5.600029e-001, 5.568756e-001, 5.537404e-001, 5.505973e-001, 5.474464e-001, 5.442877e-001, 5.411213e-001, 5.379471e-001, 5.347654e-001, 5.315760e-001, 5.283791e-001, 5.251746e-001, 5.219627e-001, 5.187434e-001, 5.155167e-001, 5.122827e-001, 5.090414e-001, 5.057929e-001, 5.025372e-001, 4.992743e-001, 4.960043e-001, 4.927273e-001, 4.894433e-001, 4.861524e-001, 4.828545e-001, 4.795498e-001, 4.762382e-001, 4.729199e-001, 4.695948e-001, 4.662631e-001, 4.629248e-001, 4.595799e-001, 4.562284e-001, 4.528705e-001, 4.495061e-001, 4.461353e-001, 4.427582e-001, 4.393748e-001, 4.359852e-001, 4.325894e-001, 4.291874e-001, 4.257793e-001, 4.223652e-001, 4.189450e-001, 4.155189e-001, 4.120869e-001, 4.086491e-001, 4.052054e-001, 4.017560e-001, 3.983009e-001, 3.948401e-001, 3.913737e-001,



```
3.879017e-001, 3.844242e-001, 3.809413e-001, 3.774529e-001, 3.739592e-001, 3.704602e-001, 3.669559e-001, 3.634464e-001, 3.599317e-001, 3.564119e-001, 3.528870e-001, 3.493571e-001, 3.458223e-001, 3.422825e-001, 3.387379e-001, 3.351885e-001, 3.316343e-001, 3.280754e-001, 3.245118e-001, 3.209436e-001, 3.173709e-001, 3.137936e-001, 3.102119e-001, 3.066258e-001, 3.030353e-001, 2.994405e-001, 2.958414e-001, 2.922382e-001, 2.886308e-001, 2.850193e-001, 2.814037e-001, 2.777841e-001, 2.741606e-001, 2.705332e-001, 2.669020e-001, 2.632669e-001, 2.596282e-001, 2.559857e-001, 2.523396e-001, 2.486899e-001, 2.450367e-001, 2.413799e-001, 2.377198e-001, 2.340563e-001, 2.303894e-001, 2.267193e-001, 2.230460e-001, 2.193694e-001, 2.156898e-001, 2.120071e-001, 2.083214e-001, 2.046327e-001, 2.009411e-001, 1.972467e-001, 1.935495e-001, 1.898495e-001, 1.861468e-001, 1.824415e-001, 1.787335e-001, 1.750231e-001, 1.713101e-001, 1.675947e-001, 1.638769e-001, 1.601568e-001, 1.564345e-001, 1.527099e-001, 1.489831e-001, 1.452542e-001, 1.415233e-001, 1.377903e-001, 1.340554e-001, 1.303185e-001, 1.265799e-001, 1.228394e-001, 1.190972e-001, 1.153532e-001, 1.116077e-001, 1.078605e-001, 1.041119e-001, 1.003617e-001, 9.661013e-002, 9.285718e-002, 8.910291e-002, 8.534736e-002, 8.159061e-002, 7.783270e-002, 7.407368e-002, 7.031361e-002, 6.655254e-002, 6.279052e-002, 5.902761e-002, 5.526386e-002, 5.149933e-002, 4.773406e-002, 4.396812e-002, 4.020155e-002, 3.643441e-002, 3.266675e-002, 2.889863e-002, 2.513010e-002, 2.136121e-002, 1.759201e-002, 1.382257e-002, 1.005293e-002, 6.283144e-003, 2.513271e-003};

float VinA_ant=0;
float VinB_ant=0;
float VinC_ant=0;
float VRefA=0; //Referência da fase A após produtos (VRef*iLnc_avg*K).
float VRefB=0; //Referência da fase B após produtos (VRef*iLnc_avg*K).
float VRefC=0; //Referência da fase C após produtos (VRef*iLnc_avg*K).
float Vout_fl = 0;
float Vout_Ref = 300; //Referência de tensão após afundamento
float IinA_fl=0; //Valor float da corrente de entrada da fase A adquirida.
float IinB_fl=0; //Valor float da corrente de entrada da fase B adquirida.
float IinC_fl=0; //Valor float da corrente de entrada da fase C adquirida.

float multA=1; //Multiplicação de VinA*VinA_ant.
float multB=1; //Multiplicação de VinA*VinA_ant.
float multC=1; //Multiplicação de VinA*VinA_ant.

float Io_fl = 0;
float Io_ant_fl = 0;
float Io_avg = 0;
float Io_avg_ant = 0;

float Kn=1.1; //Ganho da referência.
float Ks=1; //Ganho da referência.
float Kb = 1;

float erro_ant = 0;
float erro = 0;

int16 condA=0;
int16 condB=0;
int16 condC=0;

main()
{
    // Step 1. Initialize System Control:
    // PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks.
    // This example function is found in the DSP2833x_SysCtrl.c file.
    InitSysCtrl();
    EALLOW;
    #if (CPU_FRQ_150MHZ) // Default - 150 MHz SYSCLKOUT
    #define ADC_MODCLK 0x3 // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2 = 150/(2*3) = 25.0
    MHz.
    #endif
    #if (CPU_FRQ_100MHZ)
    #define ADC_MODCLK 0x2 // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2 = 100/(2*2) = 50.0
    MHz.
```



```
#endif
EDIS;
EALLOW;
SysCtrlRegs.HISPCP.all = 0x3; // HSPCLK = SYSCLKOUT/(2*3).
EDIS;

// Step 2. Initialize GPIO:
// This example function is found in the DSP2833x_Gpio.c file and
// illustrates how to set the GPIO to it's default state.
// InitGpio(); // Skipped for this example
EALLOW;
//Configuração da Saída dos Pulsos Chave S1.
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO12 = 0x0; //Configura GPIO12 como pino de I/O.
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO12 = 0x1; //Configura GPIO12 como OUTPUT.
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO12 = 0x1; //Configura GPIO12 como LOW.

//Configuração da Saída dos Pulsos Chave S2.
GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO33 = 0x0; //Configura GPIO13 como pino de I/O.
GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO33 = 0x1; //Configura GPIO13 como OUTPUT.
GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO33 = 0x1; //Configura GPIO13 como LOW.

//Configuração da Saída dos Pulsos Chave S3.
GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO32 = 0x0; //Configura GPIO33 como pino de I/O.
GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO32 = 0x1; //Configura GPIO33 como OUTPUT.
GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO32 = 0x1; //Configura GPIO33 como LOW.

GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO34 = 0x0; //Configura GPIO33 como pino de I/O.
GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO34 = 0x1; //Configura GPIO33 como OUTPUT.
GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO34 = 0x1; //Configura GPIO33 como LOW.
EDIS;

// Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
// Disable CPU interrupts.
DINT;
// Initialize the PIE control registers to their default state.
// The default state is all PIE interrupts disabled and flags.
// are cleared.
// This function is found in the DSP2833x_PieCtrl.c file.
InitPieCtrl();
// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
IER = 0x0000;
IFR = 0x0000;
// Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
// Service Routines (ISR).
// This will populate the entire table, even if the interrupt
// is not used in this example. This is useful for debug purposes.
// The shell ISR routines are found in DSP2833x_DefaultIsr.c.
// This function is found in DSP2833x_PieVect.c.
InitPieVectTable();
// Interrupts that are used in this example are re-mapped to
// ISR functions found within this file.
EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected register
PieVectTable.ADCINT = &adc_isr;
EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

// Step 4. Initialize all the Device Peripherals:
// This function is found in DSP2833x_InitPeripherals.c
InitAdc(); // Inicia o ADC
// Step 5. User specific code, enable interrupts:
// Enable ADCINT in PIE
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx6 = 1;
IER |= M_INT1; // Enable CPU Interrupt 1
EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM
// Configuração do ADC
AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x0007; // Setup 6 conv's on SEQ1
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0; // Setup ADCINA0 as 1st SEQ1 conv.
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1; // Setup ADCINA3 as 2nd SEQ1 conv.
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x2; // Setup ADCINA4 as 3rd SEQ1 conv.
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x3; // Setup ADCINA5 as 4nd SEQ1 conv.
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV04 = 0x4; // Setup ADCINA6 as 5st SEQ2 conv.
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV05 = 0x5; // Setup ADCINA7 as 6nd SEQ2 conv.
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV06 = 0x8; // Setup ADCINA2 as 7nd SEQ2 conv.
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV07 = 0x9; // Setup ADCINA3 as 8nd SEQ2 conv.
AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCA_SEQ1 = 1; // Enable SOCA from ePWM to start SEQ1.
AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 1; // Enable SEQ1 interrupt (every EOS).
AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = ADC_CLKPS;
```

```

// Assumes ePWM1 clock is already enabled in InitSysCtrl();
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1; // Enable SOC on A group.
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 2; // Select SOC from period TBCNT = CMPA.
EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1; // Generate pulse on 1st event.
EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0; // count up and start.
EPwm1Regs.TBPRD = 750; // Set period for ePWM1 750.

while(1)
{
}
interrupt void adc_isr(void)
{
    //GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO34 = 0x1; //Calcula tempo de
processamento

    //----- Aquisições -----
    -----
    VinA_ant = VinA;
    VinB_ant = VinB;
    VinC_ant = VinC;

    VinA = (AdcRegs.ADCRESULT1 >>4)-2030; //Tensão na fase A
    IinA = -((AdcRegs.ADCRESULT0 >>4)-2011); //Corrente na fase A
    VinB = (AdcRegs.ADCRESULT3 >>4)-2029; //Tensão na fase B
    IinB = -((AdcRegs.ADCRESULT2 >>4)-2022); //Corrente na fase B
    VinC = (AdcRegs.ADCRESULT5 >>4)-2031; //Tensão na fase C
    IinC = -((AdcRegs.ADCRESULT4 >>4)-2022); //Corrente na fase C
    Vout = (AdcRegs.ADCRESULT7 >>4)-2018; //Tensão de Saída.
    Io = (AdcRegs.ADCRESULT6 >>4)-2024; //Corrente de saída

    multA = (float)(VinA) * (float)(VinA_ant);
    multB = (float)(VinB) * (float)(VinB_ant);
    multC = (float)(VinC) * (float)(VinC_ant);

    //Retifica as ondas de corrente.
    if (Io<0)
        {Io = -Io;}
    if (IinA<0)
        {IinA = -IinA;}
    if (IinB<0)
        {IinB = -IinB;}
    if(IinC<0)
        {IinC = -IinC;}

    //-----Tratamento de Sinal e Detecção de Zero-----
    -----
    //Detecção de zero de tensão.
    if ((multA<=0) && (condA==1))
    {
        i = 0;
        condA = 0;
        //GpioDataRegs.GPBTOGGLE.bit.GPIO34 = 0x1; //Teste de sincronismo
    }

    if ((multB<=0) && (condB==1))
    {
        j = 0;
        condB = 0;
        //GpioDataRegs.GPBTOGGLE.bit.GPIO34 = 0x1; //Teste de sincronismo
    }

    if ((multC<=0) && (condC==1))
    {
        m = 0;
        condC = 0;
        //GpioDataRegs.GPBTOGGLE.bit.GPIO34 = 0x1; //Teste de sincronismo
    }

    //-----Identificação do tipo de Afundamento-----

    if (i == 417)
    {picoA = VinA; //detecta pico de tensão
    condA = 1;} //utilizado para sincronismo

    if (j == 417)
    {picoB = VinA; //detecta pico de tensão
    condB = 1;} //utilizado para sincronismo

```

```

        if (m == 417)
        {picoC = VinA; //detecta pico de tensão
        condC = 1;} //utilizado para sincronismo

        if (picoA <= Ref_Afund) //detecta se há afundamento na fase A: tensão de
pico menor que a referência de afundamento (75% do valor do pico)
        {flag_A = 1;}
        else
        {flag_A = 0;}

        if (picoB <= Ref_Afund) //detecta se há afundamento na fase B: tensão de
pico menor que a referência de afundamento (75% do valor do pico)
        {flag_B = 1;}
        else
        {flag_B = 0;}

        if (picoC <= Ref_Afund) //detecta se há afundamento na fase C: tensão de
pico menor que a referência de afundamento (75% do valor do pico)
        {flag_C = 1;}
        else
        {flag_C = 0;}

        if ( ((flag_A == 1) && (flag_B == 0) && (flag_C == 0)) || ((flag_A == 0)
&& (flag_B == 1) && (flag_C == 0)) || ((flag_A == 0) && (flag_B == 0) && (flag_C == 1))
)
        {tipo_afun = 1;} //afundamento tipo B --> 1 fase

        if ( ((flag_A == 1) && (flag_B == 1) && (flag_C == 0)) || ((flag_A == 1)
&& (flag_B == 0) && (flag_C == 1)) || ((flag_A == 0) && (flag_B == 1) && (flag_C == 1))
)
        {tipo_afun = 2;} //afundamento tipo E --> 2 fases

        if ((flag_A == 1) && (flag_B == 1) && (flag_C == 1))
        {tipo_afun = 3;} //afundamento tipo A --> 3 fases

        if (tipo_afun == 1) //afundamento tipo B
        {Kn = 0.2;}

        if (tipo_afun == 2) //afundamento tipo E
        {Kn = 0.305;}

        if (tipo_afun == 3) //afundamento tipo A
        {Kn = 0.51;}

        //----- Seletor digital-----
        if ((flag_A == 0) && (flag_B == 0) && (flag_C == 0)) //Condição normal
de operação
        {Kn = 1.1;
        Ks = 1;
        Kb = 0;
        }
        else // qualquer condição de afundamento
        {
        //----- Cálculo do PI do SEPIC e Boost-----
        erro_ant = erro;
        erro = Vout_Ref - Vout_fl;
        Ks = Ks_ant + 0.00402*erro - 0.003998*erro_ant;
        Kb = Kb_ant + 20.01*erro - 19.99*erro_ant;
        }

        //-----Cálculo da tensão de referência-----
        VRefA = (VRef[i] * Ks * Kn * Io_avg); //Fase A Realimentada.
        VRefB = (VRef[j] * Ks * Kn * Io_avg); //Fase B Realimentado.
        VRefC = (VRef[m] * Ks * Kn * Io_avg); //Fase C Realimentado.

        //-----Converte os valores das aquisições de int16 para float
tornando o ganho do sensor unitário-----
        IinA_fl = ((float)IinA)*0.012653;
        IinB_fl = (float)IinB*0.012653;
        IinC_fl = (float)IinC*0.012653;
        Io_ant_fl = Io_fl;
        Io_fl = ((float)Io)*0.012653;
        Vout_fl = ((float)Vout)*0.5;

```



```
//----- Cálculo da Corrente Média-----  
Io_avg_ant = Io_avg;  
Io_avg = -a1*Io_avg_ant + b0*Io_fl + b1*Io_ant_fl;  
  
//----- Compara a Referência com a Realimentação ---  
-----  
//-----Pulsos de S1-----  
if(VRefA>IinA_fl)  
    {GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO12 = 0x1;} //Configura GPIO12 como  
HIGH .  
    else  
        {GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO12 = 0x1;} //Configura GPIO12  
como LOW.  
//-----Pulsos de S2-----  
if(VRefB>IinB_fl)  
    {GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO33 = 0x1;} //Configura GPIO13 como  
HIGH.  
    else  
        {GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO33 = 0x1;} //Configura GPIO13  
como LOW.  
//-----Pulsos de S3-----  
if(VRefC>IinC_fl)  
    {GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO32 = 0x1;} //Configura GPIO33 como  
HIGH.  
    else  
        {GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO32 = 0x1;} //Configura GPIO33  
como LOW.  
  
//Incrementa os contadores gerais.  
i++;  
j++;  
m++;  
  
//----- Proteção de estouro de ciclo e sobrecorrente-----  
-----  
if(i>=BUFFERSIZE)  
{i = 0;  
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO12 = 0x1;}  
  
if(j>=BUFFERSIZE)  
{j = 0;  
GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO33 = 0x1;}  
  
if(m>=BUFFERSIZE)  
{m = 0;  
GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO32 = 0x1;}  
  
if(IinA_fl >= 20)  
{GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO12 = 0x1;}  
  
if(IinB_fl >= 20)  
{GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO33 = 0x1;}  
  
if(IinC_fl >= 20)  
{GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO32 = 0x1;}  
  
//GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO34 = 0x1; //Calcula tempo de processamento  
  
// Reinitialize for next ADC sequence.  
AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1; // Reset SEQ1.  
AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1; // Clear INT SEQ1 bit.  
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1; // Acknowledge interrupt to PIE.  
return;  
}
```